

การปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ใช้งานทั่วไป: การเพิ่มแรงบิด
ในย่านความเร็วต่ำ, การชดเชยความถี่สลิป, และการมอดูเลตเกิน



นาย อดิษฐ์ สายนาค

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

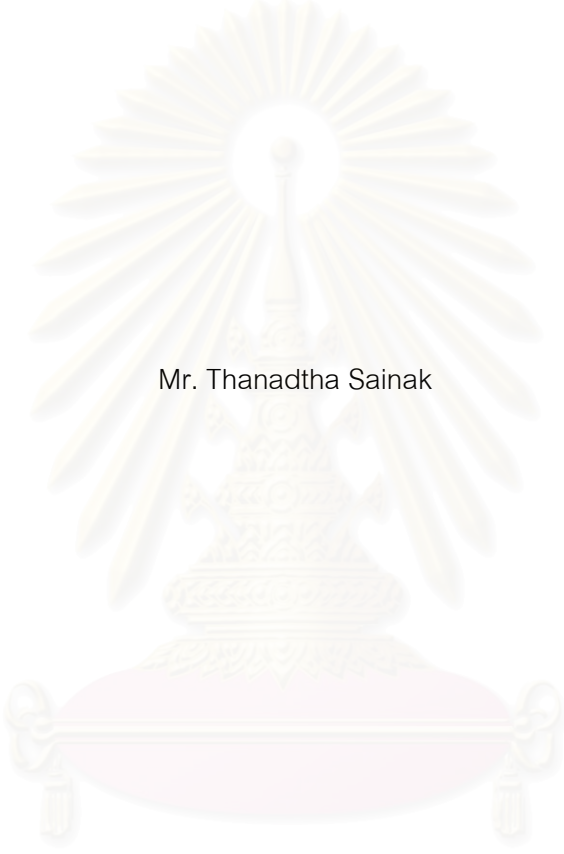
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6256-9

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF GENERAL PURPOSE V/F INVERTERS: LOW-SPEED
TORQUE BOOST, SLIP COMPENSATION, AND OVERMODULATION



Mr. Thanadtha Sainak

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 2004

ISBN 974-17-6256-9

ณัฐสา สายนาค : การปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ใช้งานทั่วไป: การเพิ่มแรงบิดในย่านความเร็วต่ำ, การชดเชยความถี่สลลิป, และการมอดูเลตเกิน.
(PERFORMANCE IMPROVEMENT OF GENERAL PURPOSE V/F INVERTERS: LOW-SPEED TORQUE BOOST, SLIP COMPENSATION, AND OVERMODULATION) อ. ที่ปรึกษา: อ. ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 88 หน้า. ISBN 974-17-6256-9.

ในปัจจุบันระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้อินเวอร์เตอร์ในอุตสาหกรรมส่วนใหญ่เป็นระบบควบคุมมอเตอร์แบบ V/F ซึ่งมีข้อจำกัดทางสมรรถนะกล่าวคือ 1) แรงบิดขับเคลื่อนที่ลดลงในการทำงานย่านความเร็วต่ำเนื่องจากแรงดันตกคร่อมที่ความต้านทานสเตเตอร์ 2) ความเร็วมอเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามโหลดเนื่องจากผลของค่าความถี่สลลิปและ 3) แรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ลดลงเนื่องจากความสัมพันธ์ที่ไม่เชิงเส้นระหว่างแรงดันคำสั่งและแรงดันป้อนมอเตอร์ในช่วงการทำงานย่านมอดูเลตเกิน วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์ที่จะทำการปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ในประเด็นต่างๆข้างต้น ในเบื้องต้นจะทำการพัฒนาวิธีการชดเชยแรงบิดมอเตอร์แบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากสเตเตอร์ฟลักซ์ รวมถึงหาแนวทางการออกแบบตัวควบคุม PI ในวงรอบควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำนี้ ในลำดับถัดมาจะทำการพัฒนาและออกแบบวงรอบป้อนกลับของการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตโนมัติ โดยอาศัยการคำนวณแรงบิดของมอเตอร์พร้อมกับการประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความถี่สลลิปจากข้อมูล Name Plate ของมอเตอร์ และในลำดับสุดท้ายจะทำการพัฒนาวิธีการชดเชยแรงดันคำสั่งของอินเวอร์เตอร์เมื่อทำงานย่านมอดูเลตเกิน โดยการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตและองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันแล้วเก็บเป็นตารางเพื่อให้ตัวประมวลผลสามารถชดเชยแรงดันที่ขาดหายไปได้ล่วงหน้า ผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบแสดงถึงการปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่ดีขึ้น ระบบสามารถขับเคลื่อนโหลดถึงค่าพิกัดที่ความเร็วต่ำได้เป็นอย่างดีและยังสามารถชดเชยความถี่สลลิปเพื่อคงค่าความเร็วไว้ได้ โดยมีค่าความผิดพลาดของความเร็วมอเตอร์ที่โหลดพิกัดประมาณ 4 rpm นอกจากนี้อินเวอร์เตอร์ยังสามารถจ่ายแรงดันหลักมูลที่มีขนาดสูงสุดเท่ากับแรงดันจากสายกำลังได้

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา..... วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา..... 2547 ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

4570326721 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD: V/F INVERTER/ AUTOMATIC TORQUE BOOST / AUTOMATIC SLIP COMPENSATION /
OVERMODULATION

THANADTHA SAINAK : PERFORMANCE IMPROVEMENT OF GENERAL PURPOSE V/F
INVERTERS: LOW-SPEED TORQUE BOOST, SLIP COMPENSATION, AND OVERMODULATION.
THESIS ADVISOR : SOMBOON SANGWONGWANICH D.Eng, 88 pp. ISBN 974-17-6256-9.

Nowadays, the general purpose V/F inverters are widely used for induction motor drives in the industry. However, there are some performance limitations: 1) the degradation of low-speed driving torque caused by the voltage drop across the stator resistance, 2) the rotor speed variation due to slip frequency and 3) the decrease in the fundamental voltage in the over-modulation region of PWM. The objectives of this thesis are to improve the performance of V/F inverters on these three aspects. Firstly, the automatic torque boost (ATB) scheme is developed by regulating the induced-EMF magnitude, and the design guidelines of the PI controller applied in the ATB scheme are given. Secondly, the automatic slip frequency compensation is introduced into the V/F scheme. The compensating slip frequency is calculated from the estimated motor torque and by using the linear relationship between the motor torque and the slip frequency approximated from the information on the motor's name plate. Lastly, the voltage compensation method in the overmodulation region is proposed. The correlation between the modulation index and the fundamental component of the inverter's voltage in the overmodulation region is firstly derived, and its inverse relation is tabulated in a look-up table which is used by the microcontroller to calculate the compensated voltage. Simulation and experimental results illustrate clearly the performance improvement of the V/F inverter. Using the ATB scheme, the system can nicely drive up to the rated load in low-speed range. With the slip compensation scheme, the rotor speed is regulated satisfactorily within the speed error of 4 rpm at the rated load. Finally, with the overmodulation compensation, the inverter can now supply the maximum fundamental output voltage equal to the utility line voltage.

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

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

Academic year...2004.....Co-advisor's signature.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความเอาใจใส่อย่างดียิ่งจากอาจารย์ ดร.สมบุญธรรม แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้ความรู้ คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา พี่สุรพงษ์ สุวรรณภวีน ที่เปรียบเสมือนเป็นอาจารย์อีกท่าน ซึ่งให้คำแนะนำ คำปรึกษา พี่ชูเกียรติ นิธิโยธาน ที่ให้คำแนะนำในการเขียนโปรแกรม พี่สาคร โพธิ์งาม ขอบคุณ บริษัท เอ.พี.วาย. เอ็นจิเนียริง จำกัด ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือสำหรับใช้ในการทำวิจัย ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้วิชาความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งปัจจุบัน ตลอดจนรุ่นพี่ รุ่นน้องและรวมถึงเพื่อนๆ ทุกคนในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ คำแนะนำและกำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้อง ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจแก่ข้าพเจ้าตลอดมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตาราง	ฅ
สารบัญภาพ.....	ญ
รายการสัญลักษณ์.....	ฒ

บทที่

1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	4
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	5
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย.....	6
2. การชดเชยแรงบิดมอเตอร์แบบอัตโนมัติ	7
2.1 ลักษณะสมบัติพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F	7
2.2 การวิเคราะห์ปัญหาการลดลงของแรงบิดมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	8
2.3 การชดเชยแรงบิดให้กับมอเตอร์.....	10
2.4 การพัฒนาและออกแบบวิธีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ	12
2.5 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบกับระบบจริง	21
3. การชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ	33
3.1 ปัญหาการเปลี่ยนแปลงโหลดต่อความเร็วรอบมอเตอร์.....	33
3.2 การชดเชยความถี่สลิป.....	33
3.3 การชดเชยความถี่สลิปโดยการคำนวณแรงบิด	35
3.4 การวิเคราะห์และออกแบบส่วนชดเชยความถี่สลิป	37
3.5 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบกับระบบจริง	41

บทที่	หน้า
4. การชดเชยแรงดันมอเตอร์ในการทำงานย่านมอดูเลตเกิน.....	50
4.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แบบ SVPWM	53
4.2 การชดเชยผลของการมอดูเลตเกิน	56
4.3 การชดเชยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันบัลไฟตรง.....	63
4.4 การเพิ่มความละเอียดของการปรับค่าแรงดันคำสั่งชดเชย	69
4.4 ผลชดเชยค่าแรงดันคำสั่งในย่านมอดูเลตเกิน	70
5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ	79
5.1 สรุปผลงานวิจัย.....	79
5.2 ข้อเสนอแนะ	80
รายการอ้างอิง.....	81
ภาคผนวก.....	83
ภาคผนวก ก การวัดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	84
ภาคผนวก ข ฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการทดสอบ	87
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	88

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
1.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ	3
1.2 ค่าแบนด์วิดท์และช่วงเฟสของวงรอบควบคุม	21
4.1 ผลการทดลองที่ขนาดแรงดันคำสั่งค่าต่าง ๆ กรณีที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง โดยแรงดันสาย เท่ากับ 380 V, VDC = 538.9 V	75
4.1 ผลการทดลองที่ขนาดแรงดันคำสั่งค่าต่าง ๆ กรณีไม่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง โดยแรงดัน สายเท่ากับ 380 V, VDC = 538.9 V	76
ก.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์จากการวัดครั้งต่าง ๆ	86



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่		หน้า
1.1	โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F.....	3
1.2	แผนภาพเปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่าง ๆ	5
2.1	รูปแบบ V/F (V/F Pattern)	7
2.2	โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F.....	8
2.3	วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	8
2.4	เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	9
2.5	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.6	วิธีการเพิ่มแรงบิดด้วยการปรับรูปแบบ V/F	11
2.7	โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยแรงบิดแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากสเตเตอร์ฟลักซ์	13
2.8	บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองเต็มอันดับมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงหมุน	14
2.9	บล็อกไดอะแกรมของวงรอบของกระแสสเตเตอร์	15
2.10	บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองลดอันดับมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงหมุน	16
2.11	วงรอบควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงหมุนที่ใช้แบบจำลองลดอันดับ	17
2.12	วงรอบควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ประมาณเป็นเชิงเส้น.....	18
2.13	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$	18
2.14	วงรอบควบคุมที่มีตัวชดเชย $P(s)$	19
2.15	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G(s) = P(s) \cdot m(s)$	20
2.16	ผลตอบสนองเชิงความถี่วงรอบเปิดของระบบในรูปที่ 2.14 ที่ใช้อัตราขยาย $k_p = 1/\sqrt{2}$, $k_I = 20/\sqrt{2}$	20
2.17	โครงสร้างของตัวควบคุมแรงบิดแบบอัตโนมัติสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F	22
2.18	ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm	24
2.19	ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm	24
2.20	ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm	25

สารบัญภาพ (ต่อ)

ฉ

รูปที่	หน้า
2.21 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm	25
2.22 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ ขณะทำการเร่ง-ลดความเร็วในช่วง 0 rpm ถึง 1500 rpm	26
2.23 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติขณะป้อน โหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm	27
2.24 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติขณะป้อน โหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm	27
2.25 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติขณะป้อน โหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm	28
2.26 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติขณะป้อน โหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm	28
2.27 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติขณะเร่ง-ลด ความเร็วในช่วง 0 rpm ถึง 1500 rpm	29
2.28 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มี การเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ	30
2.29 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มี การเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ (ภาพขยาย)	30
2.30 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ดั้งเดิม.....	31
3.1 การเปลี่ยนแปลงจุดทำงานของมอเตอร์เมื่อมีการเพิ่มโหลด	34
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สลิป-แรงบิด	35
3.3 โครงสร้างการทำงานของการชดเชยความถี่สลิป	36
3.4 บล็อกไดอะแกรมของการชดเชยความถี่สลิป.....	37
3.5 ทางเดินรากของฟังก์ชันโอนย้าย ω_m/ω_m^* เมื่อเปลี่ยนค่า τ_{cs}	39
3.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่วงรอบปิดของระบบชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ ω_m/ω_m^* ที่ τ_{cs} ค่าต่าง ๆ.....	40
3.7 โครงสร้างการทำงานการชดเชยความถี่สลิปโดยละเอียด.....	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

ฎ

รูปที่	หน้า
3.8 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบ อัตราโนมิตีขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm	43
3.9 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบ อัตราโนมิตีขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm	43
3.10 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบ อัตราโนมิตีขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm	44
3.11 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบ อัตราโนมิตีขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm	44
3.12 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบ อัตราโนมิตีขณะแปรค่าโหลดอย่างช้า ๆ ที่ความเร็ว 100 rpm	45
3.13 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตราโนมิตีขณะ ป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm	46
3.14 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตราโนมิตีขณะ ป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm	46
3.15 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตราโนมิตีขณะ ป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm	47
3.16 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตราโนมิตีขณะ ป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm	47
3.17 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตราโนมิตีขณะ แปรค่าโหลดอย่างช้า ๆ ที่ความเร็ว 100 rpm	48
3.18 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติของแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์แบบ V/F ที่มี การชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตราโนมิตี (50 rpm, 75 rpm, 100 rpm, 200 rpm , 300 rpm และ 500 rpm)	49
4.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปแบบ V/F	50
4.2 เวกเตอร์คำสั่งของการมอดูเลตด้วยวิธีการของ J. Holz	51
4.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM.....	54
4.4 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์	54
4.5 การสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ S_u	55
4.6 รูปคลื่นแรงดันคำสั่ง v^{**} ด้วยวิธีการมอดูเลต SVPWM	56

รูปที่	หน้า
4.7	โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่ว SVPWM 57
4.8	โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่ว SVPWM ที่เพิ่มการชดเชยแรงดันคำสั่งสำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกิน 57
4.9	รูปคลื่นแรงดันด้านออกของแรงดัน \bar{v}_u ใน SVPWM mod 1..... 58
4.10	รูปคลื่นแรงดันด้านออกของแรงดัน \bar{v}_u ใน SVPWM mod 2..... 60
4.11	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลต M กับ M^* 62
4.12	ขั้นตอนการทำงานของส่วนชดเชยแรงดันในการทำงานย่านมอดูเลตเกิน 63
4.13	ผลของสัญญาณรบกวนในแรงดัน V_{DC} ส่งผลต่อแรงดันคำสั่ง 64
4.14	กระแส i_{su} ในกรณีที่ขนาดค้ายอดแรงดันคำสั่งชดเชย A^* มีค่าไม่คงที่ 65
4.15	แรงดันระรอกของแรงดันบัสไฟตรง $V_{DC}(t)$ 65
4.16	สเปกตรัมของแรงดันระรอกของแรงดันบัสไฟตรง $V_{DC}(t)$ 66
4.17	ช่วงที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ใน SVPWM mod 1 66
4.18	ช่วงที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ใน SVPWM mod 2 67
4.19	โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่ว SVPWM ที่เพิ่มการชดเชยแรงดันคำสั่งที่มีตัวกรองผ่านต่ำในการตรวจจับแรงดัน V_{DC} 67
4.20	ขนาดค้ายอดของแรงดันคำสั่ง A^* เมื่อเพิ่มส่วนตัวกรองผ่านต่ำในการตรวจจับแรงดันบัสไฟตรง V_{DC} 68
4.21	กระแส i_{su} ในกรณีที่ขนาดค้ายอดแรงดันคำสั่งชดเชย A^* มีค่าคงที่หลังจากใส่ตัวกรองผ่านต่ำในการตรวจจับแรงดันบัสไฟตรง 68
4.22	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลต M^2 กับ M^* 69
4.23	การทำงานที่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ $M = 1.155$ 72
4.24	การทำงานที่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ $M = 1.220$ 73
4.25	การทำงานที่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ $M = 1.273$ 74
4.26	เปรียบเทียบแรงดันหลักมูลด้านออกในกรณีที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งกับกรณีที่ไม่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง ในการทำงานย่านปรกติจนถึงย่านการมอดูเลตเกิน..... 77
4.27	ภาพขยายการเปรียบเทียบแรงดันหลักมูลด้านออกในกรณีที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งกับกรณีที่ไม่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง ในการทำงานย่านปรกติจนถึงย่านการมอดูเลตเกิน 77

รูปที่	หน้า
4.28	เปรียบเทียบผลของแรงดันไฟฟ้าตรงที่ลดลงต่อค่าแรงดันหลักมูลด้านออก..... 78
ก.1	วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 84
ก.2	วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะไร้โหลด 85
ก.3	วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะโรเตอร์ถูกลัดอก..... 85
ข.1	อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย..... 87



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการสัญลักษณ์

\vec{i}_s : สเปซเวกเตอร์กระแสเตเตอร์

\vec{i}_{mr} : สเปซเวกเตอร์กระแสเหนี่ยวนำร่วม

i_{su} : กระแสเตเตอร์เฟส U

i_{sv} : กระแสเตเตอร์เฟส V

i_{sw} : กระแสเตเตอร์เฟส W

\vec{v}_s : สเปซเวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์

\vec{v}_s^* : สเปซเวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์คำสั่ง

v_{sd} : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงมุม d

v_{sq} : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงมุม q

v_u : แรงดันสเตเตอร์เฟส U

v_v : แรงดันสเตเตอร์เฟส V

v_w : แรงดันสเตเตอร์เฟส W

v_u^* : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งเฟส U

v_v^* : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งเฟส V

v_w^* : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งเฟส W

v_u^{**} : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งด้านออกเฟส U

v_v^{**} : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งด้านออกเฟส V

v_w^{**} : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งด้านออกเฟส W

v_1 : องค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออก

V_{DC} : แรงดันบัสไฟตรง

v_c : แรงดันชดเชย

v_{sp}^* : แรงดันคำสั่งชดเชย

$\vec{\lambda}_s$: สเปซเวกเตอร์ฟลักซ์สเตเตอร์

λ_{sd} : ฟลักซ์สเตเตอร์บนแกนอ้างอิงมุม d

λ_{sq} : ฟลักซ์สเตเตอร์บนแกนอ้างอิงมุม q

\vec{e} : สเปซเวกเตอร์แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

e_{sd} : แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงมุม d

e_{sq} : แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงมุม q

R_s : ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

σL_s : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์

σL_r : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดโรเตอร์

L_s : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์

L_r : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์

L_M : ค่าความเหนี่ยวนำรวม

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_r L_s}$$

s : ค่าสลิป

J_m : ค่าความเฉื่อยทางกลมอเตอร์

ω_1 : ค่าความถี่มอเตอร์

ω_m : ค่าความเร็วโรเตอร์

ω_m^* : ค่าความเร็วโรเตอร์คำสั่ง

ω_{mn} : ค่าความเร็วโรเตอร์พิกัด

ω_s : ค่าความถี่สลิป

ω_c : ค่าความถี่หักมุม

$\rho(t)$: ตำแหน่งเชิงมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์

T_m : แรงบิดมอเตอร์

T_{mn} : แรงบิดมอเตอร์พิกัด

T_L : แรงบิดเนื่องจากโหลด

P : จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

s_u : สัญญาณขั้วนำสวิตช์กำลังเฟส U

s_v : สัญญาณขั้วนำสวิตช์กำลังเฟส V

s_w : สัญญาณขั้วนำสวิตช์กำลังเฟส W

S_u : คู่ประกอบสวิตช์กำลังเฟส U

S_v : คู่ประกอบสวิตช์กำลังเฟส V

S_w : คู่ประกอบสวิตช์กำลังเฟส W

t_u : ช่วงเวลาขั้วนำสวิตช์กำลังเฟส U

t_v : ช่วงเวลาขั้วนำสวิตช์กำลังเฟส V

t_w : ช่วงเวลาขั้วนำสวิตช์กำลังเฟส W

M : ดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่ง

M^* : ดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่งชดเชย

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

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

→: เวกเตอร์

| |: ขนาด

*: คำสั่ง

$d-q$: แกนอ้างอิงหมุน

k_I : อัตราขยายการปรับตัวแบบอินทิเกรต

k_p : อัตราขยายการปรับตัวแบบแปรตาม

V/F : Volt per Frequency

PWM : Pulse Width Modulation

ATB : Automatic Torque Boost

SVM : Space Vector Modulation

$SVPWM$: Space Vector Pulse Width Modulation



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ได้กลายเป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่ใช้ควบคุมกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในอุตสาหกรรม โดยสามารถจำแนกออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆคือ 1) อินเวอร์เตอร์แบบสมรรถนะสูง (High Performance Inverters) ที่มักจะใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control), วิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control) หรือวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว (Speed-Sensorless Vector Control) และ 2) อินเวอร์เตอร์แบบใช้งานทั่วไป (General Purpose Inverters) ที่ใช้วิธีการควบคุมแบบ V/F อินเวอร์เตอร์แต่ละประเภทจะมีคุณสมบัติในประเด็นต่างๆดังนี้

ก) สมรรถนะในการควบคุม

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูงจะอาศัยการควบคุมเวกเตอร์ของฟลักซ์และกระแส ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดขับเคลื่อนของมอเตอร์ได้โดยตรง ดังนั้นจึงประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการความแม่นยำและความเร็วในการตอบสนองสูงเช่น การใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบเวกเตอร์กับระบบเซอร์โวในโรงงานพลาสติกหรือระบบขับเคลื่อนรถไฟฟ้า เป็นต้น สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์จะประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการควบคุมแรงบิดที่มีผลตอบสนองชั่วครู่ที่ดีในระดับหนึ่ง เช่น ระบบควบคุมแรงตึงในโรงงานกระดาษหรือระบบขับเคลื่อนในลิฟท์ เป็นต้น ในกรณีของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F จะอาศัยการปรับขนาดแรงดันตามความถี่คำสั่ง เพื่อควบคุมขนาดฟลักซ์ให้คงที่เมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านแรงบิดคงที่ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์แบบ V/F นี้ จะเหมาะสมกับงานทั่วไปที่ต้องการเพียงปรับความเร็วรอบของมอเตอร์อย่างง่าย ๆ เช่น เครื่องสูบน้ำ หรือสายพานลำเลียงในกระบวนการผลิต เป็นต้น

ข) ความยุ่งยากในการใช้งาน

อินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูงจะมีการใช้งานที่ยุ่งยากซับซ้อน โดยเฉพาะอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ต้องการตัวตรวจจับความเร็ว นอกจากนี้อินเวอร์เตอร์ในกลุ่มนี้ยังต้องมีฟังก์ชันการหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์แบบอัตโนมัติ (Auto-Tuning of

Parameters) เพื่อใช้สำหรับอัลกอริทึมในการควบคุม รวมไปถึงการกำหนดค่าอัตราขยายของตัวควบคุมด้วย ในทางตรงกันข้ามอินเวอร์เตอร์แบบ V/F มีการใช้งานที่ง่ายและไม่ต้องการตัวตรวจจับความเร็วหรือข้อมูลพารามิเตอร์ของมอเตอร์โดยละเอียด

ค) การคำนวณ

อินเวอร์เตอร์แบบ V/F จะมีการคำนวณที่ง่ายจึงไม่จำเป็นต้องใช้ตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลที่มีสมรรถนะสูง ซึ่งจะแตกต่างกับอินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูงที่มีการคำนวณที่ซับซ้อนและต้องใช้ตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลที่มีสมรรถนะสูง เพื่อให้วงรอบควบคุมมีแบนด์วิดท์ที่สูงเพียงพอสำหรับการควบคุมกระแส สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็วจะมีการคำนวณที่ซับซ้อนมากขึ้นเพราะต้องมีการประมาณค่าความเร็ว

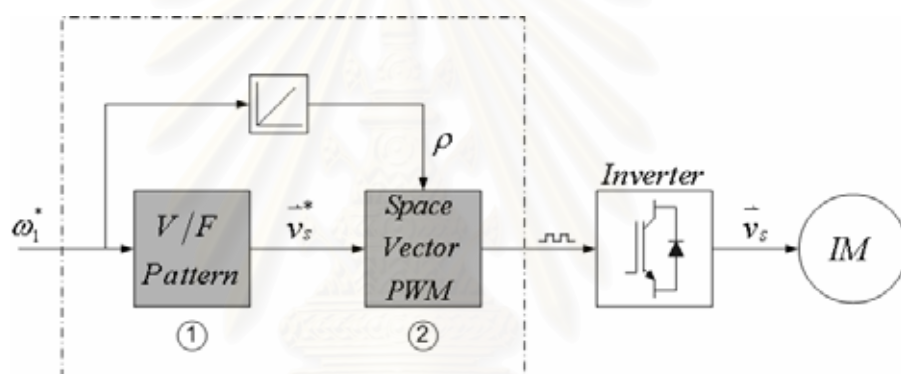
ง) ราคา

ต้นทุนในการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยปัจจัยหลัก 3 ปัจจัยคือ 1) อุปกรณ์สวิตซ์กำลัง 2) ตัวประมวลผลเชิงดิจิทัล และ 3) ตัวตรวจจับกระแส รวมถึงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์รายรอบ การเลือกใช้สวิตซ์กำลังนั้นจะพิจารณาจากพิกัดกระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ ดังนั้นจึงมีต้นทุนไม่แตกต่างกันระหว่างอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 กลุ่ม สำหรับตัวประมวลผลเชิงดิจิทัลนั้นดังได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว โดยอินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะที่ใช้ตัวประมวลผลที่มีสมรรถนะสูงก็จะมีต้นทุนในการผลิตสูงเช่นกัน และในกรณีของตัวตรวจจับกระแส นั้น อินเวอร์เตอร์แบบ V/F จะใช้ข้อมูลกระแสเพียงเพื่อการป้องกันกระแสเกิน (Over-Current Protection) ดังนั้นจึงไม่ต้องการตัวตรวจจับกระแสที่มีความแม่นยำสูงแต่อย่างใด ซึ่งจะต่างจากอินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูงที่ต้องใช้ข้อมูลกระแสของมอเตอร์ในการควบคุม และเพื่อให้ได้ผลตอบสนองในการควบคุมที่ดี ตัวตรวจจับกระแสที่เลือกใช้จึงต้องมีแบนด์วิดท์และความแม่นยำสูง ยังผลให้มีต้นทุนสูงขึ้น นอกจากนี้ก็กล่าวสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแบบเวกเตอร์ จะมีราคาสูงขึ้นเนื่องจากตัวตรวจจับความเร็วอีกส่วนหนึ่ง

จากที่กล่าวมาข้างต้นเราสามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ

Control Scheme	Performance	Calculation	Complexity	Cost
Vector Control	Excellent	Fair	High	Expensive
Direct Torque Control	Good	Fair	Medium	Reasonable
Sensorless Vector control	Good	Complicated	Medium	Reasonable
Improved V/F	Fair	Simple	Low	Low
Conventional V/F	Poor	Easiest	Low	Low



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

เนื่องจากระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ในอุตสาหกรรมส่วนใหญ่จะเป็นการปรับความเร็วรอบทั่ว ๆ ไปราคาถูก จึงทำให้อินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีราคาถูกมีส่วนแบ่งตลาดค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูง รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ซึ่งมีส่วนประกอบหลักที่สำคัญสองส่วนด้วยกันคือ 1) ส่วนกำหนดรูปแบบ V/F ที่มีหน้าที่คำนวณขนาดแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์สัมพันธ์กับความถี่ในการทำงาน และ 2) ส่วนของการสร้างสัญญาณแรงดันปรับความกว้างพัลส์ (PWM) หลักการพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้คือ จะทำการควบคุมขนาดของแรงดันที่ปลายขั้วให้มีการเปลี่ยนแปลงสัมพันธ์กับความถี่คำสั่งในลักษณะเชิงเส้น แรงดันคำสั่งจะถูกนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะในการสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งจะถูกนำไปใช้ในส่วนการขับนำสวิทช์กำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) เพื่อป้อนแรงดันในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ก็มีข้อจำกัดทางสมรรถนะดังนี้คือ

- 1) แรงบิดขับเคลื่อนของมอเตอร์ที่ลดลงในช่วงความเร็วต่ำ ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานที่ต้องพบกับอุปสรรคจากข้อจำกัดนี้คือ การปรับความเร็วรอบในช่วงความเร็วต่ำ (<0.2 p.u.) หรือการเริ่มต้นเดินเครื่องของระบบขับเคลื่อนในขณะที่มีโหลด
- 2) ความเร็วมอเตอร์ที่ผิดพลาดไปจากค่าความถี่คำสั่ง เนื่องจากความถี่สลิปที่เกิดจากโหลดทางกล ทำให้ไม่สามารถประยุกต์ใช้กับงานบางประเภทที่ต้องการความแม่นยำในการควบคุมความเร็วในระดับหนึ่ง
- 3) ขนาดแรงดันขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ขาดหายไปในช่วงมอดูเลตเกิน ทำให้แรงบิดขับเคลื่อนของมอเตอร์ลดลงบริเวณรอบ ๆ ความเร็วพิกัด เช่น ในระบบปรับความเร็วรอบของเครื่องสูบน้ำ เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่พิกัดซึ่งจะอยู่ในช่วงมอดูเลตเกิน สมรรถนะในการสูบน้ำจะต่ำกว่าในกรณีที่เครื่องสูบน้ำถูกขับเคลื่อนด้วยไฟจากสายกำลังที่ความถี่ 50 Hz เดียวกัน

ข้อจำกัดทางสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ในหัวข้อ 1) และ 2) เกี่ยวโยงกับส่วน ① ในรูปที่ 1.1 และมีผลทำให้ผู้ใช้งานต้องเลือกใช้อินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูง เช่น อินเวอร์เตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว อาจกล่าวได้ว่าช่องว่างทางสมรรถนะที่ค่อนข้างกว้างระหว่างอินเวอร์เตอร์แบบ V/F และอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว ทำให้เราไม่สามารถขยายสัดส่วนการใช้งานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F สำหรับงานปรับความเร็วรอบทั่ว ๆ ไปได้ ในขณะที่ผู้ใช้งานจำเป็นต้องเสียค่าใช้จ่ายมากขึ้นสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มีสมรรถนะสูงเกินความจำเป็น ในส่วนของข้อจำกัดในประเด็นที่ 3 ที่เกิดจากขนาดแรงดันที่ขาดหายไปในช่วงมอดูเลตเกินที่เกี่ยวข้องกับส่วน ② จะเป็นปัญหาร่วมกันสำหรับทั้งอินเวอร์เตอร์แบบ V/F และอินเวอร์เตอร์ในกลุ่มสมรรถนะสูง ซึ่งเราจำเป็นต้องปรับปรุงอัลกอริทึมในส่วนของการกำเนิดสัญญาณ PWM

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

โครงการวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปแบบ V/F ในประเด็นต่างๆดังนี้คือ

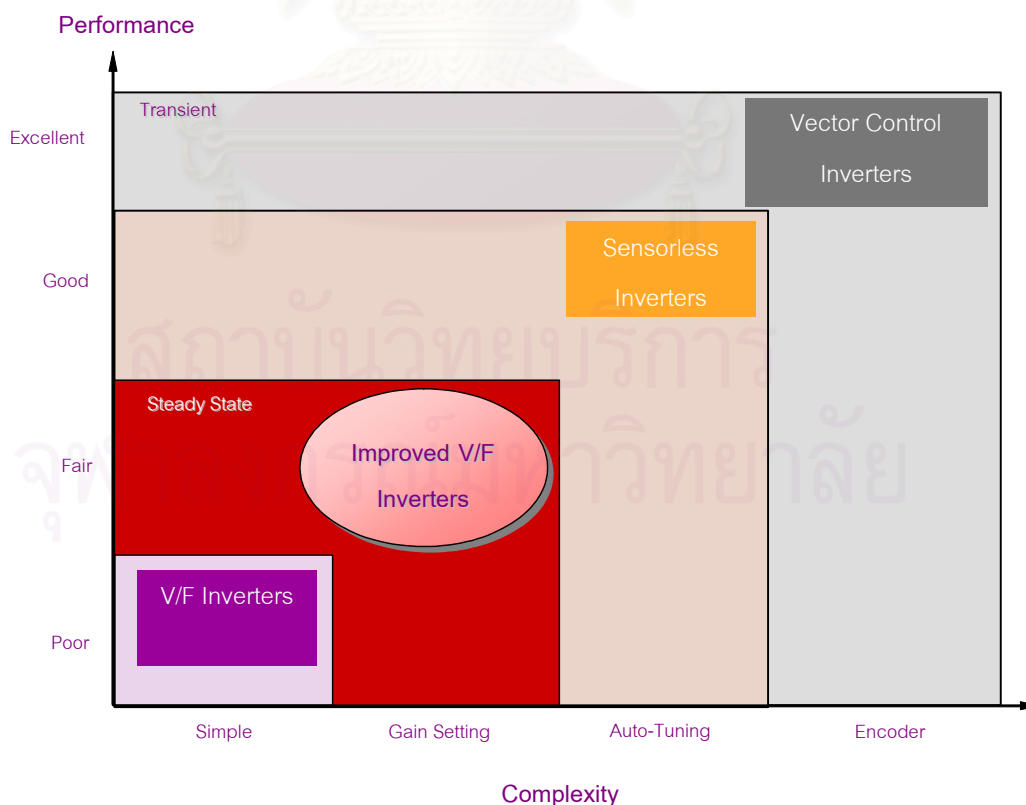
1. ปรับปรุงแรงบิดในการขับเคลื่อนของมอเตอร์ในช่วงความเร็วต่ำให้มีค่าเพิ่มขึ้น
2. พัฒนาวิธีชดเชยความเร็วของมอเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่สลิปที่เกิดจากโหลด
3. แก้ไขปัญหาขนาดแรงดันขององค์ประกอบหลักมูลที่ขาดหายไปในช่วงมอดูเลตเกิน

โดยอินเวอร์เตอร์ที่พัฒนาขึ้นนี้ (อยู่ในกลุ่ม Improved V/F ของตารางที่ 1) ยังคงจุดเด่นของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่ใช้งานง่ายและราคาถูกเอาไว้

รูปที่ 1.2 แสดงให้เห็นถึงเป้าหมายในการพัฒนาอินเวอร์เตอร์แบบ V/F โดยอินเวอร์เตอร์ที่พัฒนาขึ้นจะเป็นการลดช่องว่างทางสมรรถนะระหว่างอินเวอร์เตอร์แบบ V/F และอินเวอร์เตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์แบบ V/F กับงานปรับความเร็วรอบได้กว้างขวางยิ่งขึ้น

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. พัฒนาอัลกอริทึมในการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติและวิธีการชดเชยค่าความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
2. หาแนวทางการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุม PI ที่ใช้ในส่วนของเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติและการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
3. พัฒนาวิธีการชดเชยแรงดันในย่านมอดูเลตเกินสำหรับวิธีการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ ให้แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีขนาดขององค์ประกอบหลักมูลสูงสุดเท่ากับแรงดันจากสายกำลัง



รูปที่ 1.2 แผนภาพเปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำวิธีการที่ได้พัฒนาขึ้นไปใช้ในการเพิ่มสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ใช้งานปรับความเร็วรอบต่างๆไปให้สูงขึ้น ทั้งในแง่แรงบิดขับเคลื่อนในย่านความเร็วต่ำ การควบคุมความเร็วมอเตอร์และการทำงานในย่านความเร็วพิกัด

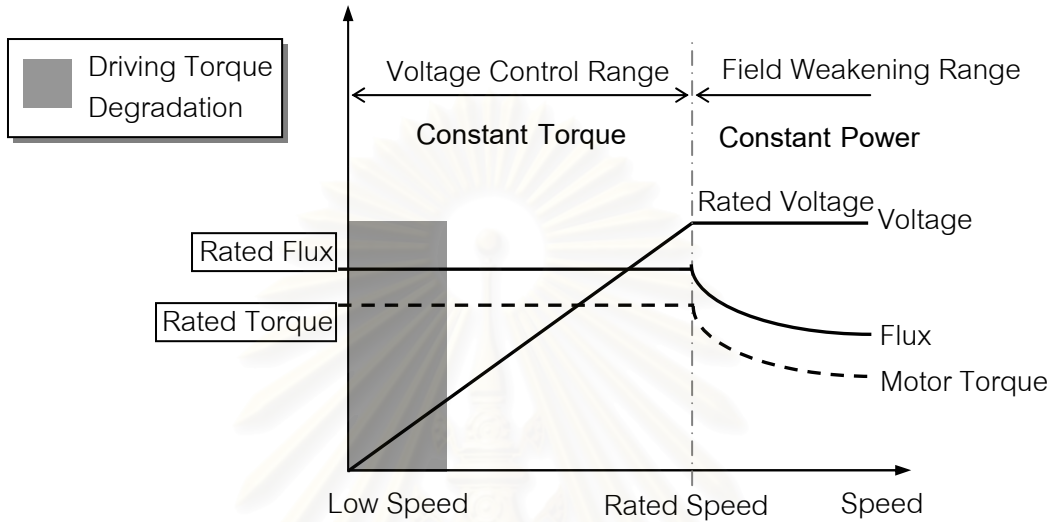
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F
2. วิเคราะห์ปัญหาแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำลดลงในการทำงานย่านความเร็วต่ำ
3. พัฒนาวิธีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติเพื่อแก้ไขปัญหาแรงบิดของมอเตอร์ที่ลดลงในย่านความเร็วต่ำ
4. จำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบแนวความคิด
5. วิเคราะห์ปัญหาความผิดพลาดของความเร็วมอเตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด
6. พัฒนาวิธีการชดเชยความถี่สลิปเพื่อแก้ไขปัญหาความผิดพลาดของความเร็วมอเตอร์
7. จำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบแนวความคิด
8. วิเคราะห์ปัญหาการขาดหายของแรงดันในการทำงานย่านมอดูเลตเกิน
9. พัฒนาวิธีการชดเชยแรงดันสำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกิน
10. จำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบแนวความคิด
12. เก็บข้อมูลและสรุปผล
13. เขียนวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

การชดเชยแรงบิดมอเตอร์แบบอัตโนมัติ

2.1 ลักษณะสมบัติพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

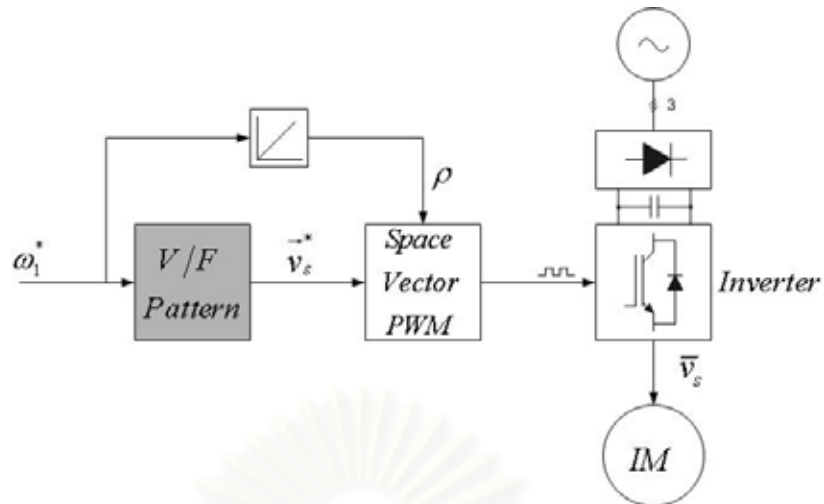


รูปที่ 2.1 รูปแบบ V/F (V/F Pattern)

หลักการทำงานพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F คือ การปรับขนาดแรงดันที่ปลายขั้วของมอเตอร์ให้มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ (ความเร็ว) ในลักษณะเชิงเส้นตามรูปแบบ V/F เพื่อคงค่าขนาดฟลักซ์ไว้ที่ค่าพิกัดสำหรับย่านความเร็วที่ต่ำกว่าค่าพิกัด (รูปที่ 2.1) ซึ่งทำให้มอเตอร์สามารถขับเคลื่อนโหลดได้เต็มที่ถึงค่าพิกัด (Constant Torque)

โครงสร้างของการควบคุมแสดงดังรูปที่ 2.2 ประกอบไปด้วยส่วนของ V/F Pattern ซึ่งทำการคำนวณแอมพลิจูดของแรงดันคำสั่ง v_c^* ที่มีขนาดแปรผันเป็นเชิงเส้นตามความถี่คำสั่ง ω_c^* และส่วนของ Space Vector PWM มีหน้าที่กำเนิดสัญญาณ PWM สำหรับขับนำสวิตซ์กำลังเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

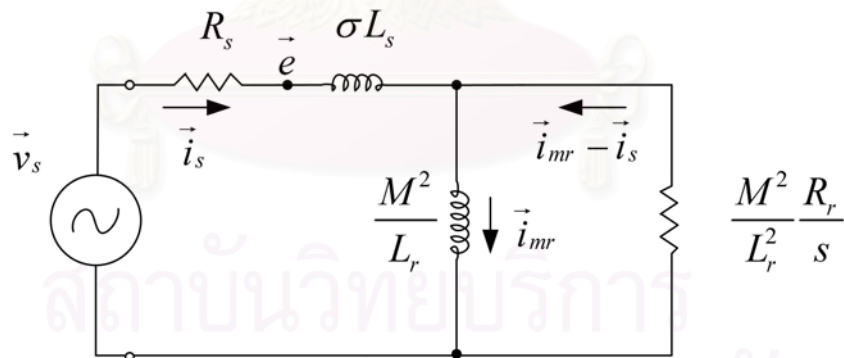
ปัญหาหลักที่สำคัญประการหนึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ก็คือลักษณะสมบัติของแรงบิดขับเคลื่อนที่ด้อยลงในช่วงความเร็วต่ำ ซึ่งมีสาเหตุมาจากแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ ทำให้ขนาดของฟลักซ์ในเครื่องจักรลดลงน้อยกว่าค่าพิกัดและแรงบิดขับเคลื่อนลดลงด้วย บทนี้จะกล่าวถึงการศึกษาและวิเคราะห์ปัญหาดังกล่าว และวิธีการแก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วย การควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ รวมทั้งจะนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุม PI ในวงรอบควบคุม ซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

2.2 การวิเคราะห์ปัญหาการลดลงของแรงบิดมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากวงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะคงตัวในรูปที่ 2.3 เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ \vec{v}_s กระแสสเตเตอร์ \vec{i}_s และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} ได้ดังสมการที่ (2.1) สำหรับสมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.2)



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

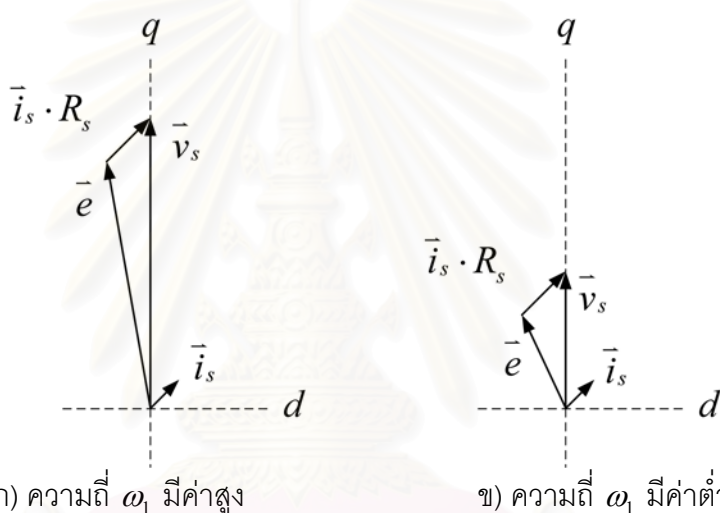
$$\vec{v}_s = \vec{i}_s R_s + \vec{e} \quad (2.1)$$

$$T_m = P \frac{A}{A^2 + B^2} \left(\frac{|\vec{e}|}{\omega_1} \right)^2 \quad (2.2)$$

โดยที่

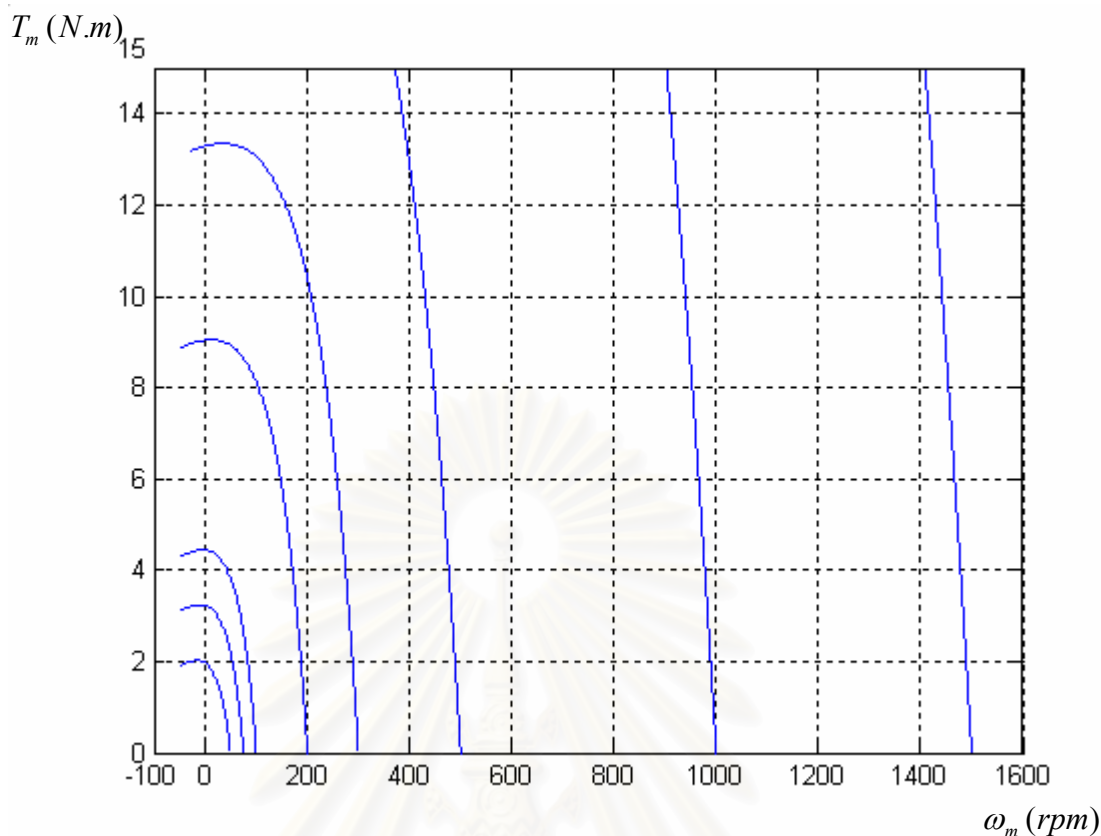
$$A = \frac{R_r \omega_s M^2}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2}; \quad B = \frac{R_r^2 M^2 / L_r}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} + \sigma L_s \quad (2.3)$$

ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ความถี่ ω_1 ที่ค่าสูง ผลของแรงดันตกคร่อมที่ความต้านทานสเตเตอร์ R_s มีค่าน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ \vec{v}_s และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} จากเวกเตอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 2.4 (ก) จะเห็นได้ว่าสามารถละเลยผลของแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานสเตเตอร์ R_s ได้ กล่าวคือ $\vec{v}_s \cong \vec{e}$; (ω_1 มีค่ามาก) ซึ่งหมายความว่าเราสามารถรักษาขนาดของฟลักซ์ภายในให้คงที่ได้โดยการปรับขนาดของแรงดันคำสั่ง \vec{v}_s ให้แปรตามความถี่ ω_1 ในลักษณะเชิงเส้น



รูปที่ 2.4 เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในทางตรงกันข้ามเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในช่วงความถี่ ω_1 ที่มีค่าต่ำ ขนาดแรงดัน \vec{v}_s ที่ป้อนให้กับมอเตอร์จะลดลงตามความถี่ ω_1 เพื่อที่จะรักษาอัตราส่วนของแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อความถี่ให้คงที่ตามรูปแบบการควบคุมแบบ V/F ด้วยเหตุนี้แรงดันตกคร่อมค่าความต้านทานสเตเตอร์ R_s จึงมีส่วนที่มากขึ้นเมื่อเทียบกับแรงดัน \vec{v}_s ที่ลดลง ดังแสดงด้วยเวกเตอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 2.4 (ข) กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือในกรณีนี้เราไม่สามารถประมาณ $|\vec{e}|$ ด้วย $|\vec{v}_s|$ ได้ ยังผลให้เราไม่สามารถรักษาขนาดของฟลักซ์ให้คงที่ได้ด้วยการปรับขนาดแรงดัน $|\vec{v}_s|$ ตามรูปแบบ V/F ที่เป็นเชิงเส้นได้อีกต่อไป ผลของค่าอัตราส่วนระหว่างขนาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $|\vec{e}|$ กับความถี่ ω_1 ที่ลดลง เป็นเหตุให้มอเตอร์มีความสามารถในการขับเคลื่อนโหลดต่ำลงดังแสดงด้วยลักษณะคุณสมบัติระหว่างแรงบิด T_m และความเร็ว ω_m ของมอเตอร์ในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

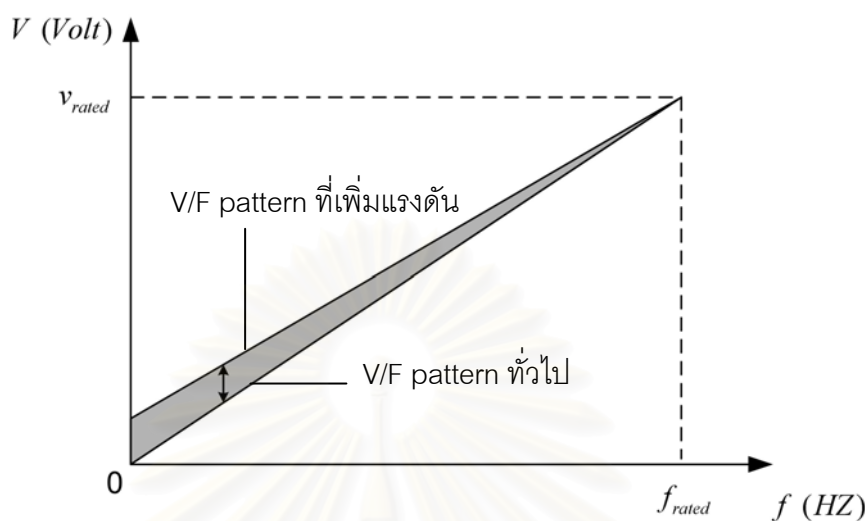
2.3 การชดเชยแรงบิดให้กับมอเตอร์

การชดเชยแรงบิดให้กับมอเตอร์สามารถแบ่งได้เป็นสองวิธีคือ 1) การชดเชยแรงบิดด้วยการเพิ่มค่าแรงดันให้กับมอเตอร์ด้วยการปรับอัตราส่วนระหว่างขนาดแรงดันแรงดันต่อความถี่ของมอเตอร์ (V/F Pattern) ในช่วงความถี่ต่ำให้สูงขึ้น 2) การชดเชยแรงบิดแบบอัตโนมัติซึ่งจะปรับแรงดัน V_s โดยอัตโนมัติผ่านวงรอบการควบคุมเพื่อรักษาค่าของฟลักซ์แม่เหล็กภายในให้คงที่ตลอดเวลา

2.3.1 การชดเชยแรงบิดของมอเตอร์ด้วยการปรับรูปแบบ V/F

ปัญหาการลดลงของแรงบิดดังกล่าวข้างต้นสามารถแก้ไขได้ด้วยการปรับเปลี่ยนรูปแบบ V/F ดังแสดงในรูปที่ 2.6 เพื่อชดเชยแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ ซึ่งเป็นการปรับเพิ่มแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ทำให้มอเตอร์มีแรงดันสูงพอที่จะสามารถขับโหลดได้เมื่อทำงานในช่วงความถี่ต่ำ ทั้งนี้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ในลักษณะดังกล่าวในภาคอุตสาหกรรมจะเรียกว่าฟังก์ชันทอร์กบูส (Torque Boost Function) ซึ่งมีข้อเสียคือ 1) การปรับแรงดันชดเชยให้เหมาะสมหรือพอดีกับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ที่โหลดต่างๆ

นั้นไม่สามารถทำได้ 2) การปรับค่ารูปแบบ V/F ที่ไม่เหมาะสมทำให้ต้องใช้อุปกรณ์สวิตช์กำลังที่มีค่าพิกัดกระแสสูงขึ้น และ 3) เกิดการสูญเสียพลังงานโดยไม่จำเป็น



รูปที่ 2.6 วิธีการเพิ่มแรงบิดด้วยการปรับรูปแบบ V/F

2.3.2 วิธีการชดเชยแรงดันแบบอัตโนมัติหรือการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ (Automatic Torque Boost, ATB)

โดยหลักการแล้วการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติจะทำการควบคุมขนาดฟลักซ์หรือค่า $\frac{|e|}{\omega_1}$ ให้มีค่าคงที่เท่ากับค่าพิกัดตลอดย่านการทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่พิกัด พิจารณาจากสมการแรงบิดที่ (2.2) จะเห็นว่าในกรณีนี้ลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็วจะเหมือนกันหมดสำหรับทุกค่าความถี่ กล่าวได้ว่าเราสามารถปรับปรุงลักษณะสมบัติของแรงบิดในการขับเคลื่อนโหลดที่ความถี่ต่ำให้มีคุณสมบัติเหมือนกับที่ความถี่สูงได้

ในการพัฒนาวิธีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัตินั้นวิธีการที่นิยมใช้ก็คือการควบคุมแบบวงรอบปิดของขนาดฟลักซ์หรือตัวแปรอื่นที่มีความสัมพันธ์กับขนาดฟลักซ์ Mutoh et. al [2] และชูเกียรติ [1] อาศัยการควบคุมแบบวงรอบปิดของขนาดโรเตอร์ฟลักซ์และสเตเตอร์ฟลักซ์ตามลำดับ อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะมีปัญหาการเลื่อน (Drift) เนื่องจากการใช้ตัวอินทิเกรเตอร์ในการคำนวณฟลักซ์ Abbondanti [3] เสนอการควบคุมขนาดฟลักซ์ที่ช่องอากาศผ่านการควบคุมกำลังรีแอกทีฟ ซึ่งการคำนวณหาขนาดกำลังรีแอกทีฟค่อนข้างซับซ้อน ในขณะที่ Kazmierkowski [4], Koga[5], และ Williams [6] เสนอการควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่สัมพันธ์กับโรเตอร์ฟลักซ์ ฟลักซ์ที่ช่องอากาศและสเตเตอร์ฟลักซ์ตามลำดับ ถึงแม้ว่าวิธีควบคุมแบบวงรอบปิดเหล่านี้จะสามารถปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ให้ดีขึ้นได้ แต่ก็ต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์โดย

ละเอียด ยกเว้นวิธีของ Williams [6] นอกจากนี้การขาดแนวทางการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุม PI ก็เป็นอุปสรรคที่สำคัญประการหนึ่งสำหรับการประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ

โครงการวิจัยนี้จะพัฒนาวิธีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติโดยอาศัยการควบคุมแบบวงรอบปิดของขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากสเตเตอร์ฟลักซ์ ซึ่งใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์เพียงค่าเดียวคือค่าความต้านทานสเตเตอร์ พร้อมกับกับนำเสนอแนวทางการออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุม PI

2.4 การพัฒนาและออกแบบวิธีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากสเตเตอร์ฟลักซ์

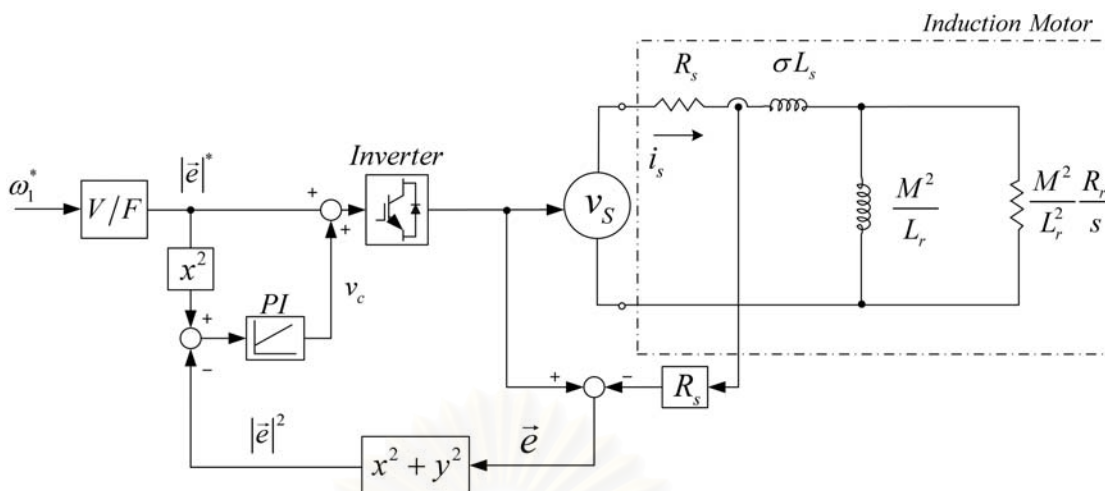
2.4.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีส่วนเพิ่มแรงบิดอัตโนมัติ

รูปที่ 2.7 แสดงถึงโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีส่วนเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ ในทางปฏิบัติเราจะคำนวณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} จากความสัมพันธ์

$$\vec{e} = \vec{v}_s^* - R_s \vec{i}_s \quad (2.4)$$

โดยในที่นี้เราถือว่าแรงดันคำสั่ง \vec{v}_s^* เท่ากับแรงดัน \vec{v}_s จริง ที่อินเวอร์เตอร์ป้อนให้แก่มอเตอร์ นอกจากนี้เพื่อให้การคำนวณง่ายขึ้นเราจะควบคุม $|\vec{e}|^2$ แทน $|\vec{e}|$ โดยสัญญาณค่าความผิดพลาดของขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะถูกป้อนไปยังตัวควบคุม PI เพื่อคำนวณแรงดัน v_c สำหรับชดเชยแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ จะเห็นได้จากรูปที่ 2.7 ว่าโครงสร้างของระบบมีความง่ายและเข้ากันได้กับวิธีการควบคุม V/F แบบดั้งเดิม ทั้งนี้เราสามารถควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้โดยส่วนควบคุม V/F ดั้งเดิมจะทำงานในลักษณะป้อนไปหน้า ในขณะที่ส่วนเพิ่มแรงบิดอัตโนมัติจะทำงานในลักษณะป้อนกลับ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยแรงบิดแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์จากขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

2.4.2 การออกแบบวงรอบควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

ในเบื้องต้นจะกล่าวถึงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ และการลดความซับซ้อนของแบบจำลองมอเตอร์ โดยการประยุกต์ใช้ทฤษฎี Singular Perturbation ลดอันดับแบบจำลองของมอเตอร์ลง หลังจากนั้นจึงทำการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุม PI

2.4.2.1 แบบจำลองเต็มอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากวิธีการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน และส่วนเพิ่มแรงบิดอัตโนมัติที่ใช้การควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำสเตเตอร์ เราสามารถเขียนแบบจำลองเต็มอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงหมุน ($d-q$) ได้ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6) ซึ่งมีแรงดันสเตเตอร์ \vec{v}_s เป็นสัญญาณขาเข้า, กระแสสเตเตอร์ \vec{i}_s และสเตเตอร์ฟลักซ์ $\vec{\lambda}_s$ เป็นตัวแปรสถานะ และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} เป็นสัญญาณขาออก

Full-Order Model:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_s \\ \zeta \vec{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_s \\ \vec{i}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \vec{v}_s \quad (2.5)$$

Output Signal:

$$\vec{e} = \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} + J\omega_1 \vec{\lambda}_s \quad (2.6)$$

โดยที่

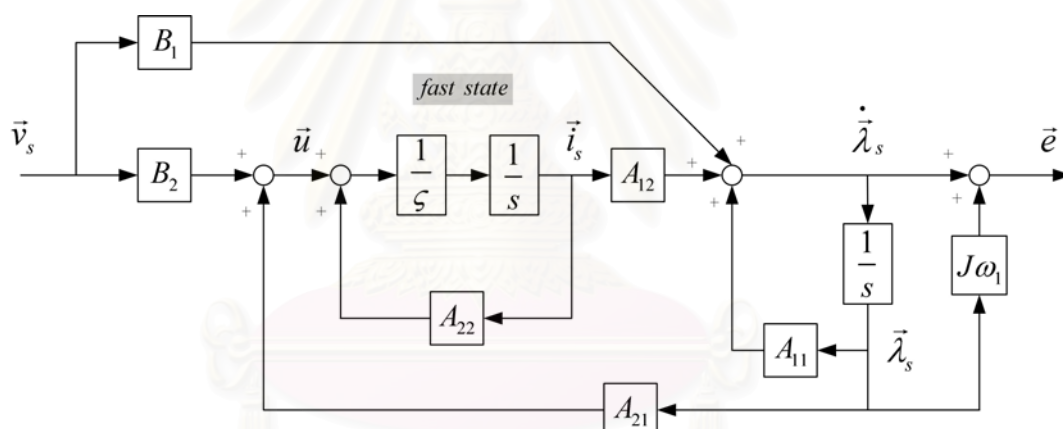
$$A_{11} = -J\omega_1, \quad B_1 = I$$

$$A_{12} = -R_s I, \quad B_2 = I$$

$$A_{21} = \frac{R_r}{L_r} I - JP\omega_m, \quad \zeta = \sigma L_s$$

$$A_{22} = - \left[\left(L_s \frac{R_r}{L_r} + R_s \right) I + J\omega_s \sigma L_s \right], \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (2.5) และ (2.6) เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแบบจำลองเต็มอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 2.8



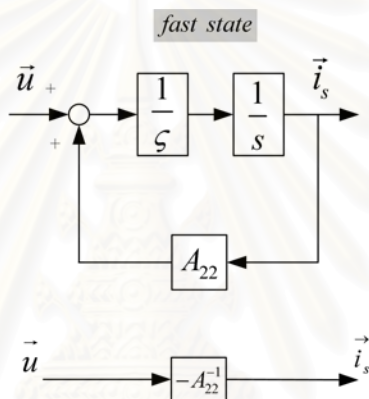
รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองเต็มอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงหมุน

จากรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างแรงดันสเตเตอร์ \vec{v}_s และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} เป็นฟังก์ชันอันดับ 4 และค่อนข้างซับซ้อนเนื่องจากเกิดการเชื่อมโยงทางพลวัตกันระหว่างตัวแปรสถานะกระแส \vec{i}_s และสเตเตอร์ฟลักซ์ $\vec{\lambda}_s$ ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการใช้แบบจำลองดังกล่าวในการออกแบบวงรอบควบคุม ดังนั้นก่อนที่จะทำการออกแบบอัตราขยายของวงรอบควบคุมเราจะทำการประมาณแบบจำลองให้ง่ายขึ้นก่อน

2.4.2.2 แบบจำลองลดอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เมื่อพิจารณาลักษณะพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปจะพบว่ากระแสเตเตอร์ \vec{i}_s จะมีผลตอบสนองที่ไวกว่าผลตอบสนองของสเตเตอร์ฟลักซ์ $\vec{\lambda}_s$ เนื่องจากค่าคงตัวทางเวลาของมอเตอร์มีค่าน้อย ($\zeta \ll 1$) หรือกล่าวอีกทางหนึ่งก็คือเกิด Separation of Time Scale ระหว่างตัวแปรสถานะที่ไวคือ กระแสเตเตอร์ \vec{i}_s และตัวแปรสถานะที่ช้าคือสเตเตอร์ฟลักซ์ $\vec{\lambda}_s$ ด้วยเหตุนี้เราสามารถลดอันดับของแบบจำลองได้ด้วยการพิจารณาเฉพาะลักษณะทางพลวัตของสเตเตอร์ฟลักซ์ $\vec{\lambda}_s$ โดยถือว่ากระแสเตเตอร์ได้เข้าสู่สถานะเกือบอยู่ตัว (Quasi-Steady-State)

การลดอันดับแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำการประยุกต์ใช้ทฤษฎี Singular Perturbation [7] พิจารณาล็อกไดอะแกรมในส่วนที่เป็นผลตอบสนองของกระแสเตเตอร์ \vec{i}_s ดังแสดงในรูปที่ 2.9 เราสามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังสมการ (2.7)



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของวงรอบของกระแสเตเตอร์ \vec{i}_s

$$\frac{\vec{i}_s}{\vec{u}} = \frac{\frac{1}{\zeta} \cdot \frac{1}{s}}{1 - A_{22} \cdot \frac{1}{\zeta} \cdot \frac{1}{s}} \tag{2.7}$$

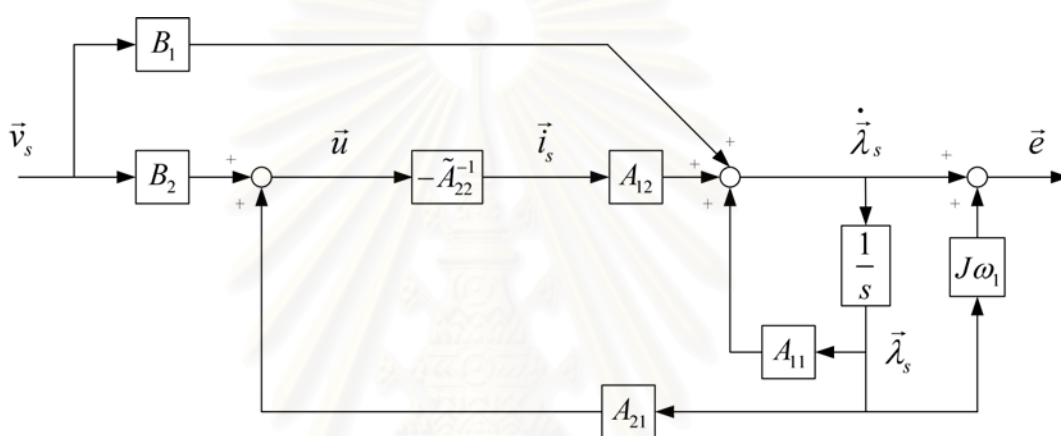
เนื่องจาก $\zeta \ll 1$ ดังนั้นกระแสเตเตอร์ในมอเตอร์จะเสมือนถูกป้อนกลับด้วยค่าอัตราขยายที่สูง $1/\zeta \rightarrow \infty$ ซึ่งทำให้เราสามารถประมาณฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (2.7) ได้ด้วย

$$\vec{i}_s = -\tilde{A}_{22}^{-1} \cdot \vec{u} \tag{2.8}$$

โดยที่

$$\tilde{A}_{22}^{-1} = A_{22}^{-1} \Big|_{\zeta \rightarrow 0} = -L_s \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right) \cdot I \tag{2.9}$$

สมการที่ (2.8) แสดงถึงผลตอบสนองของกระแสเดเตอร์ที่สถานะเกือบอยู่ตัว (\dot{i}_s) ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าฟังก์ชันโอนย้ายระหว่าง \vec{u} และ \dot{i}_s เป็นเพียงค่าคงที่ที่เสมือนกับแอดมิตแตนซ์ค่าหนึ่ง เมื่อนำสมการที่ (2.8) แทนลงในรูปที่ 2.7 เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองลดอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งเป็นฟังก์ชันโอนย้ายอันดับ 2 ระหว่างแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} กับแรงดันสแตเตอร์ \vec{v}_s แสดงได้ดังสมการที่ (2.10)



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองลดอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงหมุน

$$\vec{e} = \begin{bmatrix} M_{11}(s) & M_{12}(s) \\ M_{21}(s) & M_{22}(s) \end{bmatrix} \vec{v}_s \tag{2.10}$$

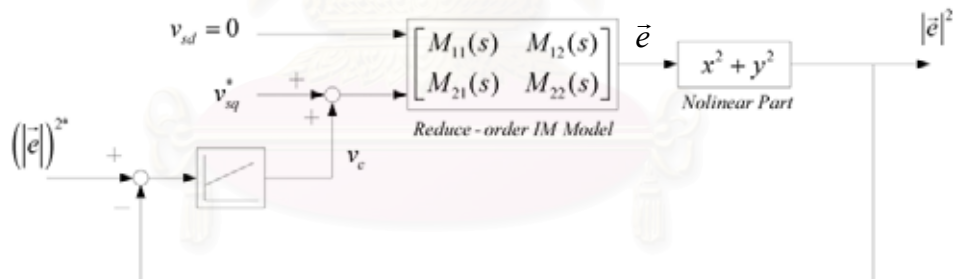
โดยที่

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$\begin{aligned}
 M_{11} = M_{22} &= \frac{\tau}{(s + 1/\tau_{sr})^2 + \bar{\omega}^2} \cdot (s^2 + \frac{s}{\tau_{sr}} + \bar{\omega}\omega_1) \\
 M_{12} &= \frac{\tau}{(s + 1/\tau_{sr})^2 + \bar{\omega}^2} \cdot (s\bar{\omega} - \omega_1(s + 1/\tau_{sr})) \\
 M_{21} &= \frac{\tau}{(s + 1/\tau_{sr})^2 + \bar{\omega}^2} \cdot (-s\bar{\omega} + \omega_1(s + 1/\tau_{sr})) = -M_{12} \\
 \tau &= \frac{L_s R_r}{R_s L_r}, \quad \tau_{sr} = \frac{L_s}{R_s} + \frac{L_r}{R_r}, \quad \bar{\omega} = \frac{\tau\omega_1 + \omega_s}{\tau + 1}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

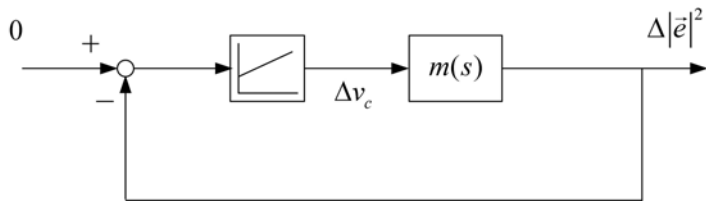
2.4.2.3 การประมาณระบบควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นเชิงเส้น

จากแบบจำลองลดอันดับในรูปที่ 2.10 เราสามารถเขียนวงรอบควบคุมในรูปที่ 2.7 ได้ใหม่ ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงรอบควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงหมุนที่ใช้แบบจำลองลดอันดับ

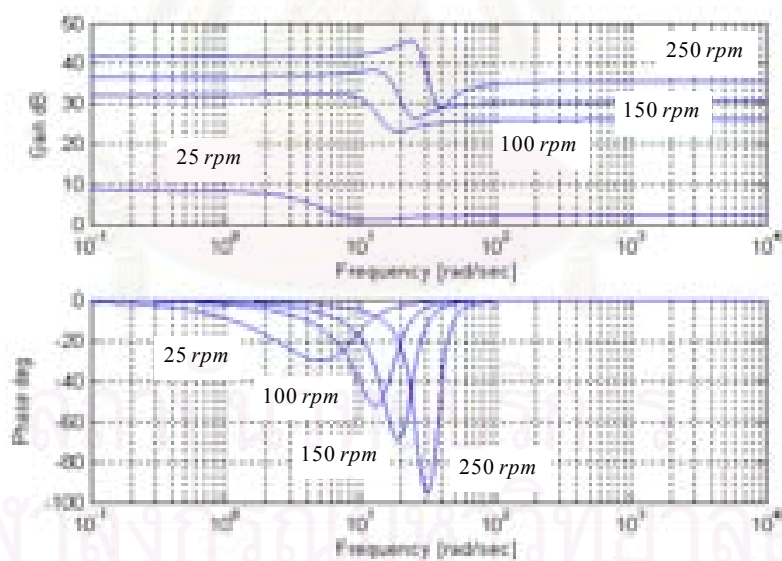
จะเห็นได้ว่าส่วนคำนวณของขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $|e|^2$ จะเป็นส่วนที่ไม่เชิงเส้น ดังนั้นเราจะประมาณวงรอบควบคุมในรูปที่ 2.11 ให้เป็นระบบเชิงเส้นรอบๆ จุดทำงานของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $|e_0|^2$ ที่ความถี่ค่าหนึ่งๆ ได้ดังรูปที่ 2.12 โดยที่ฟังก์ชันโอนย้ายของแบบจำลองมอเตอร์ลดอันดับเมื่อพิจารณาพร้อมกับส่วนคำนวณขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.12) ซึ่งมีผลตอบสนองเชิงความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.13



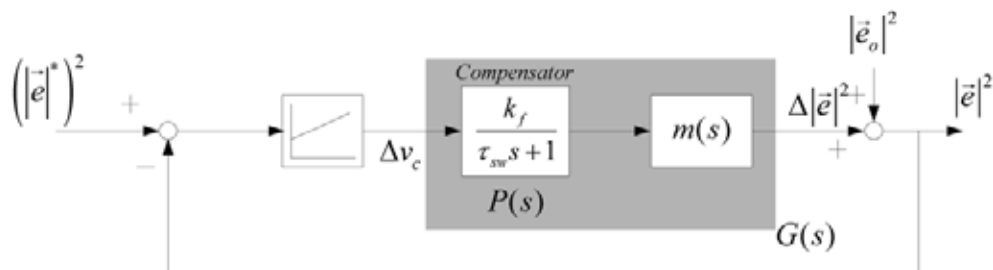
รูปที่ 2.12 วงรอบควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ประมาณเป็นเชิงเส้น

$$m(s) = 2 \frac{\tau \cdot e_{qo}}{\tau + 1} \left[\frac{\left(s^2 + \frac{s}{\tau_{sr}} + \bar{\omega}\omega_1 \right) + \left((\bar{\omega} - \omega_1)s - \frac{\omega_1}{\tau_{sr}} \right) \frac{e_{do}}{e_{qo}}}{\left(s + \frac{1}{\tau_{sr}} \right)^2 + \bar{\omega}^2} \right] \tag{2.12}$$

จากลักษณะสมบัติของอัตราขยายของฟังก์ชันโอนย้าย อัตราขยายจะเปลี่ยนแปลงโดยมีขนาดเพิ่มขึ้นตามความเร็วมอเตอร์และเนื่องจากอันดับของเศษและส่วนของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$ ในสมการที่ (2.12) มีค่าเท่ากันจึงทำให้อัตราขยายของสัญญาณที่ความถี่สูงมีค่าคงที่ที่ค่าหนึ่ง จากคุณสมบัติของ $m(s)$ ข้างต้น เราจะใช้ตัวชดเชย $P(s)$ เพื่อปรับเปลี่ยนลักษณะสมบัติของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$ ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$

รูปที่ 2.14 วงจรควบคุมที่มีตัวชดเชย $P(s)$

$$P(s) = \frac{k_f}{\tau_{sw}s + 1} \quad (2.13)$$

ตัวชดเชย $P(s)$ ในสมการที่ (2.13) จะเป็นวงจรรองผ่านต่ำอันดับ 1 ที่มีอัตราขยายเท่ากับ k_f และมีความถี่หักมุมเท่ากับ $1/\tau_{sw}$ การเลือกอัตราขยาย k_f จะพิจารณาจากอัตราขยายของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$ ซึ่งสามารถประมาณได้ว่า

$$|m(j\omega)| \approx |m(s)|_{s \rightarrow \infty} = \frac{2 \cdot \tau \cdot e_{qo}}{\tau + 1} \approx e_{qo} \quad (2.14)$$

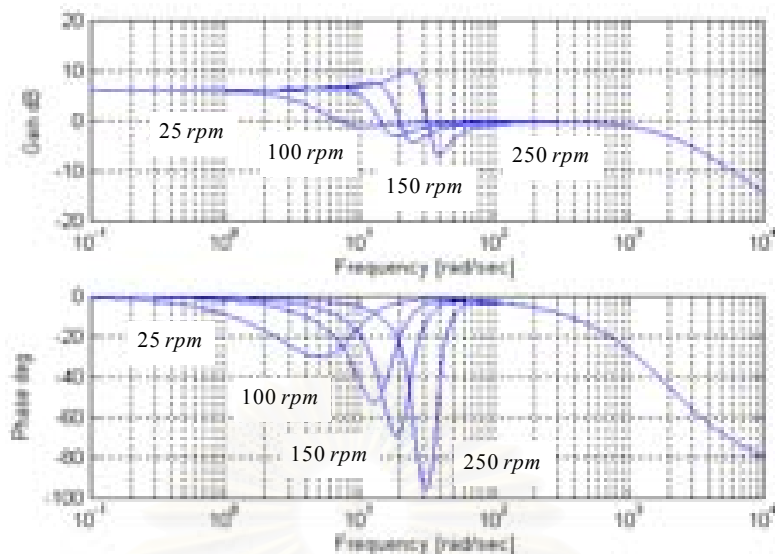
โดยที่ $\tau \approx 1$ และจะกำหนดให้

$$k_f = e_{qo}^{-1} \quad (2.15)$$

กล่าวได้ว่า k_f ในสมการที่ (2.15) จะทำหน้าที่ normalize อัตราขยายแบบจำลองเชิงเส้นของมอเตอร์ที่ทุกความเร็ว ($k_f \cdot m(j\omega)$) ให้มีค่าประมาณ 1 สำหรับความถี่หักมุมของวงจรรองจะกำหนดให้ $\tau_{sw} = 0.5 \times 10^{-3}$ sec เพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูง รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้าย $P(s) \cdot m(s)$ จะเห็นว่าเราสามารถประมาณระบบด้วยผลตอบสนองอันดับหนึ่งที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 และความถี่หักมุมเท่ากับ τ_{sw} กล่าวคือ

$$P(s) \cdot m(s) \approx \frac{1}{\tau_{sw}s + 1} \quad (2.16)$$

ซึ่งจากลักษณะสมบัติของระบบดังกล่าวนี้ทำให้สามารถออกแบบตัวชดเชย PI ได้ง่ายขึ้น



รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G(s) = P(s) \cdot m(s)$

2.4.2.4 การออกแบบอัตราขยาย PI

ในการออกแบบอัตราขยาย PI นั้นมีสิ่งที่จะต้องพิจารณาอยู่ 2 ประเด็นคือ 1) ผลตอบสนอง และ 2) เสถียรภาพของวงรอบควบคุม โดยประเด็นในเรื่องผลตอบสนองนั้นเรามีหลักในการพิจารณาดังนี้คือ

1) แบนด์วิดธ์ของวงรอบควบคุมจะมีค่าประมาณ $\omega_c = 10$ rad/s (คิดเป็นเวลาตอบสนองประมาณ 100 ms) ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองของสเตเตอร์ฟลักซ์ การกำหนดค่าแบนด์วิดธ์นี้มีพื้นฐานมาจากแนวคิดที่ว่า วัตถุประสงค์ของวงรอบควบคุมขนาดฟลักซ์จะเน้นการปรับปรุงสมรรถนะที่สถานะอยู่ตัวของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F นอกจากนี้จากประสบการณ์ในทางปฏิบัติเราจะพบว่า การกำหนดแบนด์วิดธ์ที่สูงมักจะทำให้เกิดการแกว่งได้โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความเร็วสูง ดังนั้นเราจึงกำหนดให้แบนด์วิดธ์ของวงรอบควบคุมใกล้เคียงกับผลตอบสนองเดิมของมอเตอร์

2) จากการกำหนดแบนด์วิดธ์ข้างต้นเราได้ผลตอบสนองของฟลักซ์ที่เหมือนกับผลตอบสนองของมอเตอร์เดิม ดังนั้น Separation of time scale ของผลตอบสนองระหว่างกระแสสเตเตอร์ i_s และสเตเตอร์ฟลักซ์ λ_s ก็ยังคงเหมือนเดิมสอดคล้องกับสมมติฐานของทฤษฎี Singular Perturbation ในหัวข้อที่ 2.4.2.2

สำหรับในประเด็นเสถียรภาพนั้นเราจะกำหนดให้ความถี่หักมุมของตัวควบคุม PI (k_I/k_p) เท่ากับ 20 rad/s เพื่อให้ระบบมีช่วงเฟสที่เพียงพอ ($> 40^\circ$)

จากที่กล่าวมาข้างต้นเราสามารถสรุปเงื่อนไขในการออกแบบตัวควบคุม PI ได้ว่า

1) แบนด์วิดธ์ ω_c ของวงรอบควบคุมเท่ากับ 10 rad/s และ

2) ความถี่หักมุมของตัวควบคุม PI ($\frac{k_i}{k_p}$) เท่ากับ 20 rad/s

จากเงื่อนไขทั้งสองและสมการที่ (2.16) จะได้ว่า

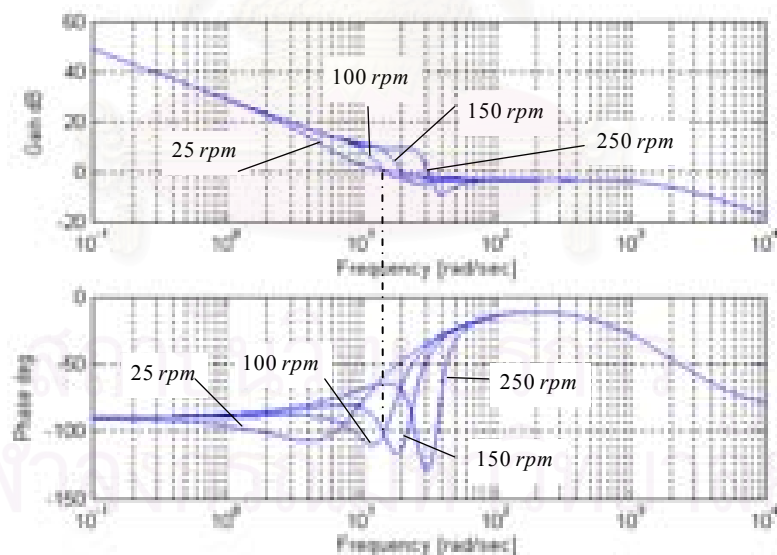
$$\left| k_p + \frac{k_i}{j\omega_c} \right| \cdot \left| \frac{1}{j\omega_c \tau_{sw} + 1} \right| = 1 \quad (2.17)$$

$$\frac{k_i}{k_p} = 20 \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.17) และ (2.18) จะได้

$$k_i = \frac{20}{\sqrt{2}}, \quad k_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

รูปที่ 2.16 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบควบคุมในรูปที่ 2.14 ที่ความเร็วต่างๆ และจากตารางที่ 1.1 แสดงให้เห็นว่าอัตราขยายที่ออกแบบทำให้ระบบมีแบนด์วิดท์และช่วงเฟสสอดคล้องตามข้อกำหนดข้างต้น



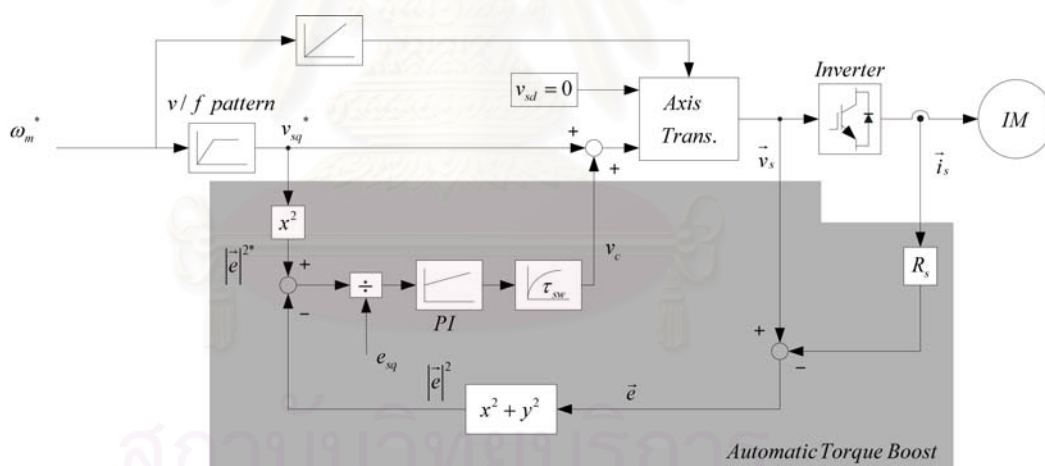
รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่วงรอบเปิดของระบบในรูปที่ 2.14 โดยใช้
อัตราขยาย $k_p = 1/\sqrt{2}, k_i = 20/\sqrt{2}$

ตารางที่ 1.2 ค่าแบนด์วิดท์และช่วงเฟสของวงรอบควบคุมที่ค่าความเร็วต่างกัน

ω_m (rad/s)	ω_c (rad/s)	Phase Margin (degree)
25	16.4	124.2
75	13.8	94.0
100	15.2	80.8
150	19.9	66.5
250	31.3	51.0

2.5 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบกับระบบจริง

เราจะทำการตรวจสอบแนวคิดที่นำเสนอในการชดเชยแรงบิดแบบอัตโนมัติด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink และการทดสอบกับระบบจริง โดยรายละเอียดของโครงสร้างการชดเชยแรงบิดแบบอัตโนมัติแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 และภาคผนวก ข



รูปที่ 2.17 โครงสร้างของตัวควบคุมแรงบิดแบบอัตโนมัติสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

■ ผลตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

รูปที่ 2.18-2.19 และรูปที่ 2.23-2.26 เป็นผลจำลองการทำงานและผลการทดลองโดยทำการป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ค่าความเร็ว 50, 75, 100 และ 500 rpm ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบสามารถควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำไว้ได้ที่สถานะอยู่ตัว ($\Delta|e|^2 \approx 0$) โดยมีเวลาคืนตัวของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำประมาณ 200 ms ทั้งนี้ระบบสามารถขับเคลื่อนโหลดพิกัด (15 Nm) ได้อย่าง

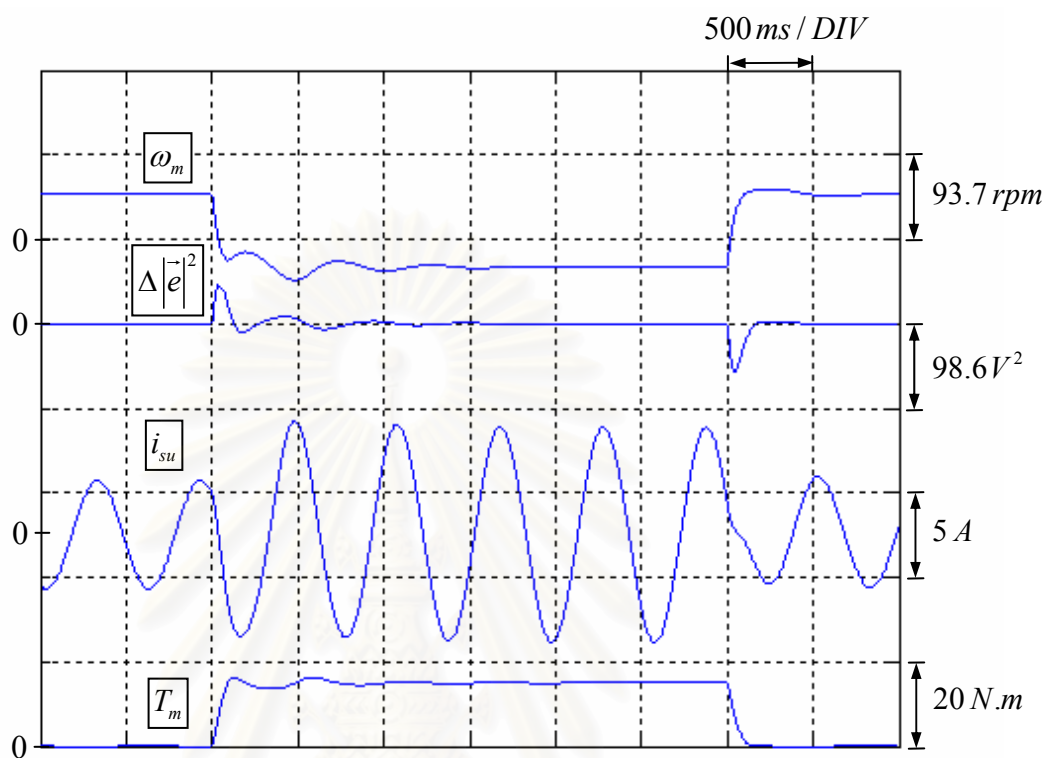
มีเสถียรภาพ สังเกตได้จากค่ายอดของกระแสที่ไหลตกพิคค์มีค่าประมาณ 8 A ใกล้เคียงกับค่าพิคค์ของกระแสมอเตอร์

■ การเร่ง-ลดความเร็ว

รูปที่ 2.22 และ 2.27 เป็นผลจำลองการทำงานและผลการทดลองในขณะเร่ง/ลดความเร็วระหว่าง 0 ถึง 1500 rpm ระบบสามารถทำการเร่ง-ลดความเร็วได้เป็นอย่างดี โดยในกรณีนี้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำคำสั่งจะเปลี่ยนแปลงตามความเร็วคำสั่ง ทั้งนี้แรงดันชดเชย v_c จากตัวควบคุมแสดงให้เห็นถึงการทำงานของวงรอบควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่พยายามติดตามค่าคำสั่งในช่วงเร่ง/ลดความเร็ว สำหรับอัตราขยาย k_f จะถูกปรับตาม e_t^{-1} ที่แปรตามความเร็วซึ่งสอดคล้องกับที่ได้ออกแบบในสมการที่ (2.15)

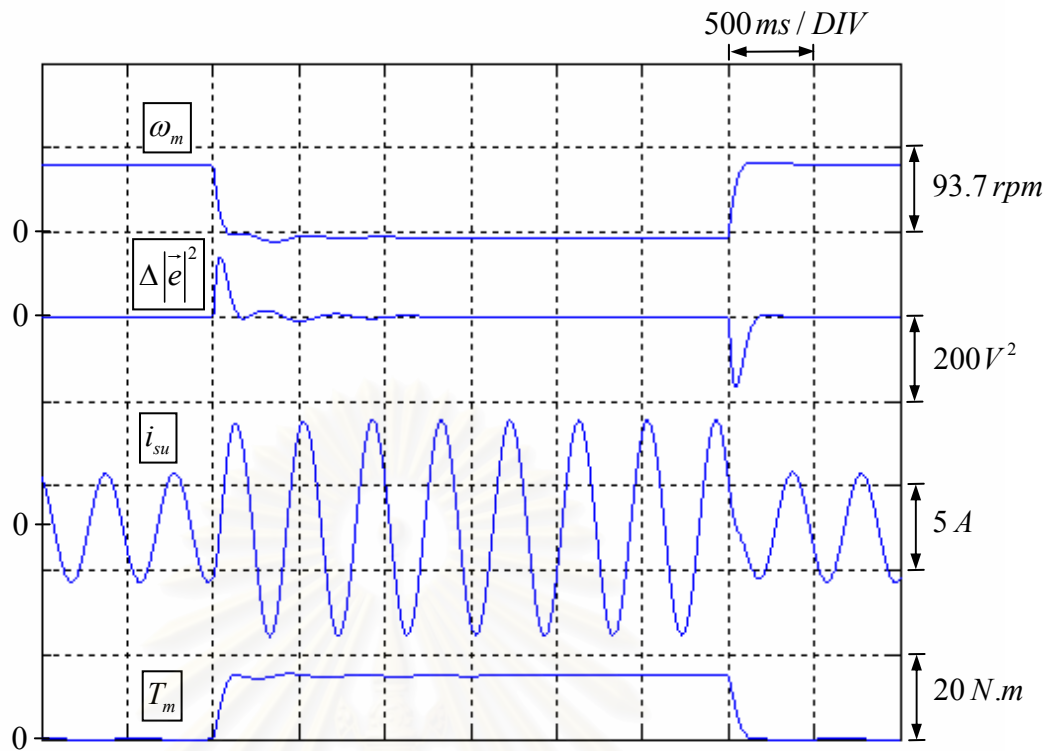
■ ลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็ว

รูปที่ 2.28, 2.29 และ 2.30 เป็นการเปรียบเทียบลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็วระหว่างตัวควบคุมแบบ V/F ดั้งเดิมกับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีฟังก์ชันการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ จากผลการทดลองจะเห็นว่าสมรรถนะของแรงบิดขับเคลื่อนถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความเร็วต่ำ โดยระบบสามารถขับเคลื่อนโหลดที่แรงบิดพิคค์ได้ในทุกย่านความเร็ว

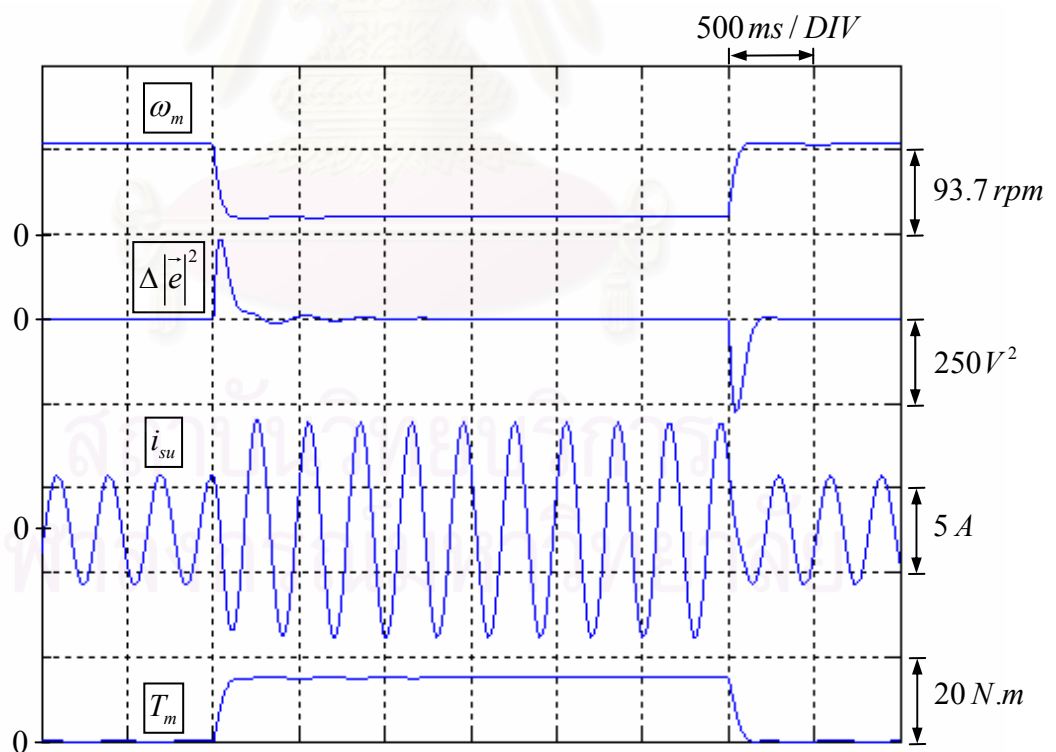


รูปที่ 2.18 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm

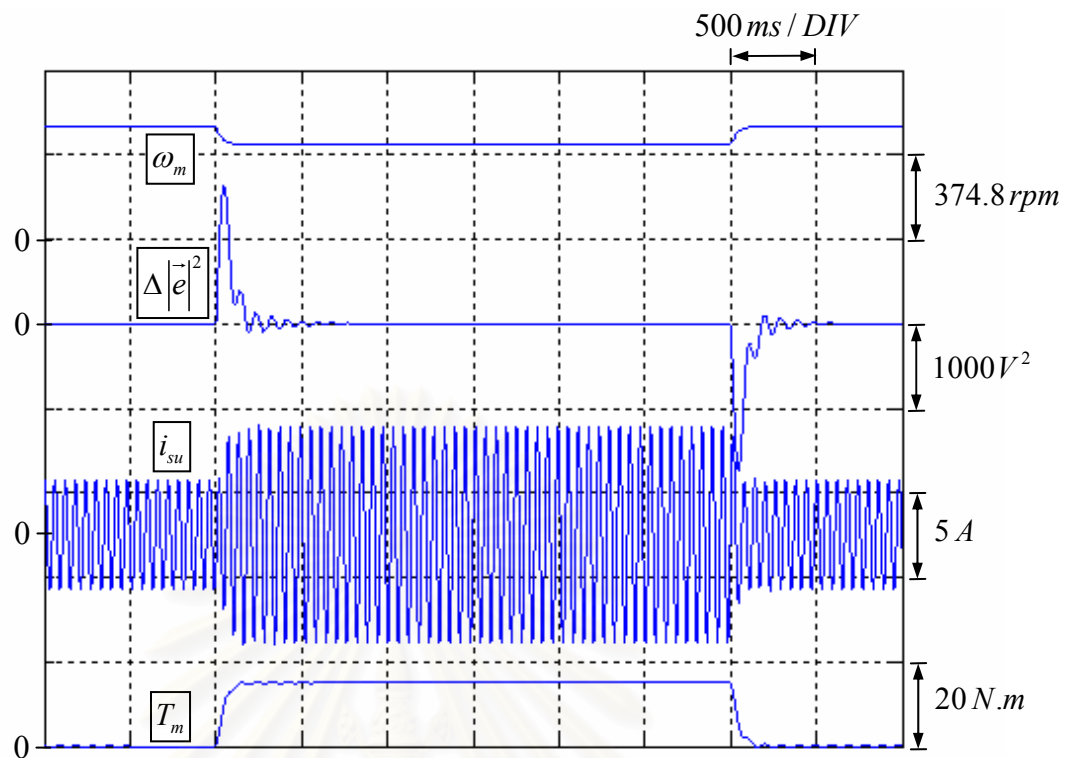
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



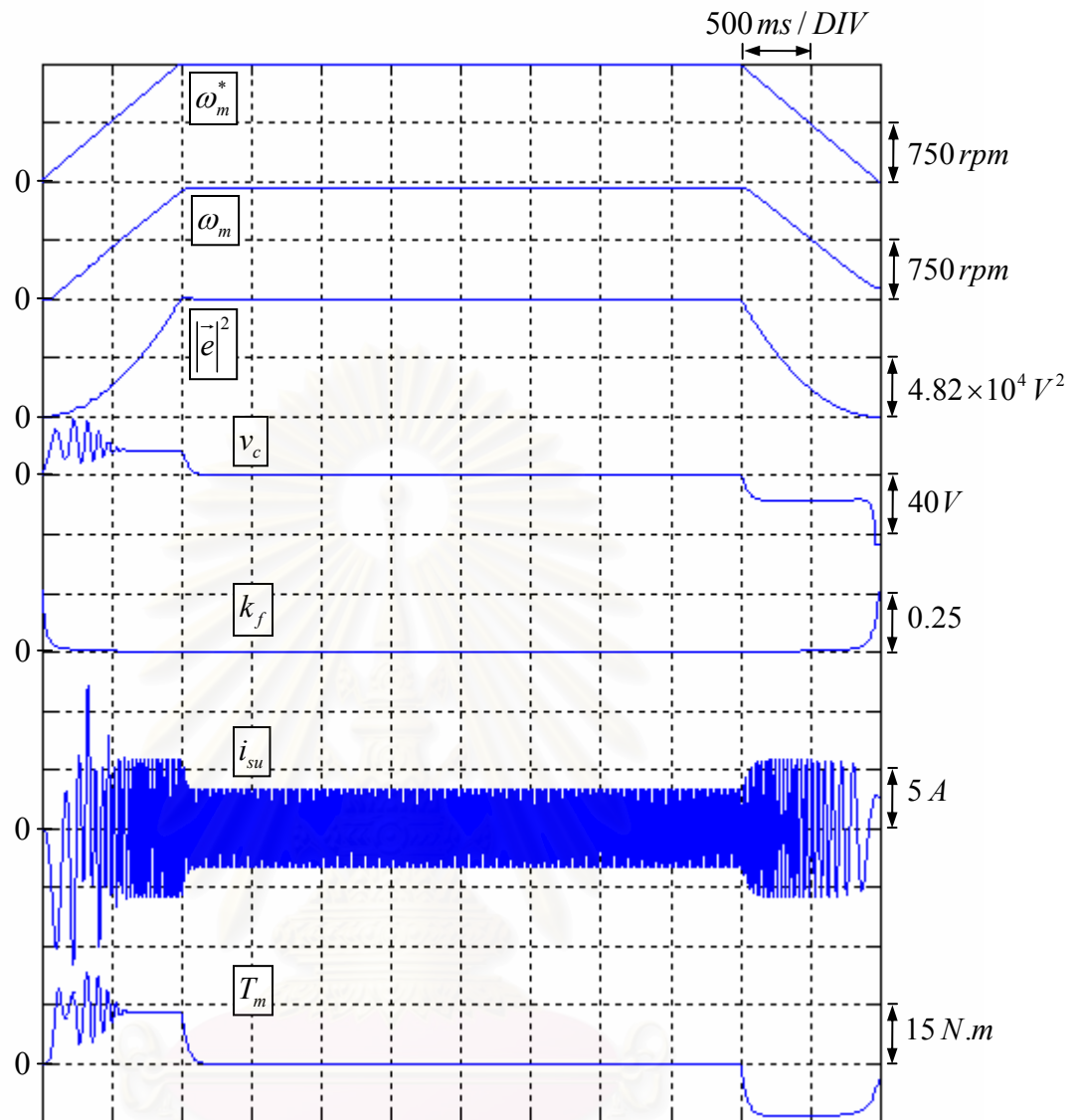
รูปที่ 2.19 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm



รูปที่ 2.20 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm



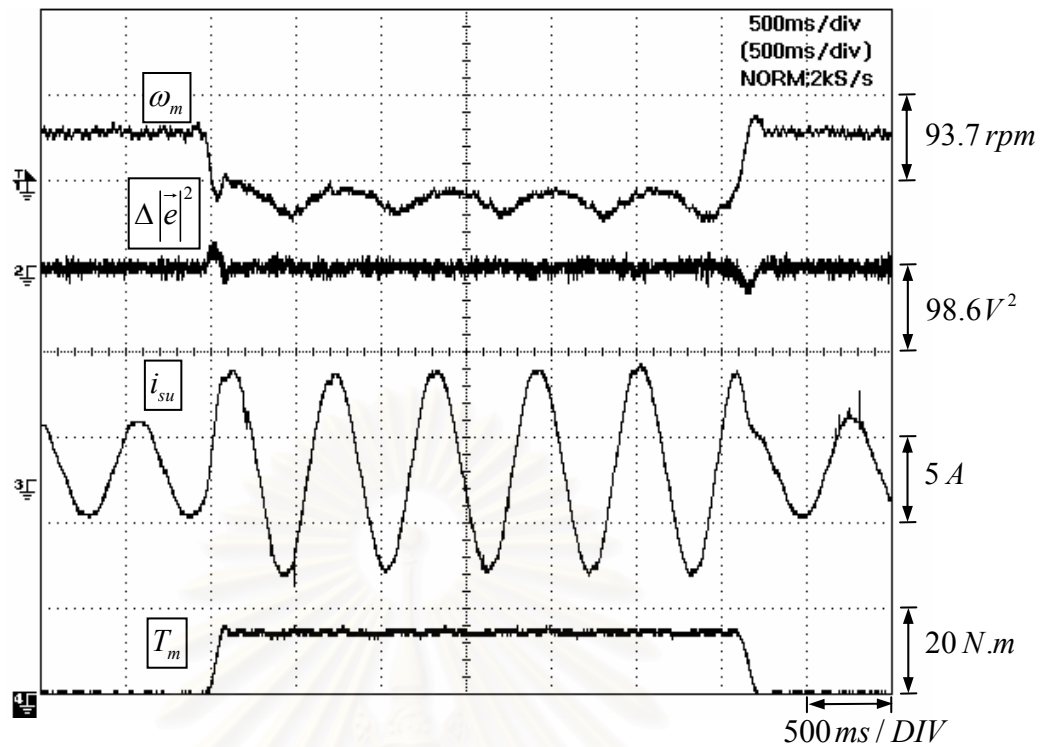
รูปที่ 2.21 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm



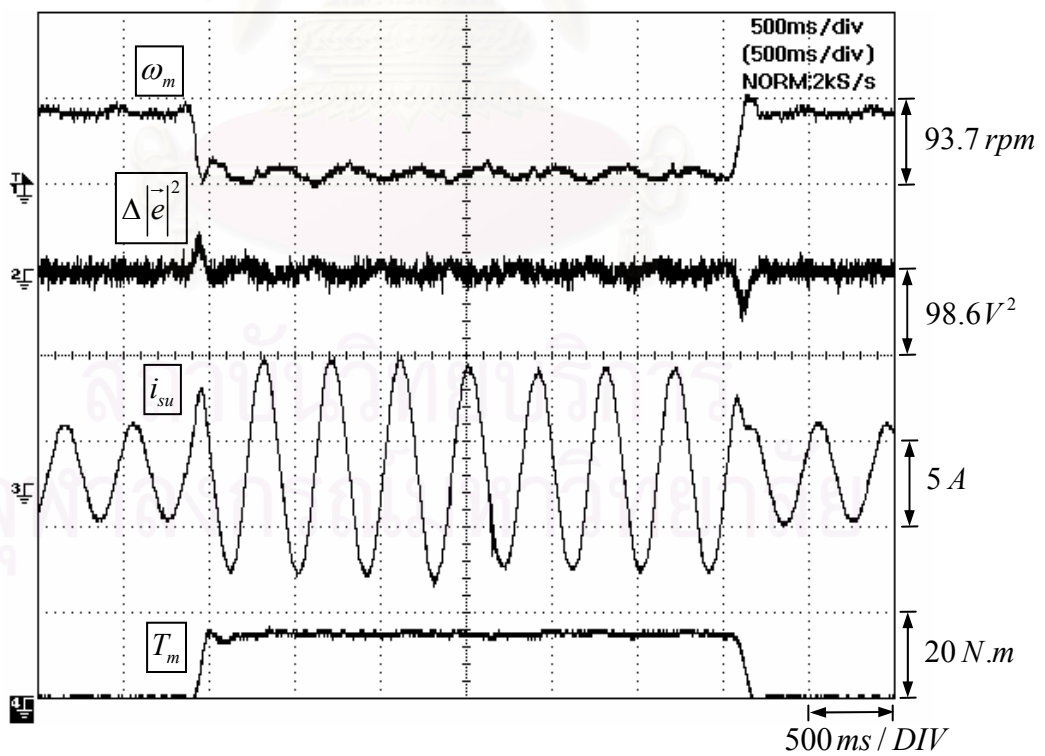
รูปที่ 2.22 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ

ขณะเร่ง-ลดความเร็วในช่วง 0 rpm ถึง 1500 rpm

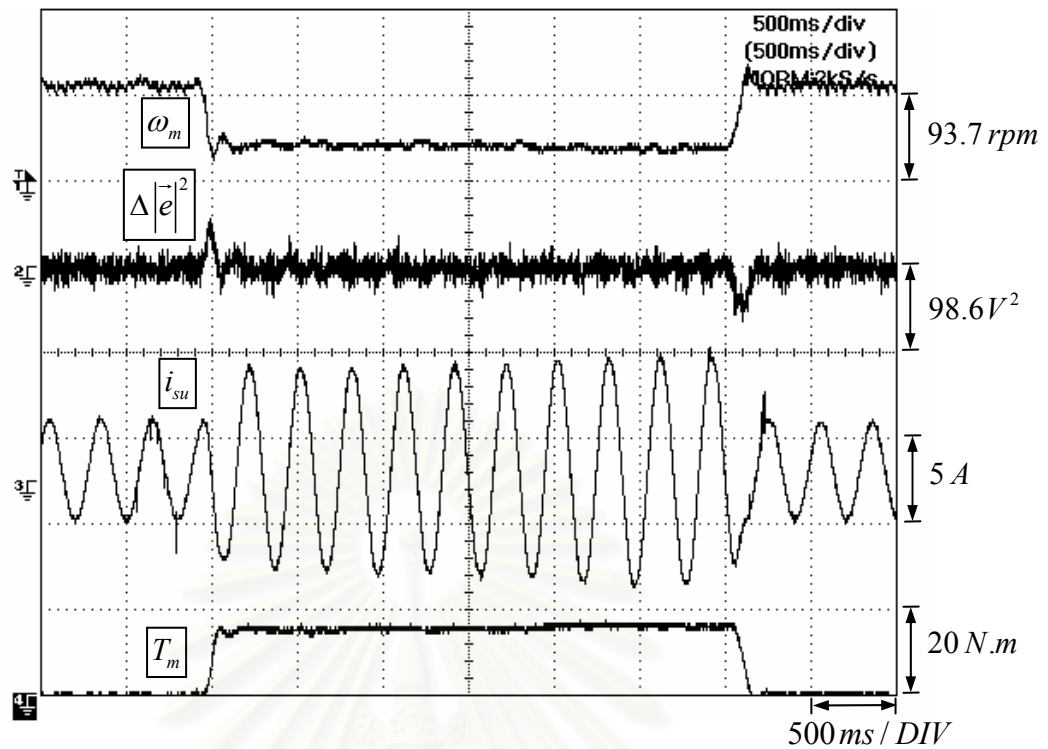
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



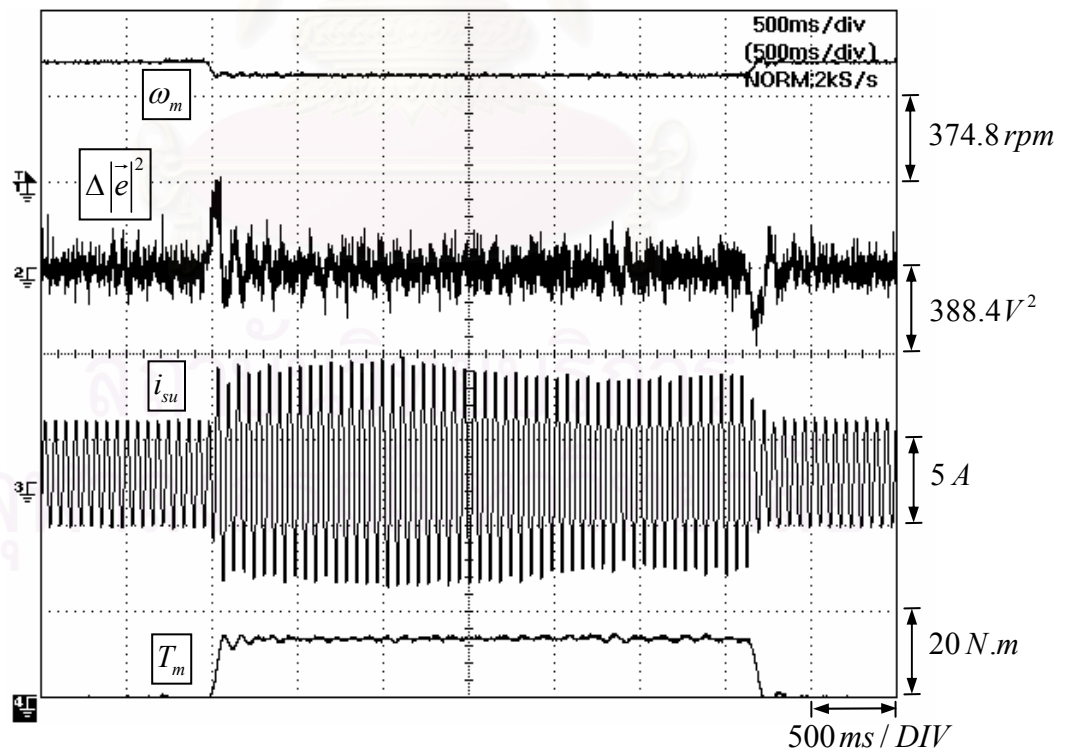
รูปที่ 2.23 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm



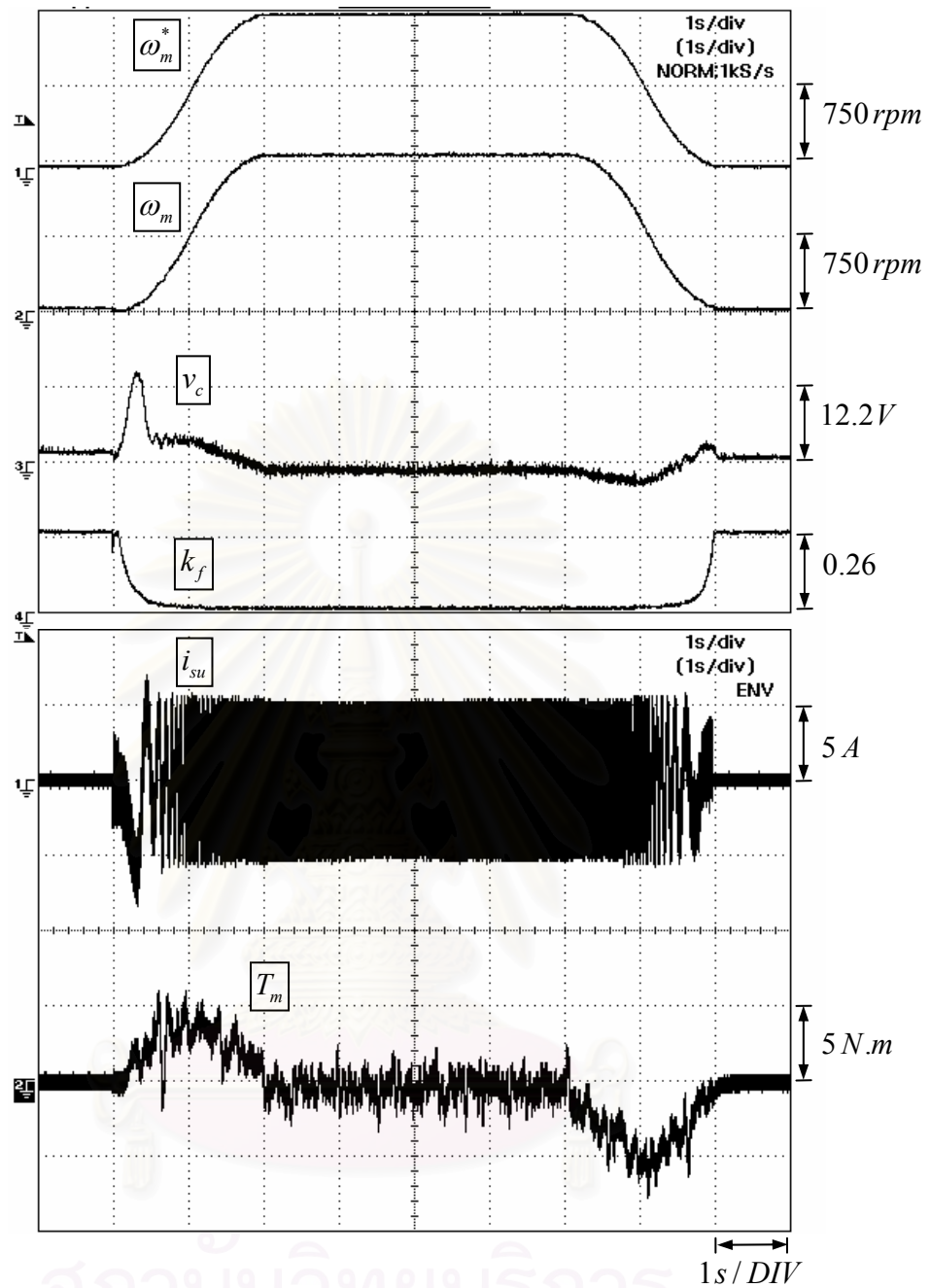
รูปที่ 2.24 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm



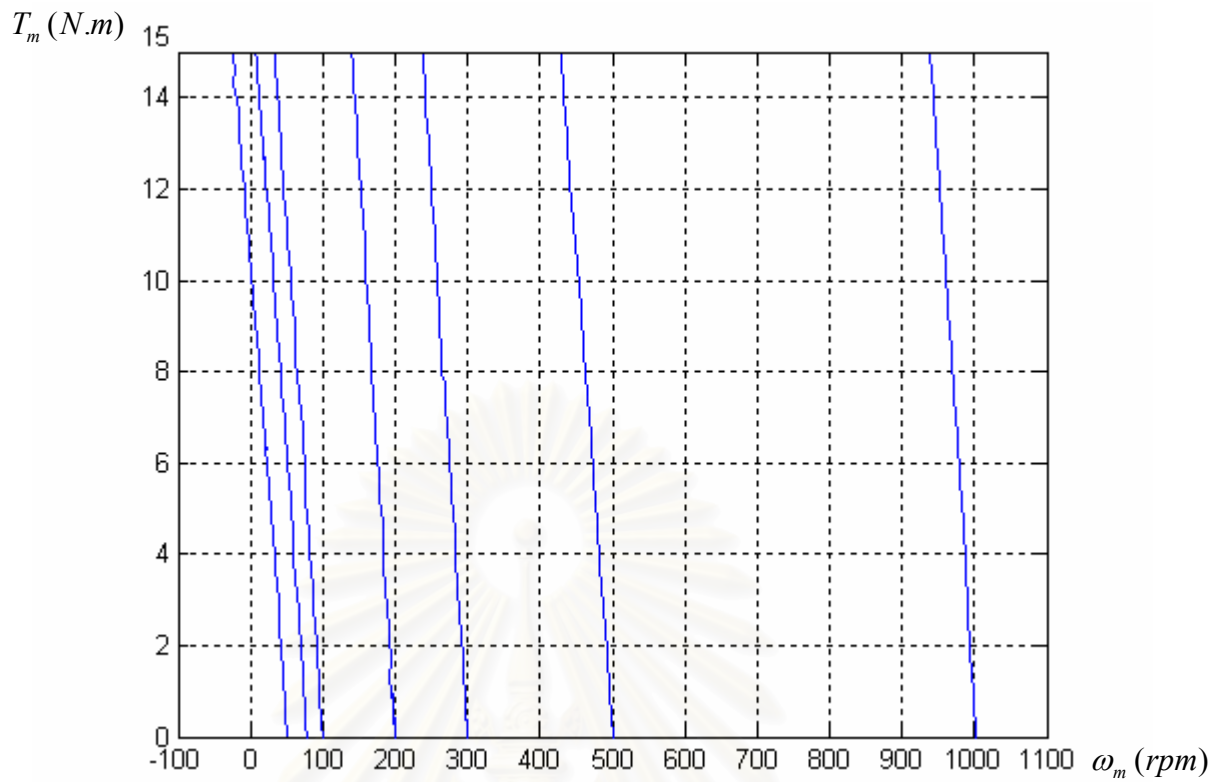
รูปที่ 2.25 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm



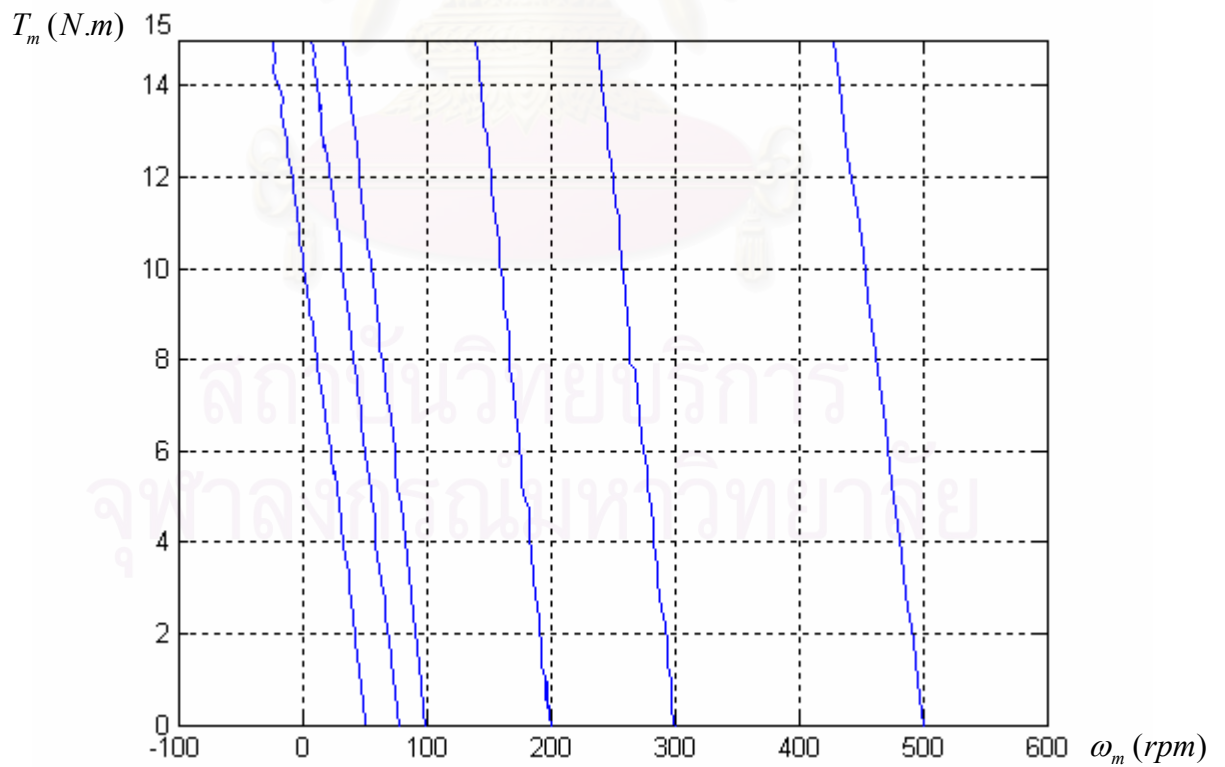
รูปที่ 2.26 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm



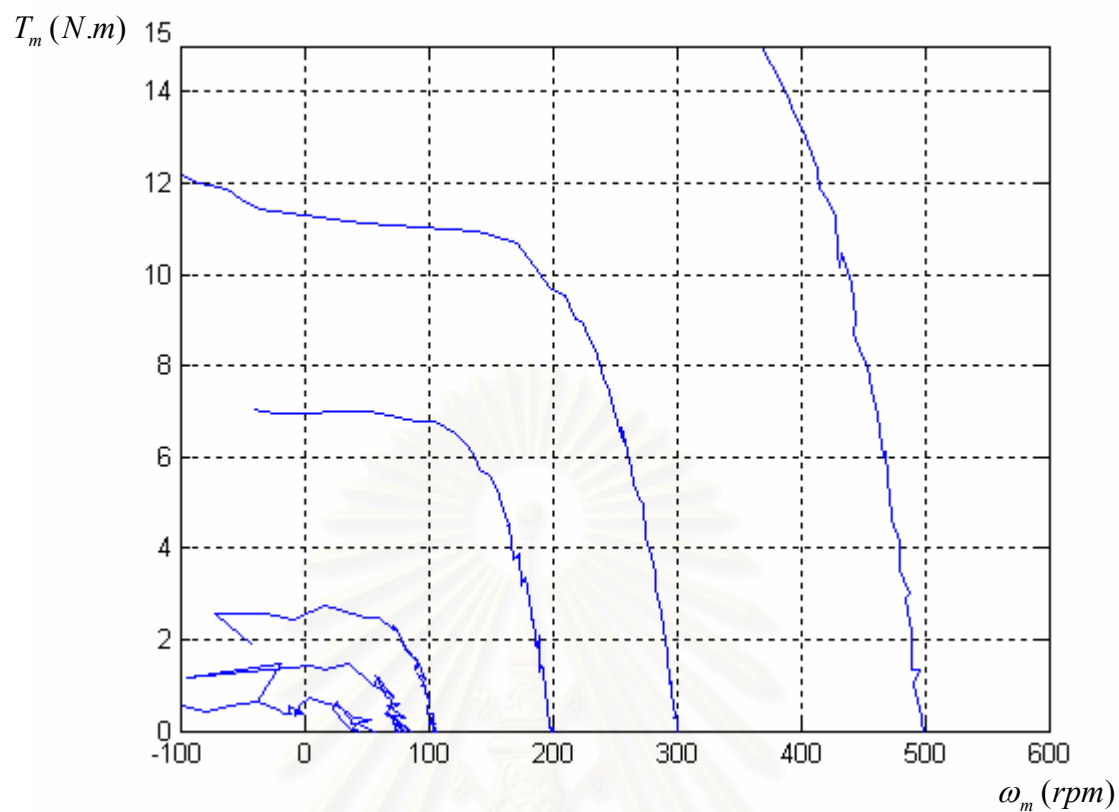
รูปที่ 2.27 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ
ขณะเร่ง-ลดความเร็วในช่วง 0 rpm ถึง 1500 rpm



รูปที่ 2.28 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติของแรงบิด – ความเร็วของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F
ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ



รูปที่ 2.29 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติของแรงบิด – ความเร็วของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F
ที่มีการเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติ (ภาพขยาย)



รูปที่ 2.30 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติของแรงบิด – ความเร็วของอินเวอร์เตอร์ V/F ตั้งเดิม

บทที่ 3

การชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ

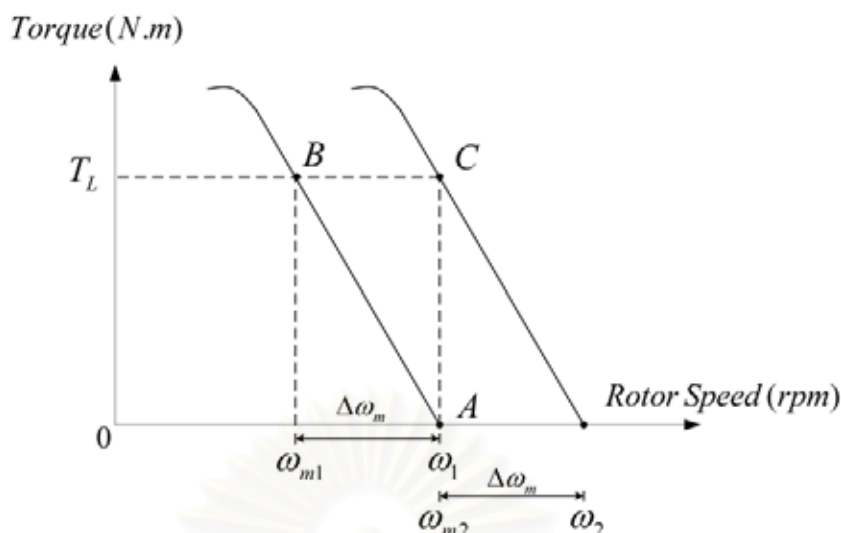
3.1 ปัญหาการเปลี่ยนแปลงโหลดต่อความเร็วรอบมอเตอร์

พฤติกรรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำในการสร้างแรงบิดเพื่อขับเคลื่อนโหลดนั้น จะทำให้เกิดความถี่สลิป ω_s ขึ้น ซึ่งหมายความว่าในกรณีที่มีโหลด ความเร็วโรเตอร์ ω_m ของมอเตอร์จะน้อยกว่าค่าความถี่คำสั่ง ω_1^* เท่ากับค่าความถี่สลิป ω_s ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และผลการทดลองในรูป 2.28-2.29 โดยทั่วไปความถี่สลิปพิกัด ω_{sn} จะมีค่าประมาณ 3 - 5 % ของค่าความถี่พิกัดของมอเตอร์ ω_{1rated} ซึ่งค่าผิดพลาดของความเร็วที่เกิดขึ้น ($\Delta\omega_m$) นี้อาจจะละเอียดได้สำหรับกรณีที่อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงใกล้เคียงกับค่าความถี่พิกัด (1500 rpm) และเป็นงานที่ไม่มีความจำเป็นต้องควบคุมความเร็วที่แม่นยำมาก

แต่ในกรณีที่มีการปรับความถี่เพื่อให้มอเตอร์สามารถทำงานที่ความเร็วต่ำลงมาจากค่าความถี่พิกัดของมอเตอร์ ผลของความถี่สลิปต่อความผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์จะมีนัยสำคัญมากขึ้นตามลำดับ ด้วยเหตุดังกล่าวจึงต้องมีการชดเชยค่าความถี่สลิปเพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถปรับค่าความถี่คำสั่งให้สอดคล้องกับค่าโหลดค่านั้นๆ ยังผลให้สามารถคงค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ไว้ได้ทุกสภาวะโหลด

3.2 การชดเชยความถี่สลิป

เราสามารถใช้คุณสมบัติของแรงบิดและความเร็วในรูปที่ 3.1 อธิบายหลักการทำงานของ การชดเชยค่าความถี่สลิปได้ดังนี้ เริ่มต้นให้มอเตอร์ทำงานในสภาวะไร้อะไรโหลดที่มีความเร็วโรเตอร์เท่ากับความเร็วของอินเวอร์เตอร์ ω_1 คือที่จุด A จากนั้นทำการเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์เท่ากับ T_L มีผลทำให้จุดทำงานของมอเตอร์เลื่อนจากจุด A ไปยังจุด B ที่จุด B มอเตอร์จะมีความเร็วเท่ากับ ω_{m1} ซึ่งน้อยกว่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ω_1 อยู่เท่ากับ $\Delta\omega_m$ เพื่อคงค่าความเร็วของมอเตอร์ให้ได้เท่ากับ ω_1 ที่โหลดค่าเดียวกัน เราจึงต้องปรับค่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นเป็น $\omega_2 = \omega_1 + \omega_s$ เพื่อทำการชดเชยค่าความถี่สลิปที่เกิดขึ้น ดังนั้นจุดทำงานของมอเตอร์จะเปลี่ยนจากจุด B มาอยู่ที่จุด C ซึ่งเป็นจุดทำงานที่สามารถขับเคลื่อนโหลด T_L และคงค่าความเร็วโรเตอร์ไว้เท่ากับ ω_1 ไว้ได้



รูปที่ 3.1 การเปลี่ยนแปลงจุดทำงานของมอเตอร์เมื่อมีการเพิ่มโหลด

3.2.1 วิธีการชดเชยค่าความถี่สลิปด้วยการปรับค่าความถี่ไวล่วงหน้า

จากความเข้าใจถึงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดและความถี่สลิป ณ การทำงานที่ความเร็วค่าหนึ่งๆ เราสามารถชดเชยค่าความถี่สลิปได้โดยการปรับแต่งความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ω_1 ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับค่าความถี่สลิป ω_s เอาไว้ล่วงหน้า โดยความถี่สลิปชดเชย ω_s อาจจะได้มาจากการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์แล้วทำการวัดค่าความเร็วเพื่อคำนวณความถี่สลิปที่ต้องการชดเชย อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะไม่สามารถใช้ได้กับกรณีที่โหลด T_L (ความถี่สลิป) มีการเปลี่ยนแปลงได้

3.2.2 วิธีการชดเชยค่าความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ (Automatic Slip Compensation)

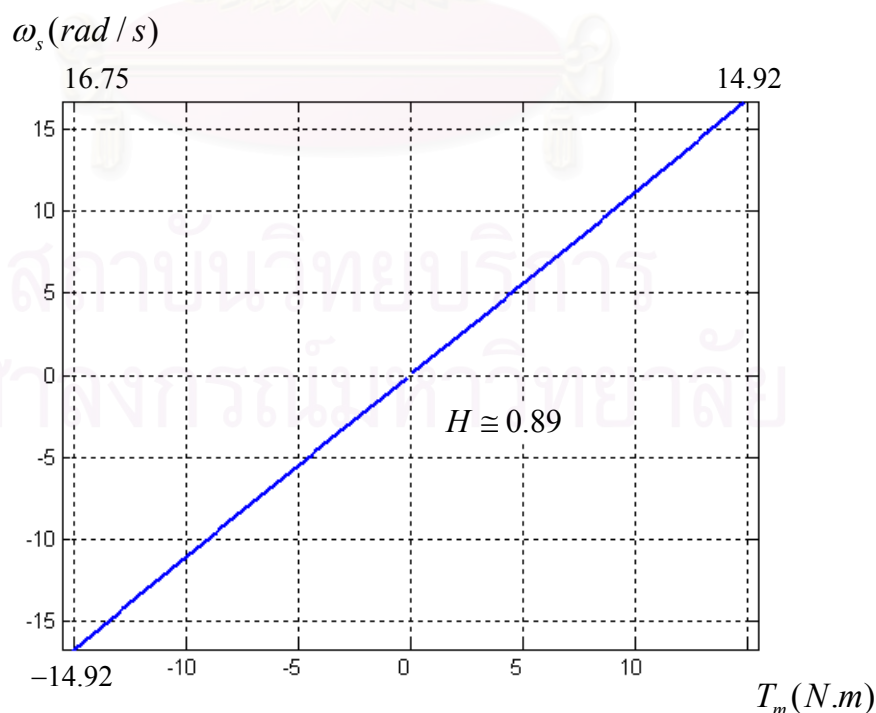
A.M. Garcia (1998) [8] นำเสนอถึงการคำนวณค่าความถี่สลิปที่ใช้การคำนวณค่าชดเชยผ่านค่ากำลังงานที่ช่องอากาศ ถึงแม้ว่าวิธีนี้จะสามารถประมาณค่าความถี่สลิปได้ดีแต่ข้อเสียก็คือการคำนวณค่อนข้างยุ่งยากซับซ้อนและยังต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในการคำนวณโดยละเอียด

Kunio Koga (1992) [9] คำนวณค่าความถี่สลิป โดยประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปให้เป็นเชิงเส้น ทั้งนี้ข้อมูลแรงบิดจะคำนวณมาจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศและกระแส i_s ของมอเตอร์ ข้อดีของวิธีนี้ก็คือ การคำนวณสามารถทำได้ง่ายและเหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ

โครงการวิจัยนี้จะพัฒนาการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติโดยประยุกต์ใช้แนวคิดที่นำเสนอโดย Koga [9] ซึ่งมีความเข้ากันได้กับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการปรับปรุงสมรรถนะด้วยฟังก์ชันเพิ่มแรงบิดอัตโนมัติที่กล่าวในบทที่ 2 โดยการคำนวณความถี่สลิปไม่จำเป็นต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์โดยละเอียด แต่จะใช้เพียงข้อมูลจาก Name Plate ของมอเตอร์ นอกจากนี้ยังได้วิเคราะห์และหาวิธีออกแบบวงรอบป้อนกลับของการชดเชยความถี่สลิปนี้ด้วย

3.3 การชดเชยความถี่สลิปโดยการคำนวณแรงบิด

จากฟังก์ชันการเพิ่มแรงบิด (ATB) ในบทที่ 2 ขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์ $\frac{|e|}{\omega_1}$ จะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ในการทำงานที่ความถี่ต่างๆ ดังนั้นแรงบิดมอเตอร์ T_m จึงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าของความถี่สลิป ω_s เพียงค่าเดียวเท่านั้น สมการแรงบิดในสมการที่ (2.1) นำมาแสดงอีกครั้งดังสมการที่ (3.1) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดมอเตอร์กับความถี่สลิปจะได้กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความถี่สลิปที่มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.2 เพื่อให้ง่ายในทางปฏิบัติเราจะประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด T_m และความถี่สลิป ω_s เป็นความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นดังแสดงในสมการ (3.2) และจากกราฟในรูปที่ 3.2 เราจะประมาณได้ว่า $H \cong 0.89$



รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สลิป-แรงบิด

$$T_m = P \frac{A}{A^2 + B^2} \left(\frac{|\bar{e}|}{\omega_1} \right)^2 \quad (3.1)$$

โดยที่

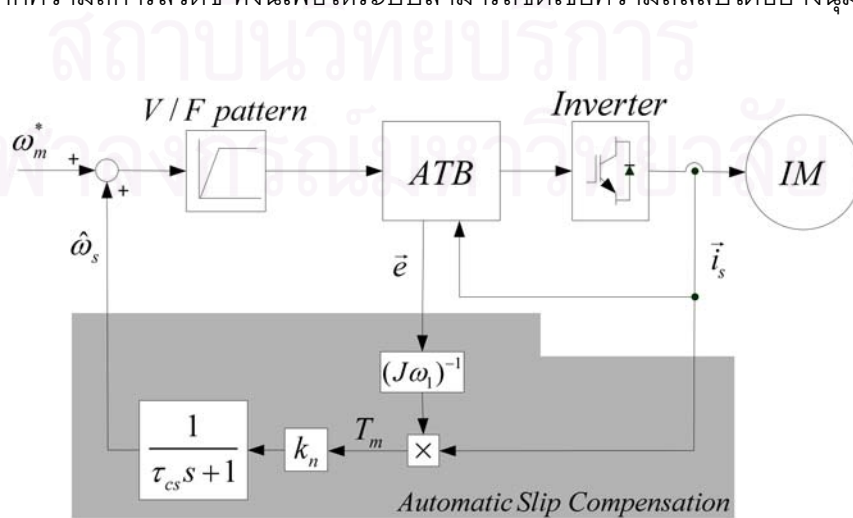
$$A = \frac{R_r \omega_s M^2}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} ; \quad B = \frac{R_r^2 M^2 / L_r}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} + \sigma L_s$$

$$T_m \cong H \cdot \omega_s \quad ; \quad (H \cong 0.89) \quad (3.2)$$

โครงสร้างของวิธีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติที่เสนอแสดงได้ในรูปที่ 3.3 ระบบควบคุมประกอบด้วย 2 วงรอบที่เชื่อมต่อกันในลักษณะคาสเคด คือ 1) วงรอบด้านในของส่วนเพิ่มแรงบิดอัตโนมัติ (ATB) และ 2) วงรอบด้านนอกที่เป็นส่วนชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ ค่าความถี่สลิปชดเชย ω_s สามารถคำนวณได้จากการนำกระแสเดเตอร์ \vec{i}_s ที่ได้จากตัวตรวจจับกระแสและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \bar{e} จากส่วน ATB มาใช้ในการคำนวณแรงบิดมอเตอร์ T_m ตามสมการที่ (3.3)

$$T_m = P \operatorname{Im} \left[\vec{i}_s \times \frac{\bar{e}}{J\omega_1} \right] \quad (3.3)$$

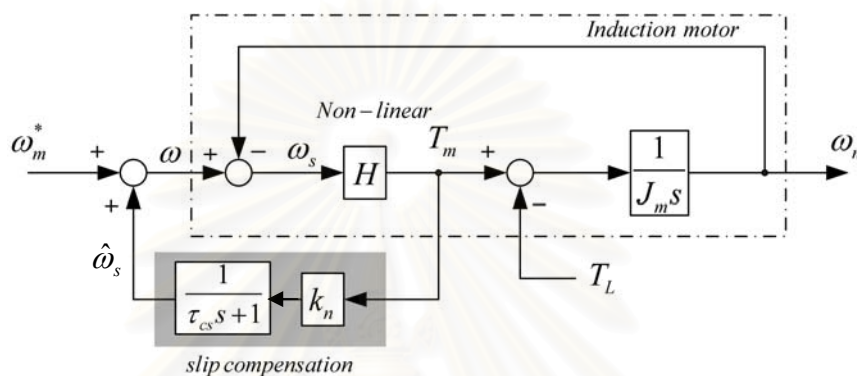
โดยสัญญาณแรงบิดที่คำนวณได้จะถูกนำมาคูณกับอัตราขยาย k_n เพื่อคำนวณเป็นค่าความถี่สลิป $\hat{\omega}_s$ และบวกชดเชยเพิ่มเข้าไปกับค่าความเร็วคำสั่ง ω_m^* สำหรับวงจรรองผ่านตัวที่เพิ่มเติมเข้าไปนั้นจะทำหน้าที่กรองค่าระลอกของแรงบิดที่คำนวณได้ ซึ่งเกิดจากระลอกของกระแสเดเตอร์จากการสวิตช์ ทั้งนี้เพื่อให้ระบบสามารถชดเชยความถี่สลิปได้อย่างนุ่มนวล



รูปที่ 3.3 โครงสร้างการทำงานของวิธีการชดเชยความถี่สลิป

3.4 การวิเคราะห์และออกแบบส่วนชดเชยความถี่สลิป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบวงรอบชดเชยความถี่สลิปตามการทำงานในรูปที่ 3.3 เนื่องจากผลตอบสนองทางไฟฟ้าของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำในส่วน ATB จะมีผลตอบสนองที่ไวกว่าผลตอบสนองทางกลของความเร็วโรเตอร์ ω_m ดังนั้นเราสามารถวิเคราะห์ระบบในรูปที่ 3.3 ได้ด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของการชดเชยความถี่สลิป

จากระบบในรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่ามีพารามิเตอร์ที่ต้องพิจารณาเพื่อการออกแบบคือ ค่าอัตราขยาย k_n และความถี่หักมุมของวงจรรองผ่านตัว τ_{cs} ซึ่งในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 นี้ มีคุณสมบัติของวงรอบควบคุมที่ต้องพิจารณาอยู่ 3 ประเด็นคือ 1) ความแม่นยำในการชดเชยความถี่สลิป 2) เสถียรภาพของวงรอบชดเชยความถี่สลิป และ 3) ผลตอบสนองในการชดเชยความถี่สลิป

3.4.1 ความแม่นยำในการชดเชยความถี่สลิป

ความแม่นยำในการชดเชยความถี่สลิปจะขึ้นอยู่กับทางเลือกอัตราขยาย k_n จากหัวข้อที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ต้องการชดเชยความถี่สลิปโดยสมบูรณ์เราต้องอาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.1) หรือ (3.2) โดยกำหนดให้ $k_n = H^{-1}$ ซึ่งจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อย่างละเอียด อย่างไรก็ตามสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางประเภทที่ไม่ต้องการความแม่นยำในการควบคุมความเร็วรอบที่สูง เราสามารถประมาณค่าอัตราขยาย k_n ได้โดยใช้ข้อมูลแรงบิดพิกัด T_{mn} และความถี่สลิปพิกัด ω_{sn} จาก Name Plate ของมอเตอร์ ดังแสดงในสมการที่ (3.4)

$$k_n = \frac{\omega_{sn}}{T_{mn}} = 1.117 \quad (3.4)$$

ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าจริง $H^{-1} (=1.12)$ ที่ประมาณได้ในสมการที่ (3.2)

ในการพิจารณาถึงความถูกต้องและแม่นยำของการชดเชยความถี่สลิป ω_s เราจะใช้ฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (3.5) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta\omega_m$ กับ T_L

$$\frac{\omega_m^* - \omega_m}{T_L} = \frac{\Delta\omega_m}{T_L} = \frac{(\tau_{cs}s + 1 - k_n H)}{(J_m \tau_{cs} s^2 + (J_m + H\tau_{cs} - HJ_m k_n)s + H)} \quad (3.5)$$

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองที่สภาวะอยู่ตัวสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วที่ผิดพลาด $\Delta\omega_m$ กับแรงบิดเนื่องจากโหลด T_L ได้ดังสมการที่ (3.6)

$$\Delta\omega_m(\infty) = \frac{(k_n H - 1)}{H} \cdot T_L \quad (3.6)$$

จะเห็นว่าผลคูณ $k_n H$ เป็นตัวชี้บ่งถึงความถูกต้องในการชดเชยความถี่สลิป และเราสามารถชดเชยความถี่สลิปได้อย่างสมบูรณ์ ($\Delta\omega_m = 0$) เมื่อ $k_n H = 1$ สำหรับการประมาณ k_n ด้วยข้อมูลจาก Name Plate ของมอเตอร์ตามสมการ (3.4) กล่าวคือ $k_n = 1.117$ แล้วจะได้ $k_n H = 1.04$ ดังนั้นเราสามารถคำนวณได้ว่าที่โหลดพิกัดมอเตอร์ ($T_m = 15$ Nm) จะมีค่าความคลาดเคลื่อนความเร็ว $\Delta\omega_m$ เท่ากับ -0.47 rpm

3.4.2 เสถียรภาพวงรอบชดเชยความถี่สลิป

เสถียรภาพของวงรอบชดเชยความถี่สลิปจะถูกกำหนดด้วย τ_{cs} โดยความสัมพันธ์ระหว่าง ω_m^* กับ ω_m แสดงได้ดังสมการที่ (3.7)

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{H(1 + \tau_{cs}s)}{(J_m \tau_{cs} s^2 + (J_m + H\tau_{cs} - HJ_m k_n)s + H)} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) เราสามารถตรวจสอบเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบ โดยใช้เกณฑ์ของ Routh-Hurwitz ซึ่งสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{array}{c|cc} s^2 & J_m \tau_{cs} & H \\ s^1 & (J_m + H\tau_{cs} - HJ_m k_n) & 0 \\ s^0 & b_1 & \end{array}$$

$$b_1 = H \quad (3.8)$$

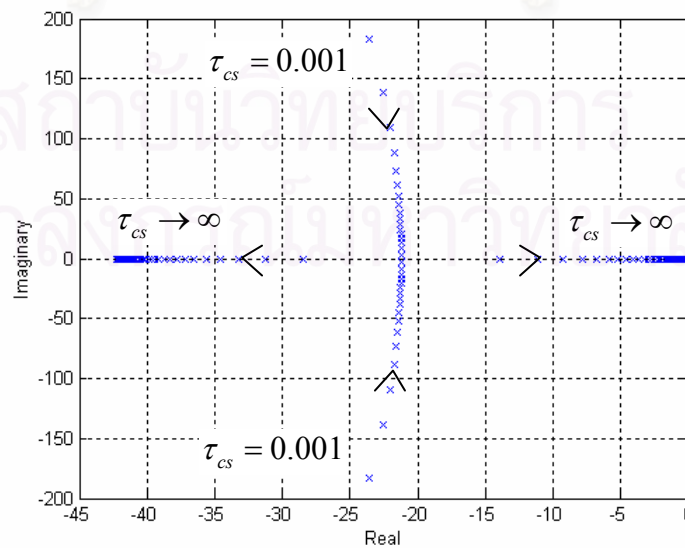
เนื่องจาก $\tau_{cs} > 0$ และ $J_m > 0$ ดังนั้นเงื่อนไขเสถียรภาพ เมื่อ

$$\tau_{cs} > \frac{(Hk_n - 1) \cdot J_m}{H} \quad (3.9)$$

แทนค่า $J_m = 0.021$, $H = 0.89$ และ $k_n = 1.117$ ลงใน (3.9) จะได้

$$\frac{(Hk_n - 1) \cdot J_m}{H} = -0.138 \times 10^{-3} \quad (3.10)$$

ดังนั้นเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับการออกแบบค่า τ_{cs} ก็คือ $\tau_{cs} > 0$ รูปที่ 3.5 แสดงทางเดินรากของระบบวงปิดตามสมการที่ (3.7) จะเห็นได้ว่าที่ τ_{cs} มีค่าน้อยระบบมีรากเป็นคู่ขั้วที่สมมาตรกันระหว่างแกนจริง เมื่อค่า τ_{cs} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจนเข้าใกล้ค่าอนันต์ ระบบจะมีคู่ขั้วที่อยู่บนแกนจริง



รูปที่ 3.5 ทางเดินรากของฟังก์ชันโอนย้าย ω_m/ω_m^* เมื่อเปลี่ยนค่า τ_{cs}

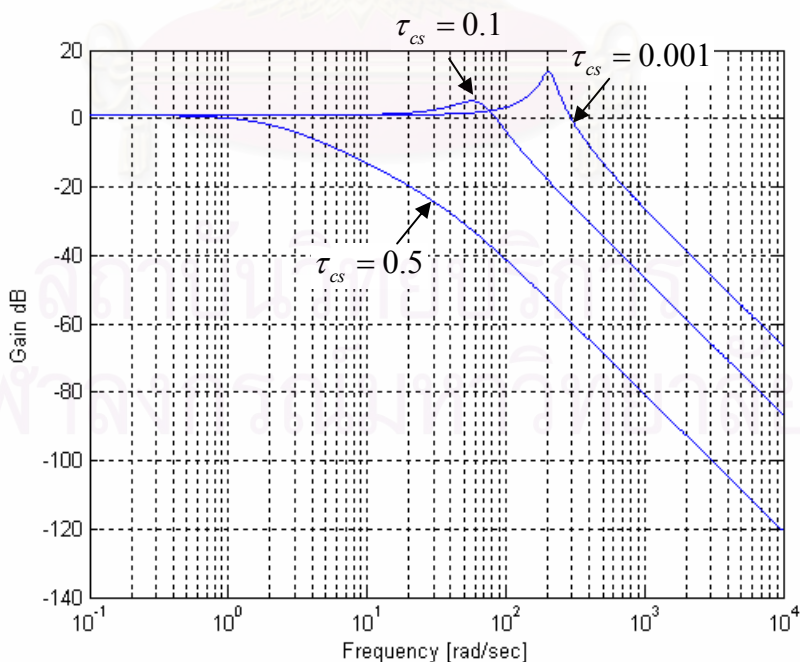
3.4.3 ผลตอบสนองในการชดเชยความถี่สลิป

เนื่องจากแบนด์วิดธ์ของวงรอบชดเชยความถี่สลิปจะถูกกำหนดด้วย τ_{cs} เช่นกัน จากสมการ (3.11) แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ได้ในรูปที่ 3.6 โดยที่แบนด์วิดธ์จะแปรผกผันกับค่า τ_{cs} ของวงจรรอง ดังนั้นในการออกแบบเราจะพิจารณาจากเงื่อนไข

- ก) ซึ่งผลตอบสนองที่เพียงพอในทางปฏิบัติของวงรอบชดเชยความถี่สลิปที่อยู่วงรอบด้านนอก จะอยู่ในช่วง 200 ms - 1s
- ข) ค่าระลอกของสัญญาณแรงบิด T_m ที่ได้จากการคำนวณโดยใช้ข้อมูลของกระแส i_s และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ e จะมีองค์ประกอบความถี่จะต้องอยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์การสวิตช์ (1-15 kHz) ดังนั้นเราจะเลือกความถี่หักมุมของวงจรรอง $1/\tau_{cs}$ เพื่อกรององค์ประกอบความถี่สูงนี้

$$\frac{\hat{\omega}_s}{T_L} = \frac{k_n H}{(J_m \tau_{cs} s^2 + (J_m + H \tau_{cs} - H J_m k_n) s + H)} \tag{3.11}$$

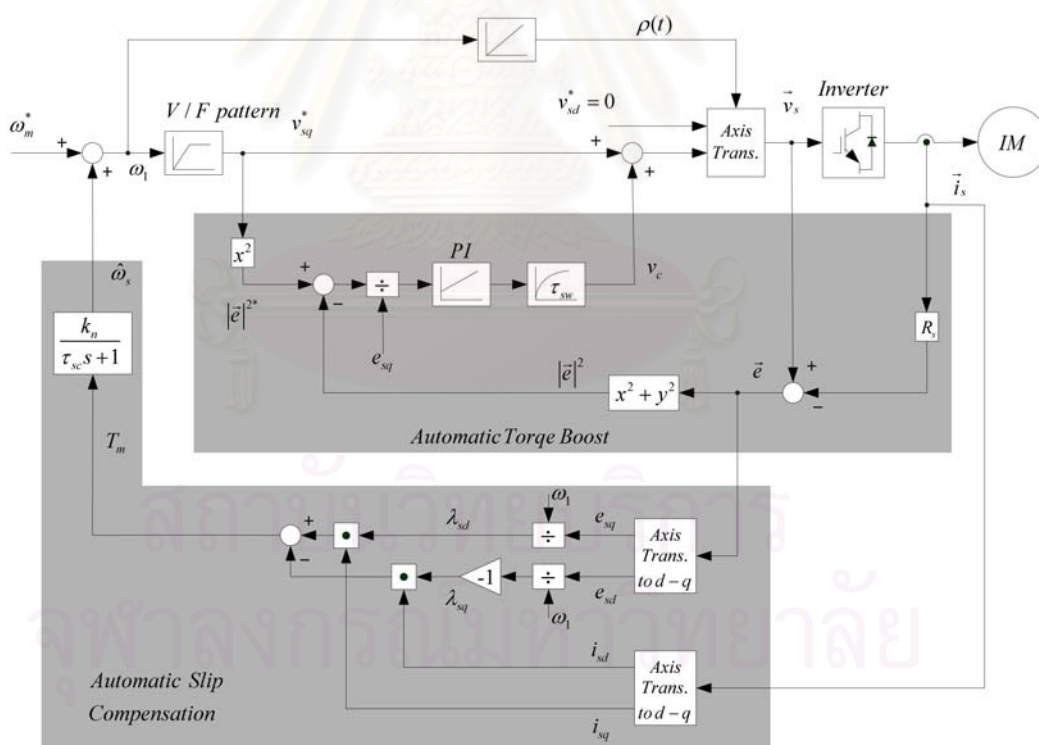
จากเงื่อนไขข้างต้นทั้ง 2 ประการ เราจะเลือกให้ $\tau_{cs} = 0.5$ s ซึ่งความถี่หักมุมของวงจรรองจะเท่ากับ 0.32 Hz (\ll 1 KHz) และจากรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าในกรณีนี้แบนด์วิดธ์ของระบบจะมีค่าประมาณ 30 rad/s (330 ms) สอดคล้องกับเงื่อนไขในการออกแบบ



รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่วงรอบปิดของระบบชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ ω_m/ω_m^* ที่ τ_{cs} ค่าต่างๆ

3.5 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบกับระบบจริง

เราจะทำการตรวจสอบแนวคิดของการชดเชยความเร็วรอบมอเตอร์โดยใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลองการทำงานของการชดเชยความเร็วรอบมอเตอร์ จากโครงสร้างการทำงานของการชดเชยความถี่สลลิปในรูปที่ 3.3 สามารถแสดงขั้นตอนการทำงานโดยละเอียดได้ดังในรูป 3.7 โดยมีส่วนของชดเชยแรงบิดมอเตอร์แบบอัตโนมัติ (ATB) เป็นวงรอบภายในและส่วนของชดเชยความเร็วรอบมอเตอร์หรือชดเชยความถี่สลลิปจะเป็นวงรอบภายนอก ส่วนของการชดเชยความถี่สลลิปจะนำแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} ที่คำนวณได้จากส่วนของ ATB มาทำการย้ายแกนอ้างอิงจากแกนอ้างอิงสเตเตอร์ให้อยู่บนแกนอ้างอิงหมุน ($\rho(t)$) เช่นเดียวกับกับกระแส (i_{sd}, i_{sq}) และคำนวณแรงบิดของมอเตอร์ตามสมการ (3.3) จากนั้นนำผลที่ได้ไปคูณกับค่าอัตราขยาย k_n ผลลัพธ์ที่ได้คือค่าความถี่สลลิป $\hat{\omega}_s$ ที่คำนวณได้และนำค่าความถี่สลลิป $\hat{\omega}_s$ ผ่านตัวกรองผ่านต่ำและบวกเพิ่มเข้ากับค่าความเร็วมอเตอร์คำสั่ง ω_m^* ทั้งนี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ $k_n = 1.17$ และ $\tau_{cs} = 0.5$ ตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยมีผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 โครงสร้างการทำงานการชดเชยความถี่สลลิปโดยละเอียด

- ผลตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

รูปที่ 3.8 – 3.11 และ รูปที่ 3.13 – 3.16 แสดงถึงผลจำลองการทำงานและผลการทดลองเพื่อทดสอบสมรรถนะในการชดเชยความถี่สลิป เมื่อมีการป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็วต่างๆ (50 rpm, 75 rpm, 100 rpm และ 500 rpm) จะเห็นว่าระบบสามารถชดเชยความถี่สลิปได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยผลตอบสนองชั่วคราวของสัญญาณความถี่สลิป $\hat{\omega}_s$ จะมีค่าคงตัวเวลา (time constant) ประมาณ 500 ms ซึ่งสอดคล้องภายใต้ความต้องการในหัวข้อ 3.4.3 สำหรับที่สถานะอยู่ตัว จะเห็นว่าวงรอบชดเชยความถี่สลิปสามารถควบคุมความเร็วโรเตอร์ได้เป็นอย่างดี ซึ่งเมื่อพิจารณาค่าความผิดพลาดของความเร็วที่คำนวณไว้ในหัวข้อ 3.4.1 ที่แสดงไว้ว่าที่ค่าโหลดพิกัดจะมีค่าความเร็วผิดพลาดประมาณ 3 rpm แล้วนั้น จะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดดังกล่าวเป็นที่ยอมรับได้ในทางปฏิบัติ

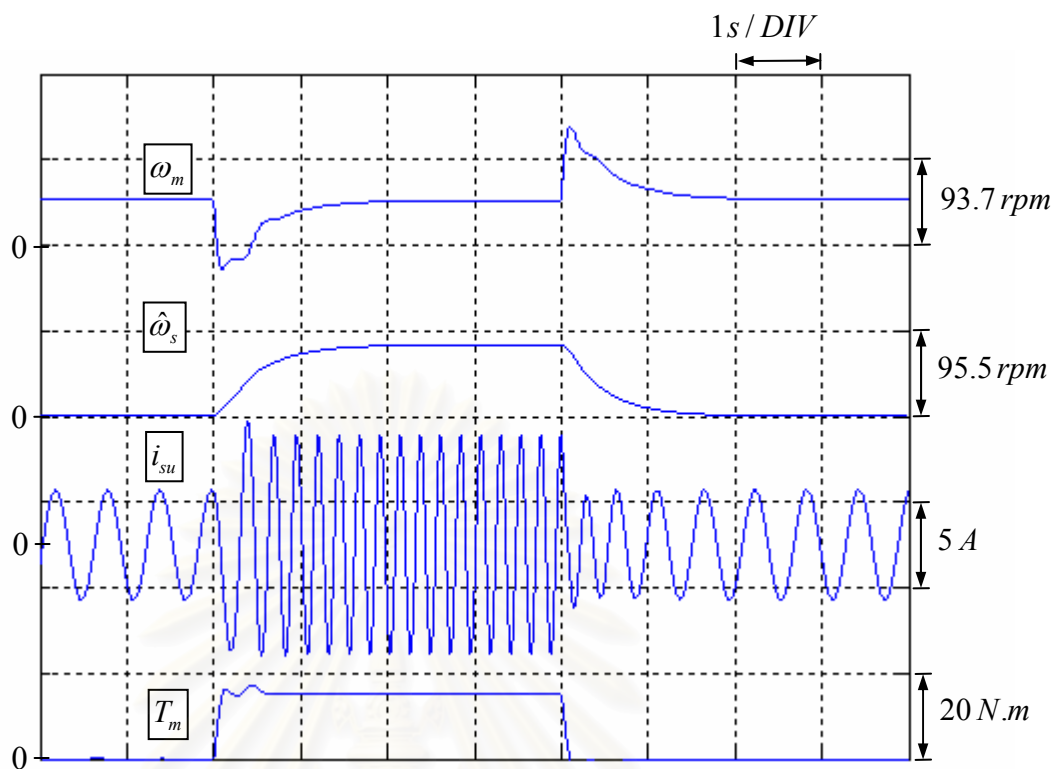
ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งก็คือจากผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองได้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณความถี่สลิปชดเชยจะมีผลตอบสนองเหมือนกันสำหรับทุกค่าความเร็ว ซึ่งเป็นการยืนยันว่าเมื่อเราสามารถควบคุมขนาดสเตเตอร์ฟลักซ์ให้คงที่ด้วยวงรอบควบคุม ATB แล้วผลตอบสนองระหว่างความถี่สลิปและแรงบิดจะเหมือนกันสำหรับทุกค่าความเร็ว

- ลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็ว

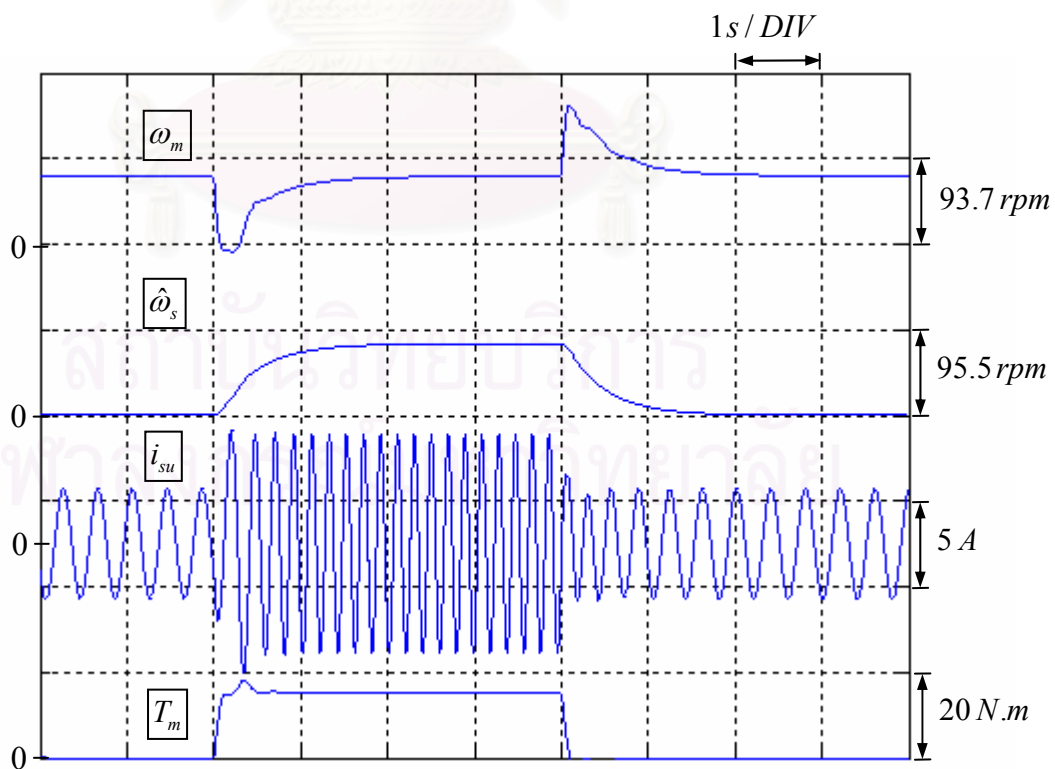
รูปที่ 3.12 และ 3.17 แสดงถึงผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างช้าๆ จากสภาวะไร้โหลดไปยังค่าโหลดพิกัด จะเห็นว่าระบบสามารถชดเชยความถี่สลิปติดตามค่าโหลดที่เปลี่ยนแปลงเพื่อคงค่าความเร็วไว้ที่ 100 rpm ตามค่าคำสั่ง

รูปที่ 3.18 แสดงถึงลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็วคำสั่ง โดยมีวิธีการทดสอบเช่นเดียวกันกับรูปที่ 3.17 ซึ่งผลการทดลองในรูปที่ 3.18 นี้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติสำหรับการทำงานที่ความเร็วค่าต่างๆได้เป็นอย่างดี

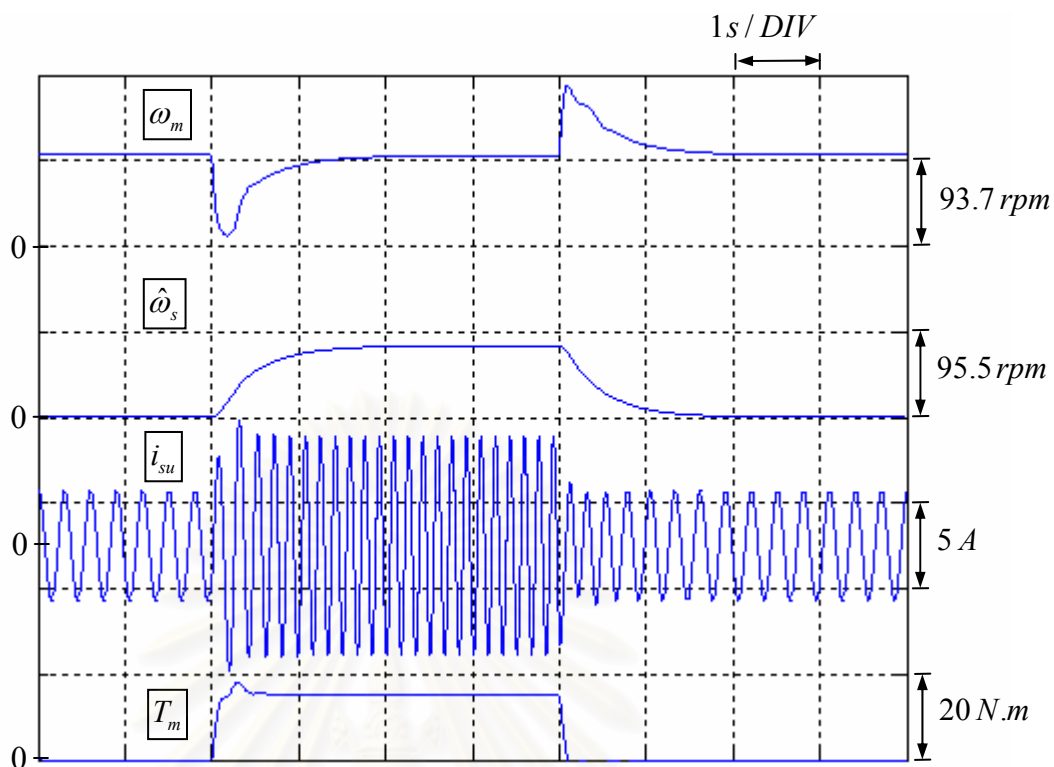
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



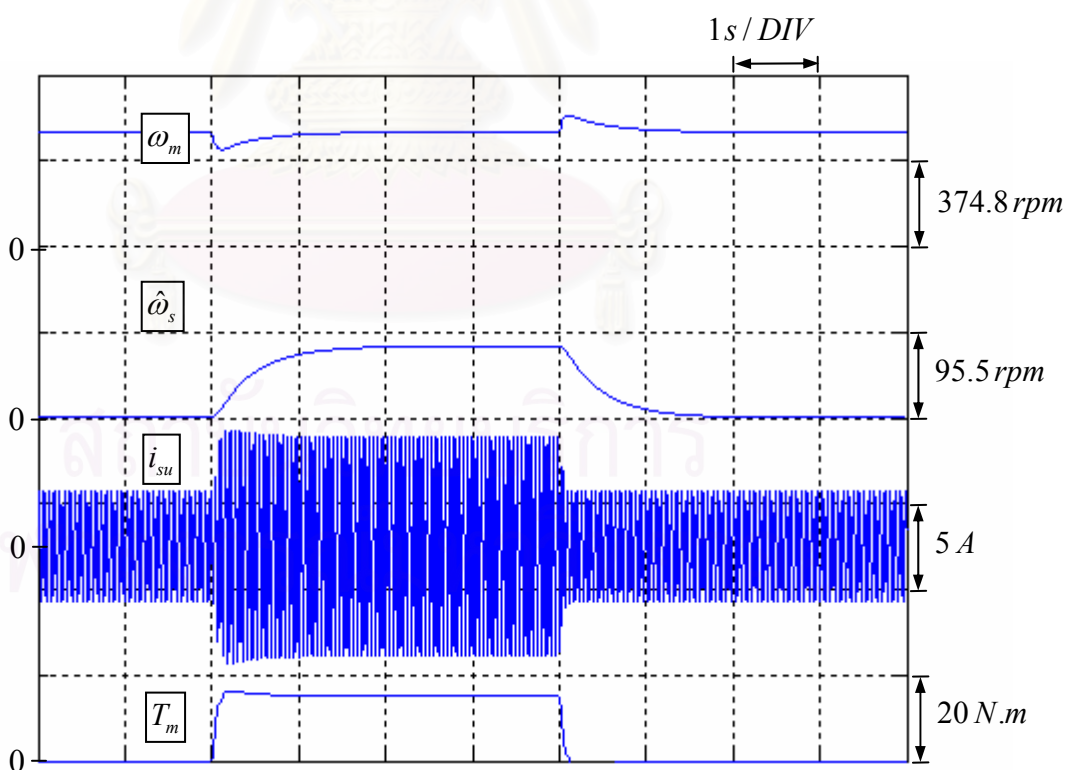
รูปที่ 3.8 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตโนมัติ ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm



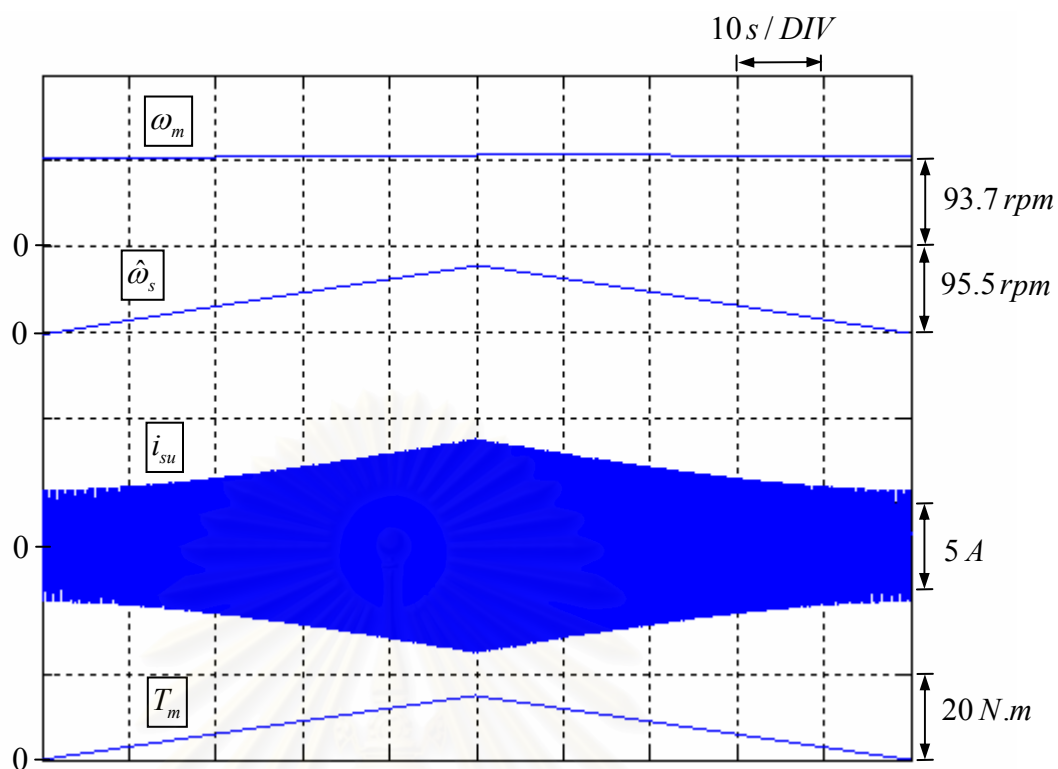
รูปที่ 3.9 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตโนมัติ ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm



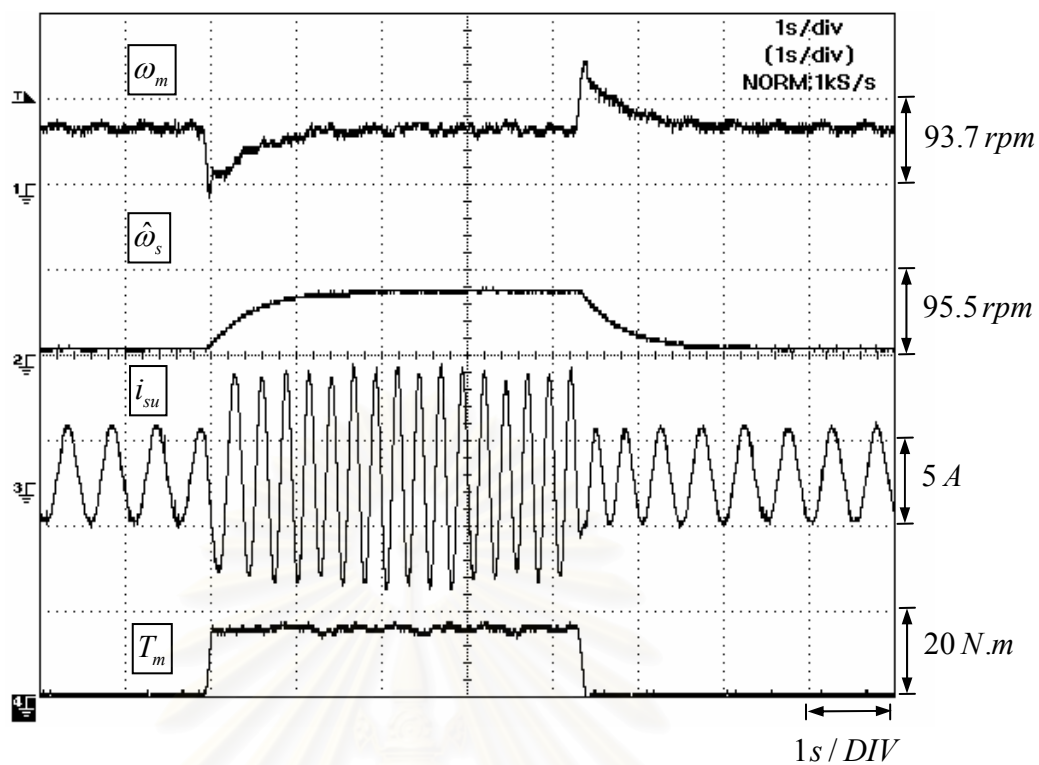
รูปที่ 3.10 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm



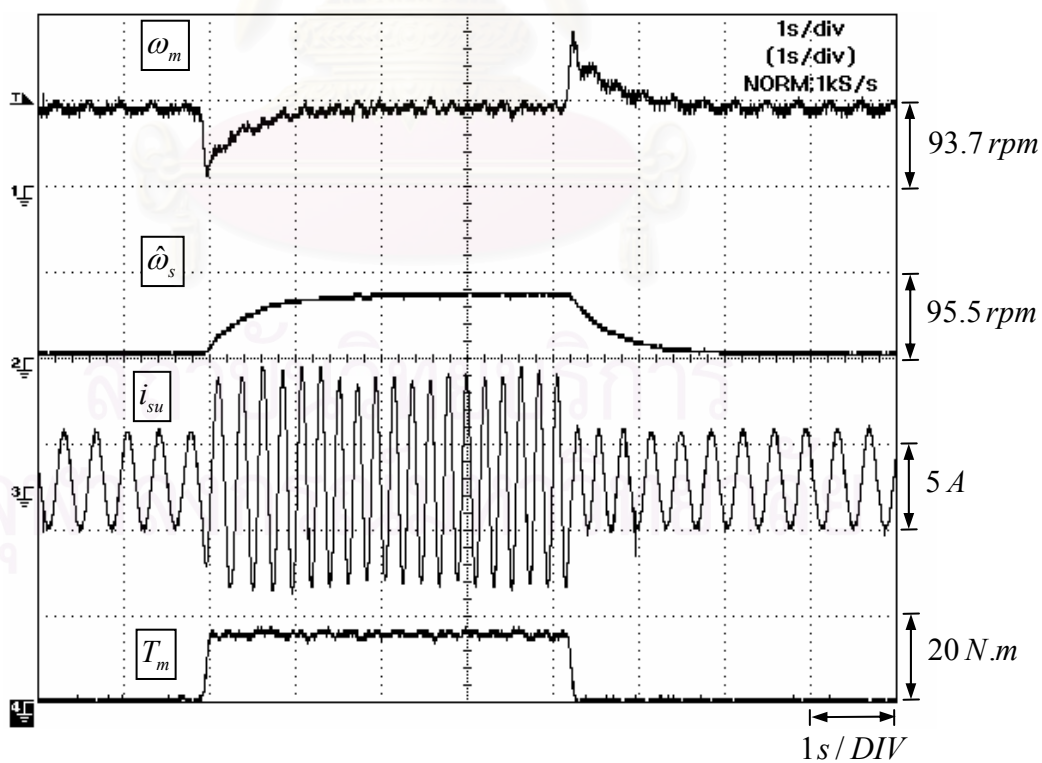
รูปที่ 3.11 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm



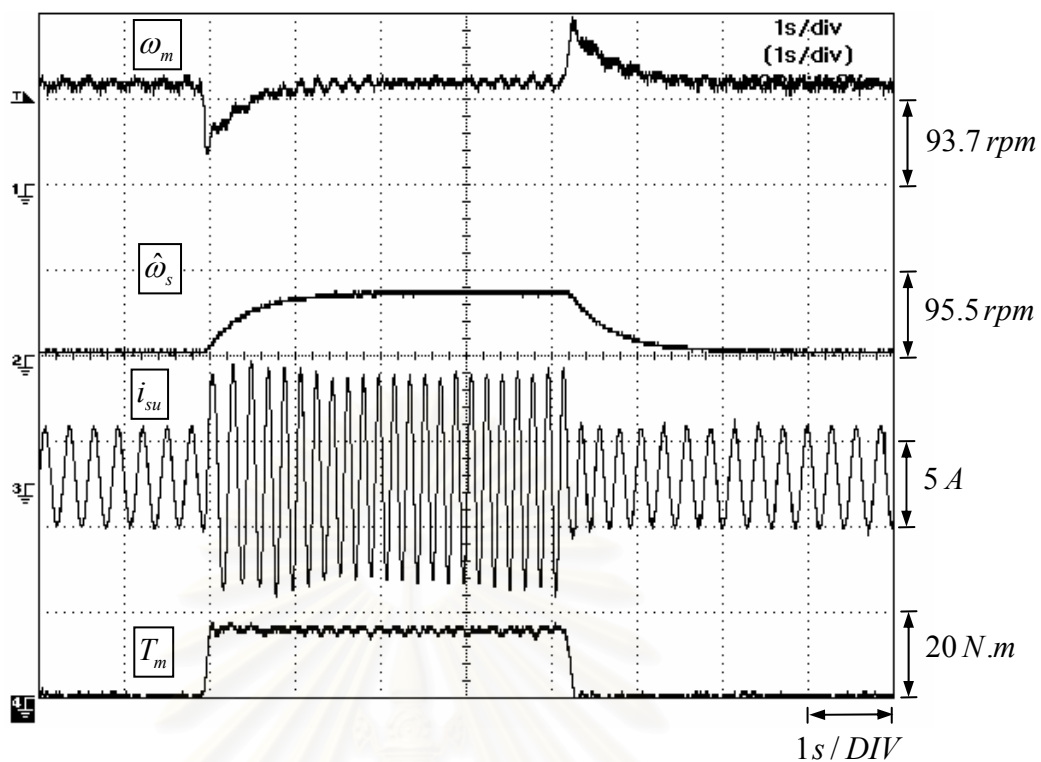
รูปที่ 3.12 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะแปรค่าโหลดอย่างช้าๆ ที่ความเร็ว 100 rpm



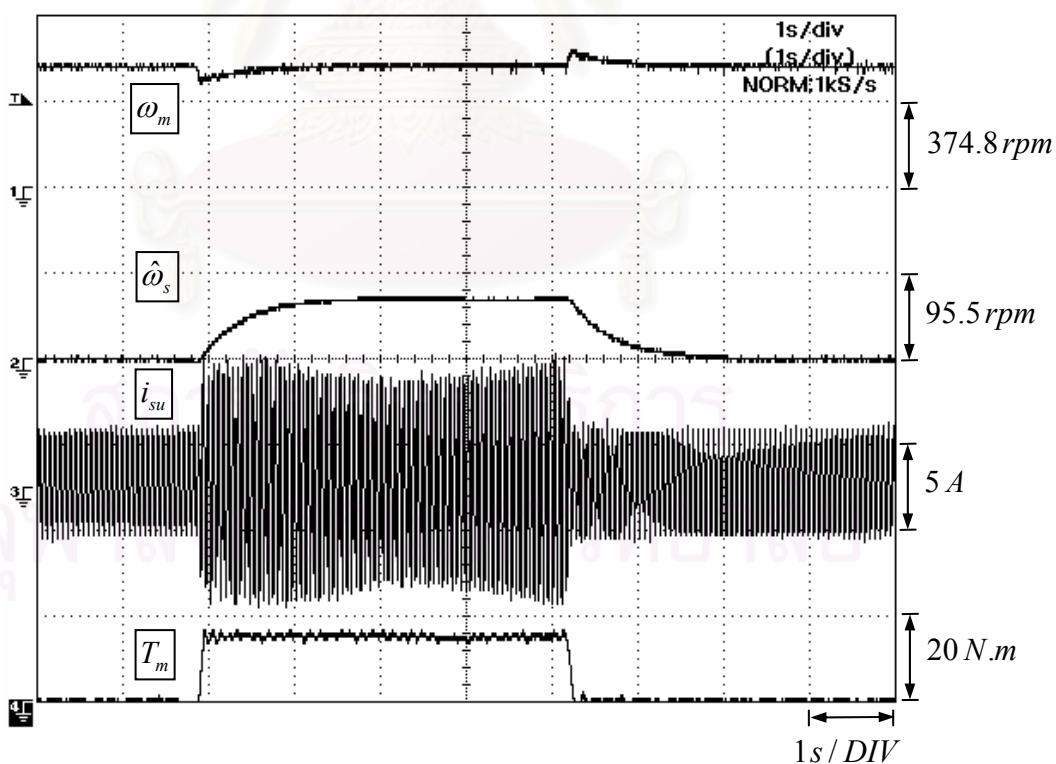
รูปที่ 3.13 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 50 rpm



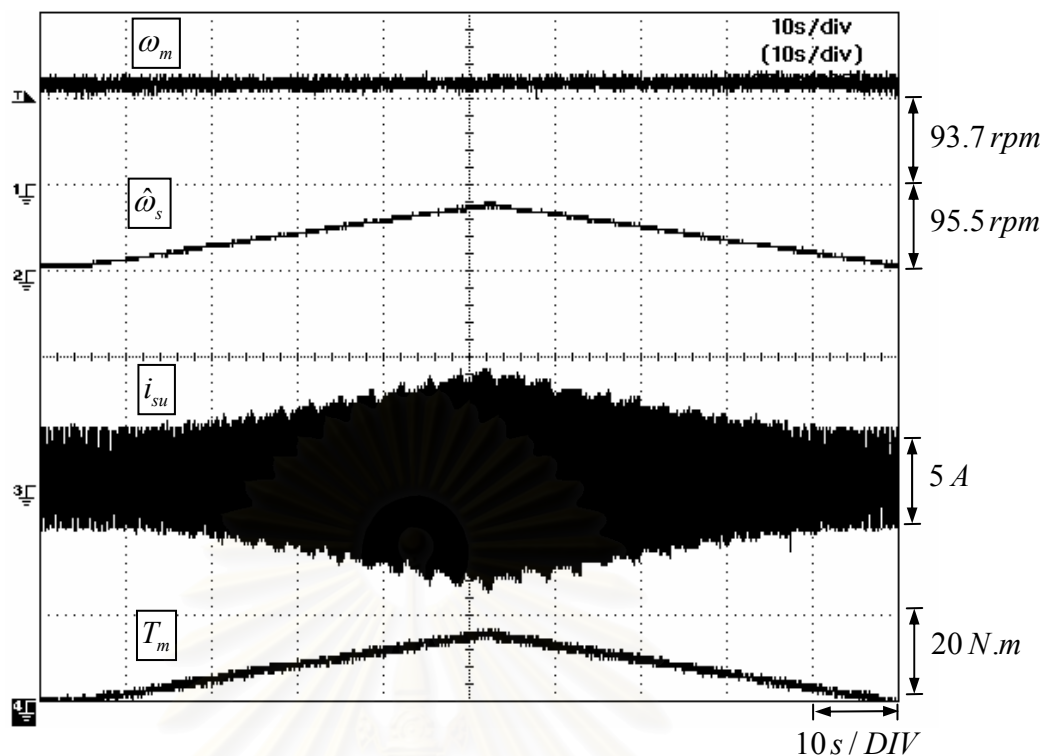
รูปที่ 3.14 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 75 rpm



รูปที่ 3.15 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 100 rpm

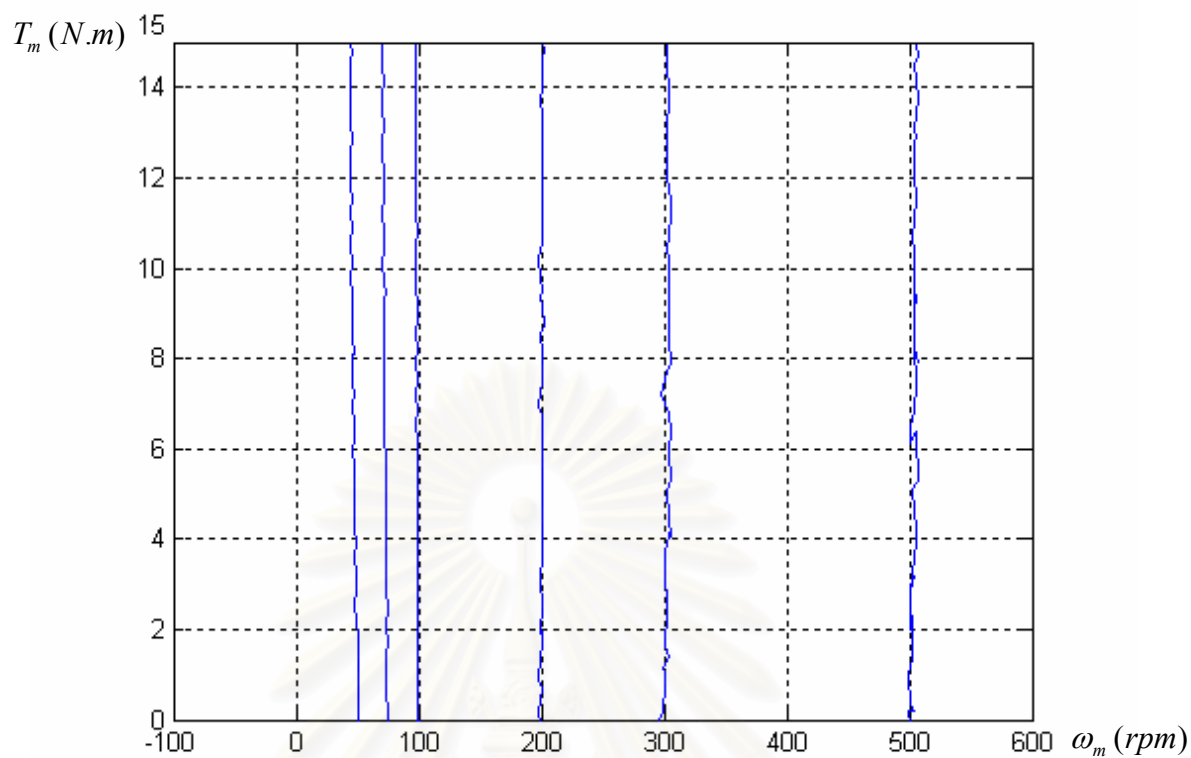


รูปที่ 3.16 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะป้อนโหลดพิกัดแบบขั้นที่ความเร็ว 500 rpm



รูปที่ 3.17 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ
ขณะแปรค่าโหลดอย่างช้าๆ ที่ความเร็ว 100 rpm

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



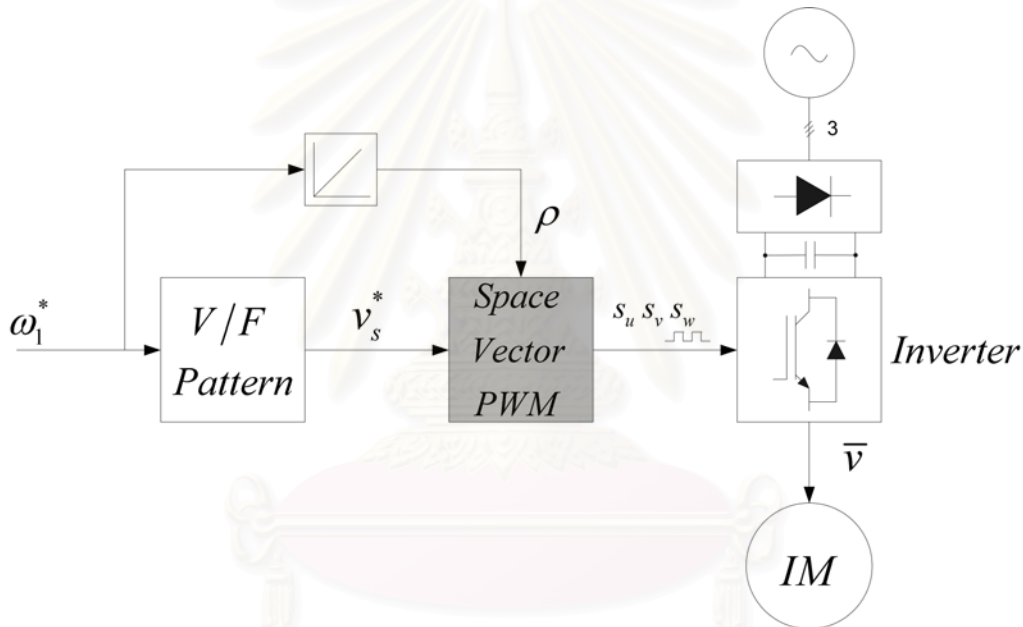
รูปที่ 3.18 ผลการทดลองแสดงลักษณะสมบัติของแรงบิด-ความเร็วของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มี การชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ (50 rpm, 75 rpm, 100 rpm, 200 rpm, 300 rpm และ 500 rpm)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

การชดเชยแรงดันมอเตอร์ในการทำงานย่านมอดูเลตเกิน

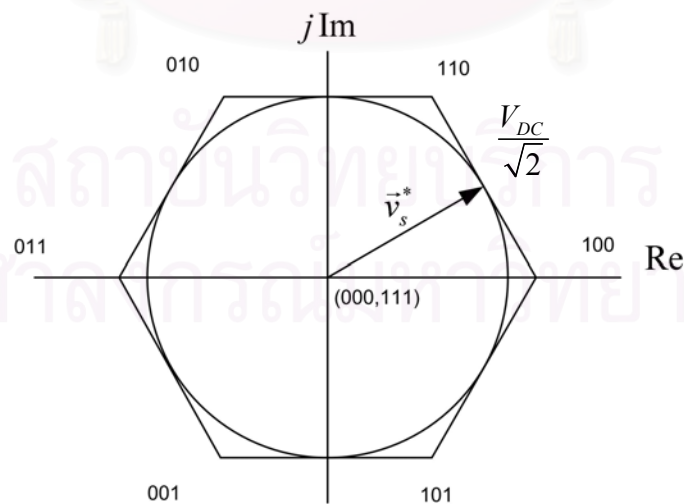
ส่วนที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งของการควบคุมอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปแบบ V/F ก็คือ ส่วนของการสร้างสัญญาณที่มีการปรับความกว้างพัลส์ (PWM) ดังรูปที่ 4.1 เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์กำลัง s_u, s_v, s_w ส่งต่อไปยังอินเวอร์เตอร์เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟสลับตามค่าแรงดันคำสั่ง v_s^* ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ขนาดของแรงดันคำสั่ง v_s^* ที่ต้องใช้โดยปกติมีค่าอยู่ระหว่างศูนย์กับแรงดันพิกัดหรือแรงดันสายด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์



รูป 4.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปแบบ V/F

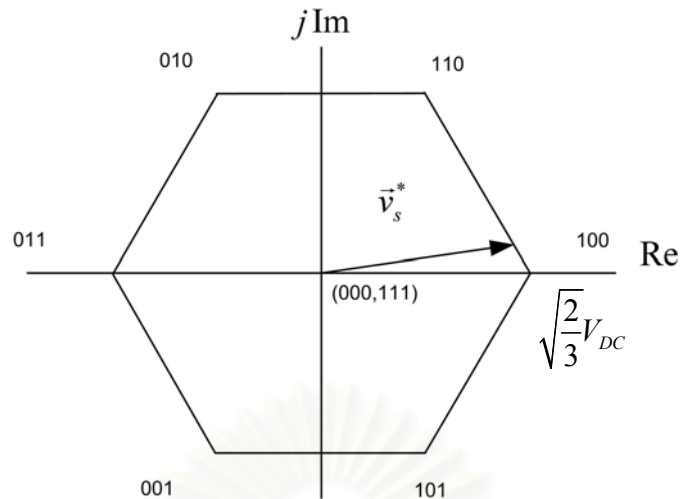
ในทางปฏิบัติแรงดันบัสไฟตรง V_{DC} จะมีค่าต่ำกว่าค่ายอดของแรงดันสาย (V_{line}) เนื่องจากคุณสมบัติที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจรรองในภาคการเรียงกระแส ส่งผลให้อินเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในย่านมอดูเลตเกินในกรณีที่ต้องการสร้างแรงดันขนาดเท่ากับแรงดันสาย ย่านมอดูเลตเกินเป็นย่านการทำงานที่อินเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} ที่มีค่ายอดส่วนประกอบของแรงดันหลักมูล v_1 มากกว่า $\frac{V_{DC}}{2}$ อย่างไรก็ตาม องค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออก v_1 จะแปรตามค่าแรงดันคำสั่ง v^* ในลักษณะไม่เชิงเส้นสำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกิน

J. Holtz (1992) [10] เสนอวิธีการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) โดยกำหนดสัญญาณขับนำสวิตช์ s_u, s_v, s_w ด้วยการคำนวณค่าเวลาจากสมการสเปซเวกเตอร์แรงดันโดยตรง และได้แบ่งการทำงานออกเป็น 3 ช่วงคือ ช่วงการมอดูเลตในการทำงานย่านปรกติที่ขนาดของเวกเตอร์คำสั่ง \vec{v}_s^* มีค่าสูงสุดไม่เกินวงกลมสัมผัสด้านในของรูปหกเหลี่ยม (รูปที่ 4.2 ก) ช่วงที่สองคือช่วงการมอดูเลตแบบต่อเนื่อง ในช่วงนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์จะกำหนดให้ปลายของเวกเตอร์แรงดันคำสั่ง \vec{v}_s^* เคลื่อนที่ไปตามขอบของรูปหกเหลี่ยม (รูป 4.2 ข) ซึ่งจะไม่มีการใช้งานของเวกเตอร์ศูนย์ (000, 111) และช่วงที่สาม คือช่วงการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง (รูป 4.2 ค) โดยจะสร้างเวกเตอร์แรงดันคำสั่งอีกตัวหนึ่งคือ \vec{v}_{ss}^* ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ \vec{v}_s^* ขนาดของเวกเตอร์แรงดันคำสั่งตัวแรก \vec{v}_s^* จะมีค่ามากกว่าวงกลมสัมผัสในจึงหมุนตัดกับขอบของรูปหกเหลี่ยมและมีค่าสูงสุดเมื่อตัดกับมุมของรูปหกเหลี่ยมส่วนเวกเตอร์แรงดันคำสั่งตัวที่สอง \vec{v}_{ss}^* จะเคลื่อนที่ไปตามขอบของรูปหกเหลี่ยมในลักษณะไม่ต่อเนื่อง เมื่อปลายของเวกเตอร์แรงดันคำสั่ง \vec{v}_s^* ตัดกับด้านของรูปหกเหลี่ยมก็จะคงค่ามุมของเวกเตอร์คำสั่งตัวที่สอง \vec{v}_{ss}^* ไว้ ณ มุมนั้นตลอดช่วงเวลาที่เวกเตอร์แรงดันคำสั่ง \vec{v}_s^* อยู่นอกกรอบหกเหลี่ยม เวกเตอร์แรงดัน \vec{v}_{ss}^* จะกลับมาเคลื่อนที่ไปตามขอบของรูปหกเหลี่ยมอีกครั้งเมื่อปลายของเวกเตอร์แรงดันคำสั่ง \vec{v}_s^* กลับมาตัดกับขอบของรูปหกเหลี่ยมอีกครั้งหนึ่ง โดยจะมีการกระโดดของมุมเกิดขึ้น วิธีการของ J. Holtz มีการคำนวณที่ค่อนข้างซับซ้อนและใช้เวลาการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ในการคำนวณค่อนข้างมาก

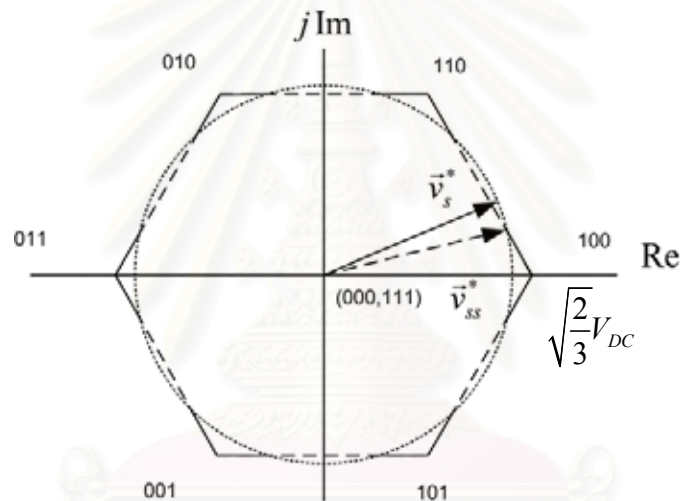


(ก) เวกเตอร์คำสั่งในช่วงการมอดูเลตแบบปรกติ

รูปที่ 4.2 เวกเตอร์คำสั่งของการมอดูเลตด้วยวิธีการของ J. Holtz



(ข) เวกเตอร์คำสั่งในช่วงการมอดูเลตเกินแบบต่อเนื่อง



(ค) เวกเตอร์คำสั่งในช่วงการมอดูเลตเกินแบบไม่ต่อเนื่อง

รูปที่ 4.2 เวกเตอร์คำสั่งของการมอดูเลตด้วยวิธีการของ J. Holtz (ต่อ)

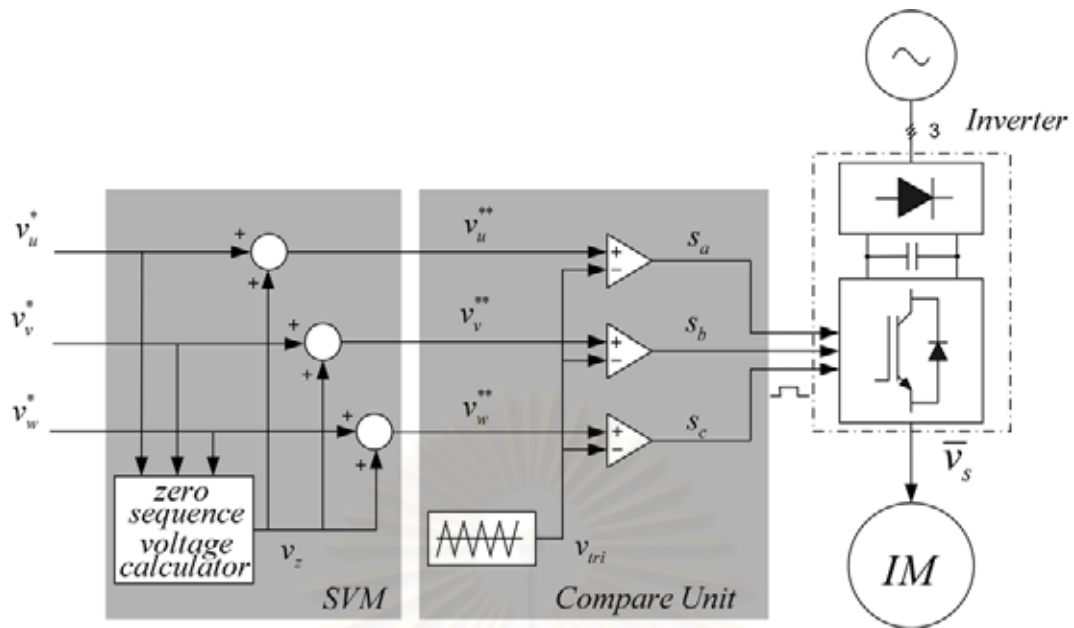
S. Bolognami (1996) [12] เสนอวิธีการมอดูเลตเกินแบบ SVPWM ด้วยการคำนวณค่าเวลาโดยใช้สมการสเปซเวกเตอร์แรงดันเช่นเดียวกับ J. Holtz [10] แต่ได้ทำการปรับปรุงวิธีการชดเชยแรงดันคำสั่งสำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกินด้วยการหาความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์แรงดันหลักมูล \vec{v}_1 ของเวกเตอร์แรงดันด้านนอกกับเวกเตอร์แรงดันคำสั่ง \vec{v}_s^* และประมาณสมการความสัมพันธ์ดังกล่าวด้วยการใช้วิธี Least Square ทำให้ประหยัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ แต่ในส่วนของ การสร้างสัญญาณ SVPWM ยังใช้เวลาของไมโครคอนโทรลเลอร์ในการคำนวณค่อนข้างมาก

Ahmet M. Hava (1998) [13] ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลตแบบ SVPWM ด้วยการบวกแรงดันอันดับศูนย์ v_z ให้กับแรงดันคำสั่ง v_u^* , v_v^* , v_w^* ได้เป็น v_u^{**} , v_v^{**} , v_w^{**} และนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาหะรูปสามเหลี่ยม v_{tri} เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ s_u , s_v , s_w สำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกินจะอาศัยวิธีการคำนวณย้อนกลับความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันหลักมูล v_l ของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} กับแรงดันคำสั่ง v_s^* ด้วยวิธีการเปิดตาราง Look-Up วิธีการดังกล่าวจะประหยัดเวลาในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในการคำนวณสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ s_u , s_v , s_w ทำให้ง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้ในงานจริง

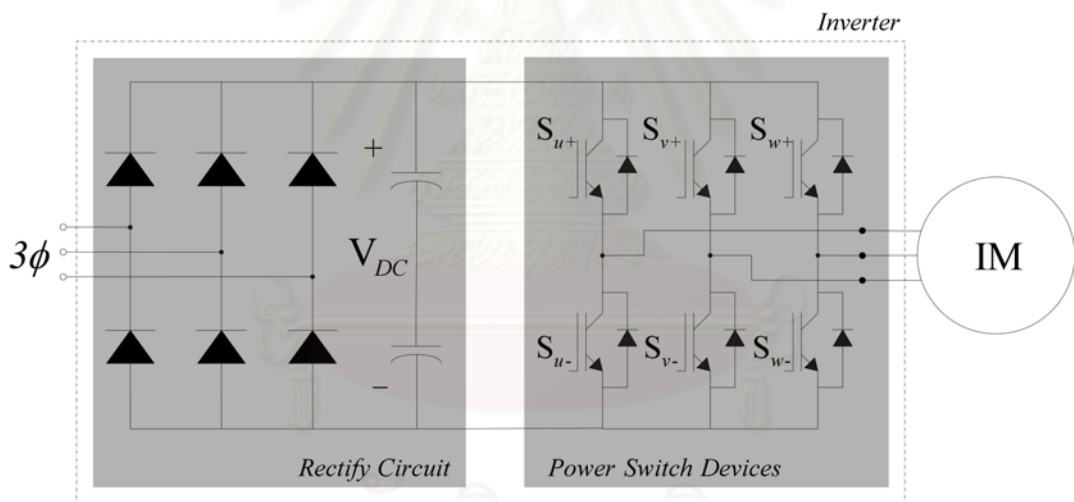
ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ประยุกต์ใช้วิธีการของ Ahmet M. Hava โดยจะทำการชดเชยแรงดันคำสั่ง v_s^* สำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกินของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปแบบ V/F ด้วยการหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันหลักมูล v_l ของแรงดันด้านออกเฉลี่ย \bar{v} กับแรงดันคำสั่งชดเชย v_{sp}^* และนำความสัมพันธ์ที่ได้ไปใช้ในการปรับแต่งค่าแรงดันคำสั่ง v_s^* เพื่อให้แรงดันหลักมูล v_l ของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} แปรตามแรงดันคำสั่ง v_s^* ในลักษณะเชิงเส้น

4.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แบบ SVPWM

โครงสร้างของการกำเนิดสัญญาณ PWM โดยอาศัยหลักการของคลื่นพาหะ (Carrier-Based PWM) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 โดยเริ่มจากส่วนของ Space Vector Modulation (SVM) จะนำค่าแรงดันคำสั่งในแต่ละเฟส (v_u^* , v_v^* , v_w^*) มาทำการคำนวณแรงดันซีควอนศูนย์ v_z หลังจากนั้นนำค่าแรงดันซีควอนศูนย์ v_z บวกรวมกับแรงดันคำสั่ง v^* ของแต่ละเฟสทำให้ได้แรงดันคำสั่งด้านออกที่ใช้สำหรับการมอดูเลตคือ v_u^{**} , v_v^{**} และ v_w^{**} และนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันคลื่นพาหะรูปสามเหลี่ยม v_{tri} ทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์กำลัง s_u , s_v และ s_w ส่งไปยังส่วนของอินเวอร์เตอร์

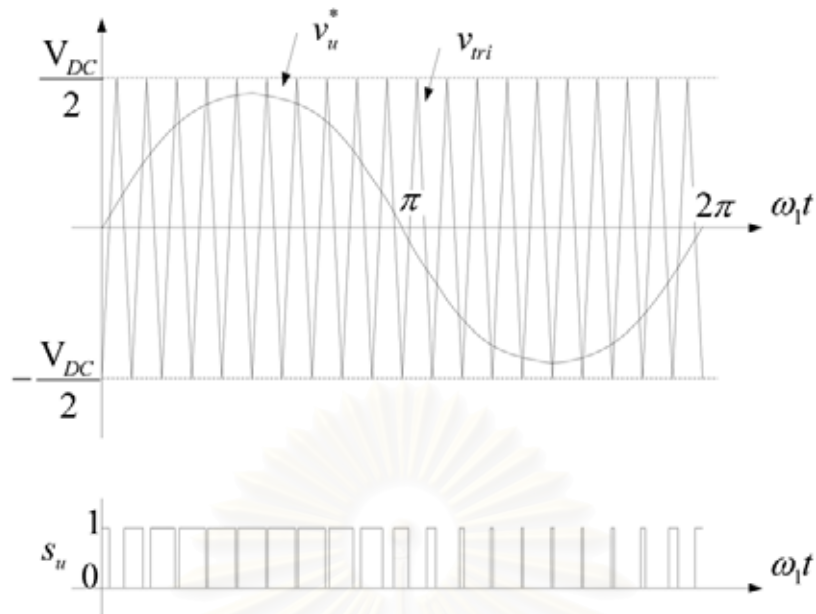


รูปที่ 4.3 เทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของวงจรมอเตอร์อินเวอร์เตอร์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.5 การสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ s_u

รูปที่ 4.4 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของวงจรเรียงกระแสและส่วนของสวิตช์กำลังจำนวน 6 ตัว สวิตช์กำลังด้านบน S_+ และตัวล่าง S_- จะทำงานแบบคู่ประกอบกัน กล่าวคือ สวิตช์ทั้งสองจะ ON หรือ OFF สลับกัน เมื่อพิจารณาเฉพาะเฟส u เราจะนำรูปคลื่นของแรงดันคำสั่ง v_u^* เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาหะรูปสามเหลี่ยม v_{tri} ผลของการเปรียบเทียบจะทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์กำลัง s_u ตัวอย่างในรูปที่ 4.5 เป็นการมอดูเลตสัญญาณไซน์กับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม การทำงานของสวิตช์กำลัง S_{u+} และ S_{u-} ก็จะขึ้นอยู่กับสัญญาณขับนำสวิตช์กำลัง s_u และแรงดันออก v_u ที่ได้ก็จะมีค่าเท่ากับ $\pm \frac{V_{DC}}{2}$ โดยมีขนาดความกว้างพัลส์เท่ากับกับความกว้างพัลส์ของสัญญาณ s_u ลักษณะของสัญญาณแรงดันด้านออก v จะเป็นสัญญาณ PWM ที่มีค่ายอดเท่ากับ $\pm \frac{V_{DC}}{2}$ เมื่อนำไปเฉลี่ยภายในหนึ่งคาบของการสวิตช์จะได้แรงดันด้านออกเฉลี่ย \bar{v} ที่มีค่ายอดของแรงดันไม่เกินแรงดัน $\pm \frac{V_{DC}}{2}$

ในเทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM แบบ SVPWM ด้วยการเพิ่มแรงดันซีควอนศูนย์ v_z ให้กับแรงดันคำสั่ง v^* ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น แรงดันซีควอนศูนย์ v_z สามารถคำนวณได้จากการหาค่ามัธยฐานของแรงดันคำสั่ง v_u^* , v_v^* และ v_w^* แล้วหารด้วยสอง แสดงได้ดังสมการ (4.1)

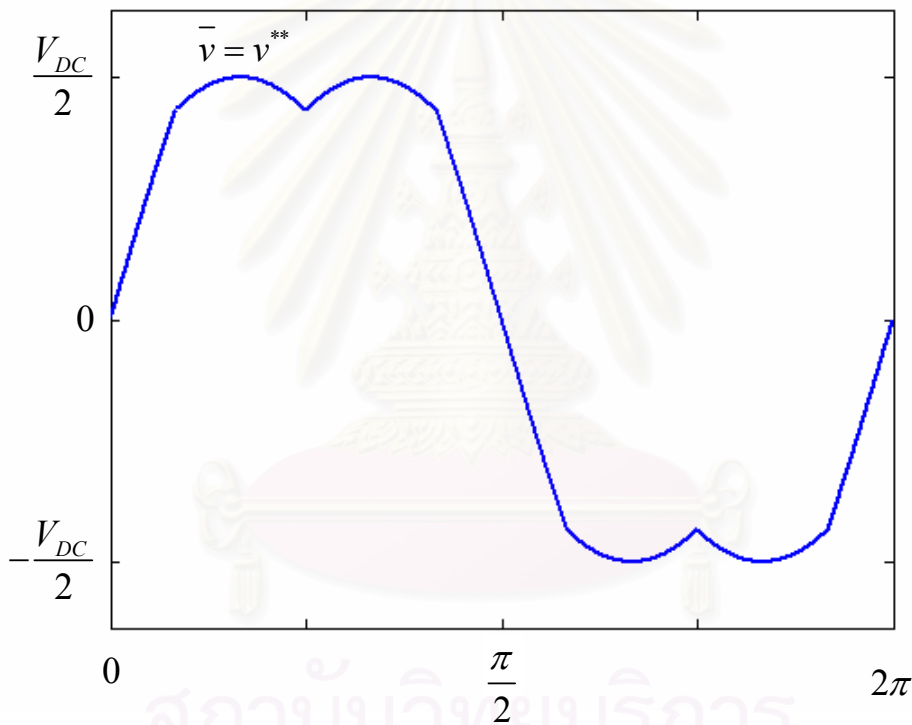
$$v_z = \frac{1}{2} \cdot V_{median}(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \quad (4.1)$$

หรือเขียนในรูปกรณีทั่วไปได้เป็น

$$v_z = -\frac{1}{2}(V_{\max} + V_{\min}) \quad (4.2)$$

โดย $V_{median} = \text{Median}(v_u^*, v_v^*, v_w^*)$, $V_{\max} = \max(v_u^*, v_v^*, v_w^*)$ และ $V_{\min} = \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*)$

ค่าแรงดันซีคอนศูนย์ v_z ที่ได้จากสมการ (4.1) และ (4.2) จะมีค่าเท่ากันในกรณีที่ ต้องการสร้างแรงดันเฟสเป็นรูปคลื่นไซน์ ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันคำสั่ง v^* สำหรับวิธีการมอดูเลตแบบ Space Vector สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6

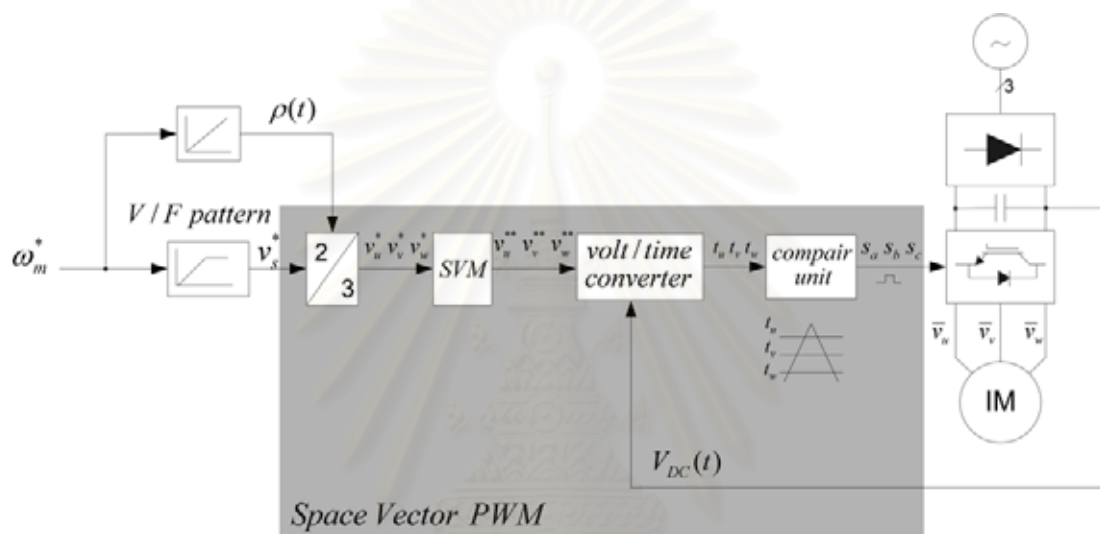


รูปที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันคำสั่ง v^* ด้วยวิธีการมอดูเลตแบบ SVPWM

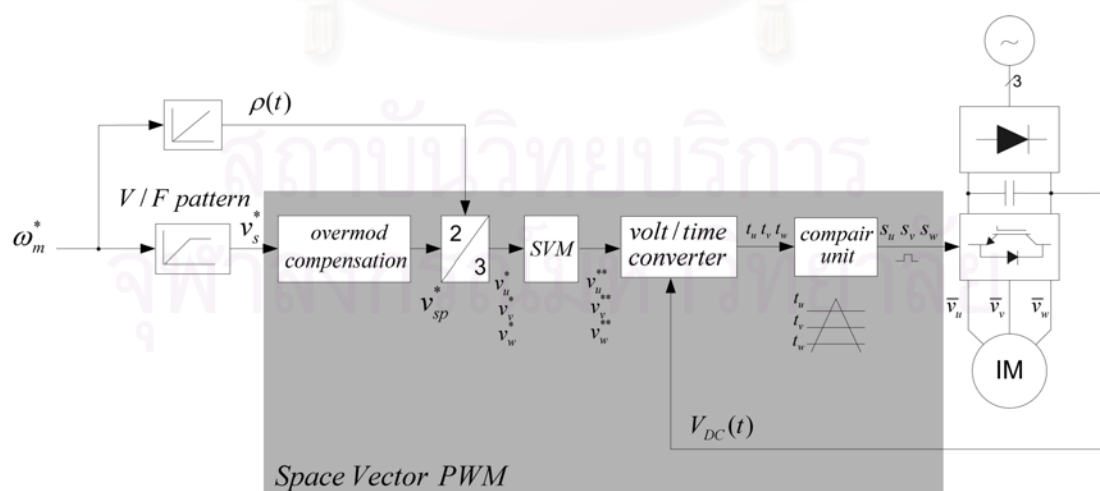
4.2 การชดเชยผลของการมอดูเลตเกิน

จากตัวอย่างการสร้างสัญญาณ PWM ในรูปที่ 4.5 เมื่อแรงดันคำสั่ง v^* มีค่าอดมากกว่าแรงดันบัสดไฟตรง $\frac{V_{DC}}{2}$ อินเวอร์เตอร์จะทำงานในย่านมอดูเลตเกินซึ่งเป็นย่านการทำงานที่แรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} จะแปรตามค่าแรงดันคำสั่ง v^* ในลักษณะไม่เชิงเส้นและรูปคลื่นของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} จะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นของแรงดันคำสั่ง v^* จากรูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไป

จากรูปคลื่นแรงดันคำสั่ง v^{**} ของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} สามารถนำไปหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันหลักมูล v_1 ของแรงดันเฉลี่ยด้านออกกับค่าแรงดันคำสั่ง v^* และเมื่อใช้ความสัมพันธ์นี้ในลักษณะผกผันเพื่อชดเชยแรงดันด้านออกให้มีค่าเท่ากับแรงดันที่ต้องการจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ในลักษณะเชิงเส้นในการทำงานย่านมอดูเลตเกิน โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่วนของ Space Vector PWM ในรูปที่ 4.7 เมื่อทำการเพิ่มส่วนของการชดเชยแรงดันคำสั่งสำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกินสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 โดยการชดเชยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.7 โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่ว SVPWM



รูปที่ 4.8 โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่ว SVPWM ที่เพิ่มการชดเชยแรงดันคำสั่งสำหรับการทำงานย่านมอดูเลตเกิน

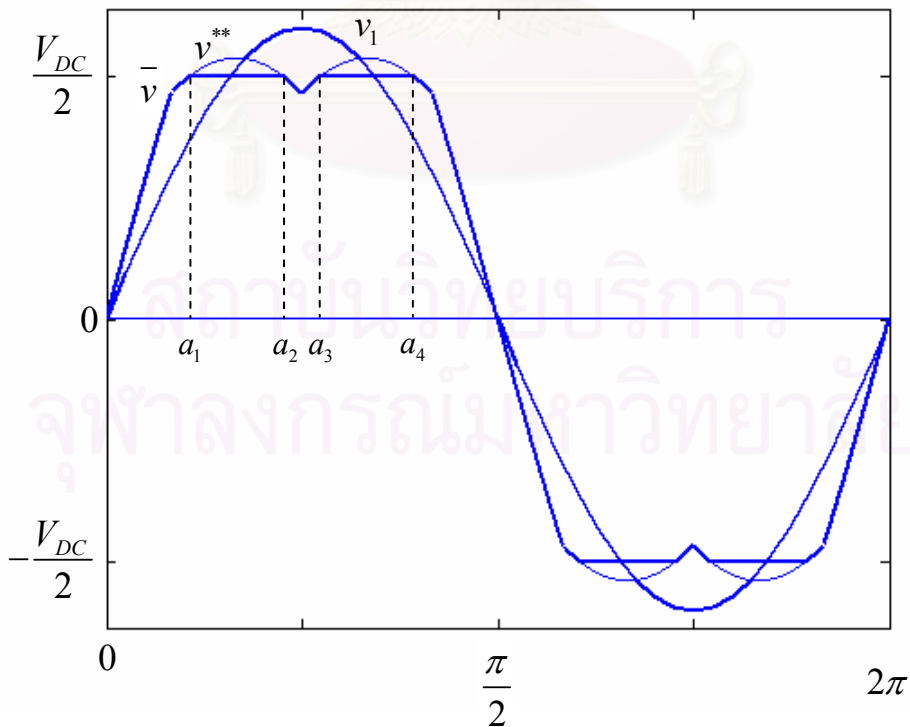
กำหนดให้แรงดันคำสั่ง $v_s^* = A \sin(\omega t)$, แรงดันคำสั่งหลังการชดเชย $v_{sp}^* = A^* \sin(\omega t)$ นิยามค่าดัชนีการมอดูเลตเป็น

$$M = \frac{A}{V_{DC}/2}, M^* = \frac{A^*}{V_{DC}/2} \tag{4.3}$$

ลักษณะรูปคลื่นแรงดันด้านออกสำหรับ SVPWM ในการทำงานย่านมอดูเลตเกินสามารถแบ่งออกได้เป็นสองโหมดตามลักษณะความแตกต่างของฟังก์ชันความสัมพันธ์ที่ได้ ดังต่อไปนี้

ก) Space Vector PWM mode 1 $\left[\frac{2}{\sqrt{3}} < M \leq \frac{4}{3} \right]$

เมื่อเราพิจารณารูปคลื่นของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} ที่ถูกจำกัดค่ายอดของแรงดันเนื่องจากการมอดูเลตเกินดังแสดงรูปที่ 4.9 เราสามารถเขียนฟังก์ชันความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} กับดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่งชดเชย M^* ได้ดังสมการ (4.4) โดย a_1, a_2, a_3 และ a_4 คือจุดตัดระหว่างแรงดันคำสั่ง v^{**} กับระดับแรงดัน $\frac{V_{DC}}{2}$



รูป 4.9 รูปคลื่นแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} ใน SVPWM mode 1

$$f(t) = \begin{cases} \frac{3}{4}V_{DC}M^* \sin(\theta) & ; \theta \in [0, \frac{\pi}{6}) \cup (\frac{5\pi}{6}, \pi] \\ \frac{\sqrt{3}}{4}V_{DC}M^* \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) & ; \theta \in [\frac{\pi}{6}, a_1) \cup (a_2, \frac{\pi}{2}] \\ \frac{\sqrt{3}}{4}V_{DC}M^* \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & ; \theta \in [\frac{\pi}{2}, a_3) \cup (a_4, \frac{5\pi}{6}] \\ \frac{V_{DC}}{2} & ; \theta \in [a_1, a_2] \cup [a_3, a_4] \end{cases} \quad (4.4)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} a_1 &= \arcsin\left(\frac{2}{\sqrt{3}M^*}\right) - \frac{\pi}{6} \\ a_2 &= \frac{2\pi}{3} - a_1 \\ a_3 &= a_1 + \frac{\pi}{3} \\ a_4 &= \pi - a_1 \end{aligned}$$

ขนาดค่ายอดของแรงดันหลักมูล v_1 ของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} คำนวณได้จากอนุกรมฟูริเยร์ (4.5)

$$v_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(n\omega_1 t) dt \quad (4.5)$$

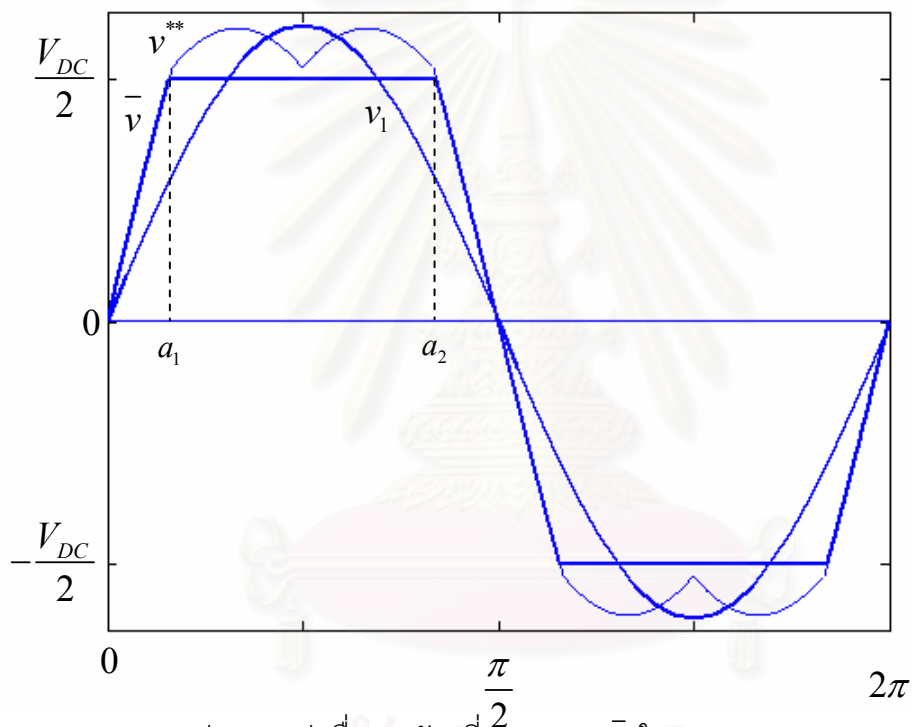
โดยแทนค่า $n=1$

จากสมการ (4.4) และ (4.5) เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดแรงดันหลักมูล v_1 ของแรงดันเฉลี่ยด้านออกกับดัชนีการมอดูเลต M^* ของแรงดันคำสั่งชดเชยได้เป็น

$$v_1 = \frac{V_{DC}M^*}{24\pi} \left[9\sqrt{3} - 9\sin(2a_1) - 18\sqrt{3} \cos^2(a_1) + 36a_1 + \frac{72}{M^*} \cos(a_1) - \frac{24\sqrt{3}}{M^*} \sin(a_1) \right] \quad (4.6)$$

ข) Space Vector PWM mode2 $[M^* > 4/3]$

ในกรณีที่ค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่ามากขึ้น ลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} ที่ถูกจำกัดค่ายอดจะเป็นดังรูปที่ 4.10 เราสามารถเขียนฟังก์ชันความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} กับดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่งชดเชย M^* ได้ดังสมการ (4.7) โดย a_1 และ a_2 คือจุดตัดระหว่างแรงดันคำสั่ง v^{**} กับแรงดัน $\frac{V_{DC}}{2}$



รูป 4.10 รูปคลื่นแรงดันเฉลี่ยด้านออก \bar{v} ใน SVPWM mode 2

$$f(t) = \begin{cases} \frac{3}{4} V_{DC} M^* \sin(\theta) & ; \theta \in [0, a_1) \cup (a_2, \pi] \\ \frac{V_{DC}}{2} & ; \theta \in [a_1, a_2] \end{cases} \quad (4.7)$$

เมื่อ

$$a_1 = \arcsin\left(\frac{2}{3M^*}\right)$$

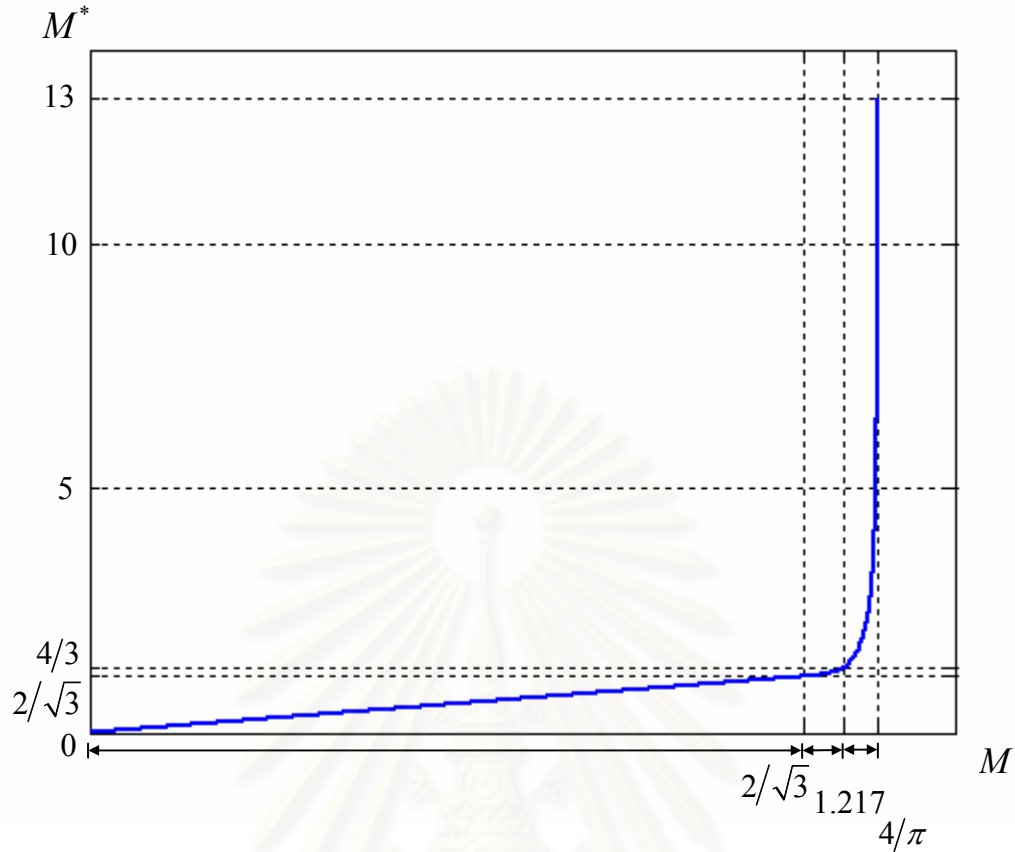
$$a_2 = \pi - a_1$$

จากสมการ (4.4) และ (4.7) เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของแรงดันหลักมูล v_1 ของแรงดันเฉลี่ยด้านออกกับดัชนีการมอดูเลต M^* ของแรงดันคำสั่งชดเชยได้เป็น

$$v_1 = \frac{2V_{DC}}{\pi} \left[\frac{3}{4} M^* \left(a_1 - \frac{\sin(2a_1)}{2} \right) + \cos(a_1) \right] \quad (4.8)$$

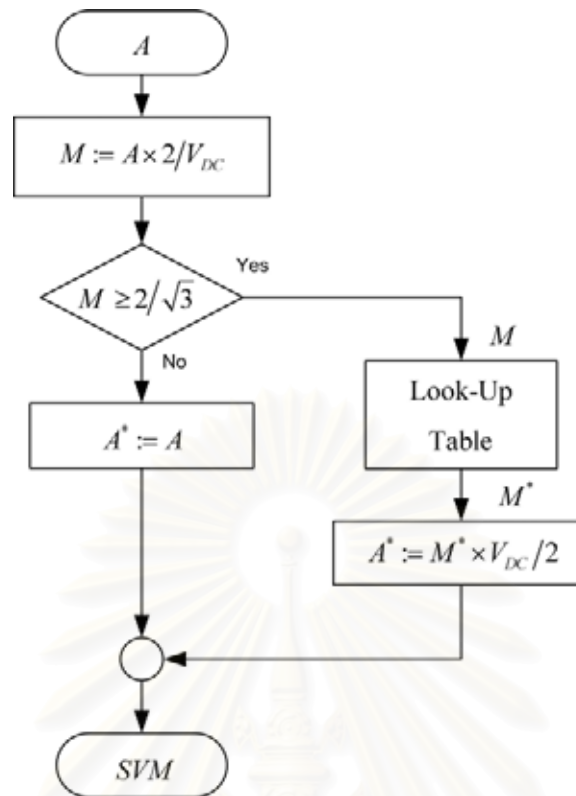
จากสมการ (4.6), (4.8) และ (4.3) เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตแรงดันหลักมูล M ของแรงดันเฉลี่ยด้านออกกับดัชนีการมอดูเลต M^* ของแรงดันคำสั่งชดเชย ดังสมการ (4.9) และแสดงเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 4.11 โดยในช่วงการทำงานที่มีดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่งชดเชย $M^* \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$ (หรือ 1.155) อัตราส่วนระหว่างดัชนี M_1 กับ M^* จะเท่ากับ 1

$$M = \begin{cases} M^* & ; M^* \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{M^*}{12\pi} \left[9\sqrt{3} - 9\sin(2a_1) - 18\sqrt{3} \cos^2(a_1) + 36a_1 + \frac{72}{M^*} \cos(a_1) - \frac{24\sqrt{3}}{M^*} \sin(a_1) \right] & ; \frac{2}{\sqrt{3}} < M^* \leq \frac{4}{3} \\ \frac{4}{\pi} \left[\frac{3}{4} M^* \left(a_1 - \frac{\sin(2a_1)}{2} \right) + \cos(a_1) \right] & ; M^* > \frac{4}{3} \end{cases} \quad (4.9)$$



รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลต M กับ M^*

การชดเชยแรงดันสำหรับการทำงานในย่านมอดูเลตเกิน (Over Modulation Compensation) สามารถแสดงเป็นขั้นตอนได้ดังรูปที่ 4.12 เริ่มจากการนำแรงดันคำสั่ง v_s^* มาคำนวณหาดัชนีการมอดูเลต M แล้วทำการตรวจสอบว่ามีค่าต่ำกว่าหรือสูงกว่า 1.155 ถ้าต่ำกว่า $M < 1.155$ แสดงว่าอินเวอร์เตอร์ยังไม่เข้าสู่สภาวะการทำงานในย่านมอดูเลตเกินจึงไม่มีการชดเชยค่าแรงดันคำสั่ง ดังนั้น $M^* = M$ สำหรับกรณีที่ $M \geq 1.155$ เราจะนำค่าดัชนีการมอดูเลต M ไปเปิดตาราง Look-Up ที่สร้างจากสมการ (4.9) ซึ่งจะได้ค่าดัชนีการมอดูเลต M^* มาทำการคำนวณแรงดันคำสั่งชดเชย v_{sp}^* เสร็จแล้วส่งต่อไปยังส่วน SVM ต่อไป



รูปที่ 4.12 ขั้นตอนการทำงานของส่วนชดเชยแรงดันในการทำงานย่านมอดูเลตเกิน

4.3 การชดเชยการเปลี่ยนของแรงดันบัลไฟตรง

เนื่องจากแรงดันระลอกแรงดันบัลไฟตรง V_{DC} มีระลอกคลื่นจากการกรองของวงจรเรียงกระแสประกอบกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในขั้นตอนการตรวจจับผ่านวงจร A/D ทำให้แรงดันบัลไฟตรง V_{DC} ที่ตรวจจับได้สำหรับนำมาใช้ตรวจสอบเงื่อนไขของการเข้าสู่สภาวะการทำงานในย่านมอดูเลตเกินมีค่าไม่คงที่ ทำให้ค่าดัชนีการมอดูเลต M ที่คำนวณจากสมการ (4.3) มีค่าเปลี่ยนแปลงไปมาตลอดช่วงมุม $0^\circ - 360^\circ$ และเนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่าง $M - M^*$ ในย่านมอดูเลตเกินมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็ว ดังนั้นระบบจะแกว่งไปมา (รูปที่ 13, 14) ตามค่าดัชนีการมอดูเลตที่ชดเชยแล้ว (M^*) จึงมีความจำเป็นต้องใช้วงจรกรองผ่านต่ำลดทอนสัญญาณรบกวนในค่าแรงดันบัลไฟตรง $V_{DC}(t)$ ที่ตรวจจับได้ในรูปที่ 15,16

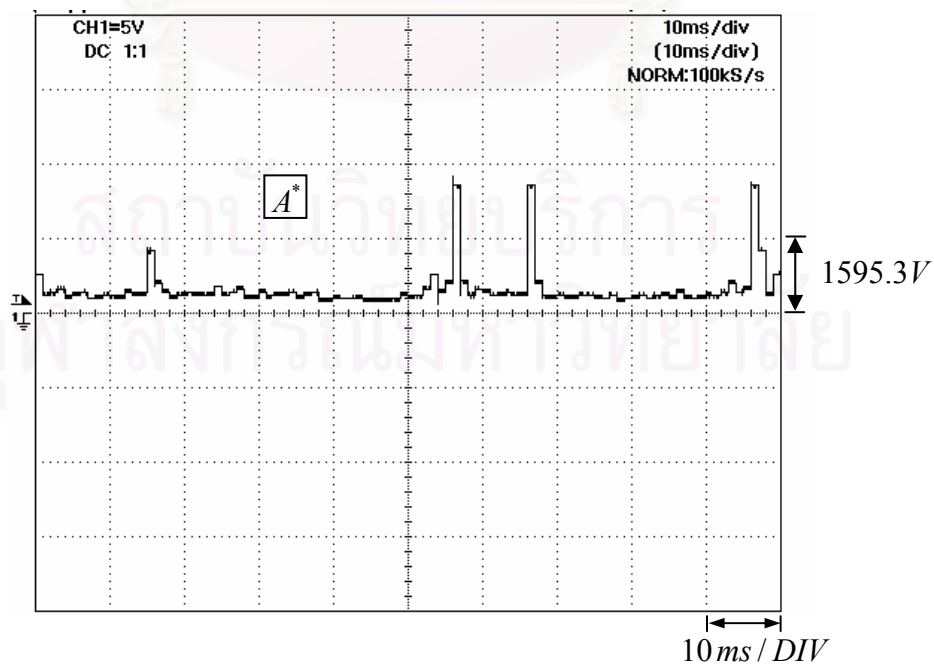
อย่างไรก็ตามถึงแม้จะกำจัดผลของสัญญาณรบกวนได้แต่ยังคงมีปัญหาคือการที่ต้องแก้ไข กล่าวคือ โดยปรกติในช่วงที่ค่าแรงดันคำสั่งมีค่าน้อยกว่า $\frac{V_{DC}}{2}$ และค่า $V_{DC}(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เราจำเป็นต้องปรับค่าเวลาความกว้างพัลส์ที่สร้างโดย PWM ให้สอดคล้อง

กับค่า $V_{DC}(t)$ เพื่อให้ได้แรงดันเฉลี่ยตามต้องการแม้ว่า $V_{DC}(t)$ จะไม่คงที่ ซึ่งในทางปฏิบัติความกว้างพัลส์ของสัญญาณ PWM จะสร้างโดยการเปรียบเทียบค่าเวลา

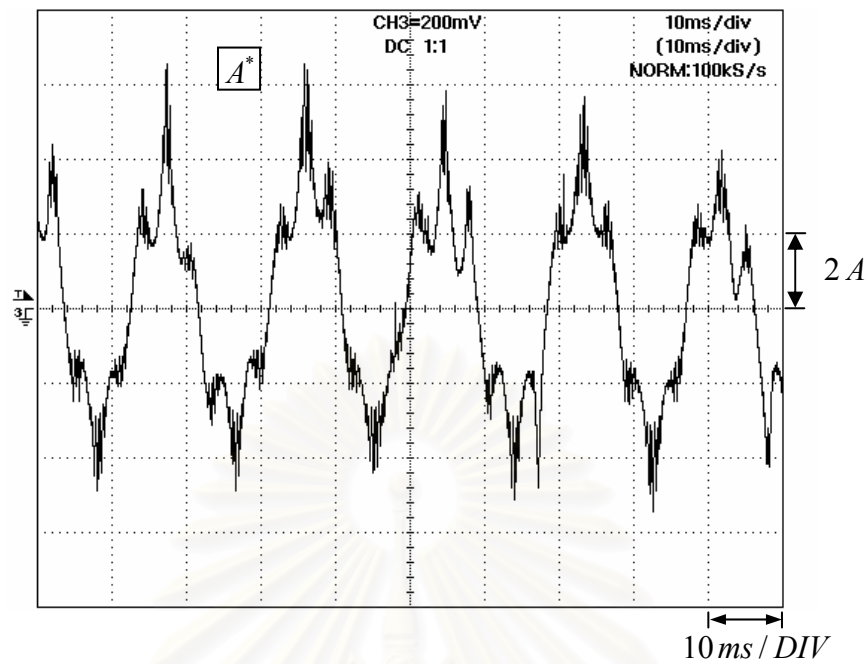
$$t_u = \frac{T_s}{4} \left(1 - \frac{2A^* \sin(\omega t)}{V_{DC}(t)} \right) \quad (4.10)$$

กับสัญญาณคลื่นพาหะที่มีค่ายอดเท่ากับ $\frac{T_s}{2}$ เมื่อ T_s คือคาบการสวิตช์ สมการ (4.10) มีความถูกต้องเหมาะสมเฉพาะในช่วงที่ค่าแรงดันมีค่าน้อยกว่า $\frac{V_{DC}}{2}$ เท่านั้น เพราะว่าในช่วงที่ $|A^* \sin(\omega t)| > \frac{V_{DC}}{2}$ จะได้ $t_u > \frac{T_s}{2}$ หรือ $t_u < 0$ ซึ่งไม่ว่าจะปรับค่า t_u ตามแรงดัน $V_{DC}(t)$ อย่างไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงของความกว้างพัลส์ที่เกิดขึ้น การชดเชยตลอด $0^\circ - 360^\circ$ ในรูปที่ 4.17 หรือ 4.18 จึงไม่สมบูรณ์และผิดพลาด

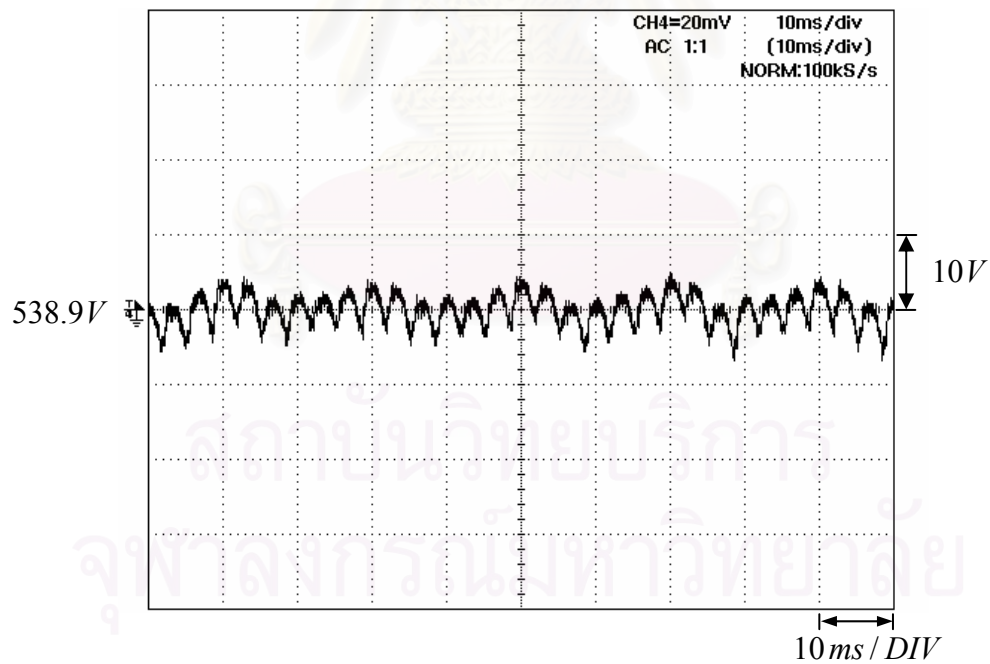
เพราะฉะนั้นในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านมอดูเลตเกิน เราไม่สามารถที่จะชดเชยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันบัสไฟตรง $V_{DC}(t)$ ได้ตลอดเวลาทุกคาบการสวิตช์ T_s แต่จะใช้ค่าเฉลี่ยตลอด 1 คาบความถี่หลักมูล (T) คือ \bar{V}_{DC} มาคำนวณในสมการ (4.10) แทน ซึ่งสัญญาณ \bar{V}_{DC} นี้จะได้มาจากวงจรกรองผ่านต่ำที่มีความถี่หักมุมน้อยกว่า 300 Hz ส่วน SVPWM ที่มีการแก้ไขปัญหาดังกล่าวแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.19



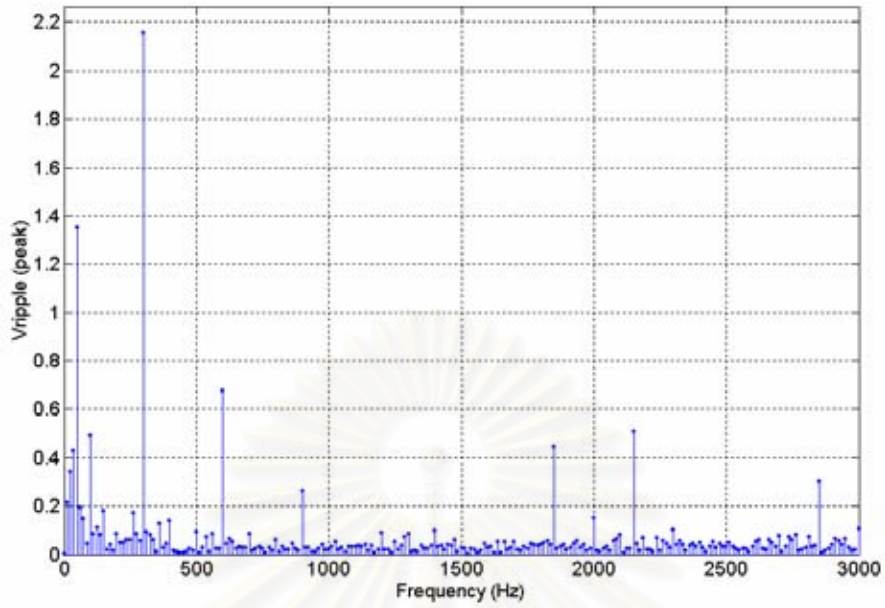
รูปที่ 4.13 ผลของสัญญาณรบกวนในแรงดัน V_{DC} ส่งผลต่อขนาดค่ายอดแรงดันคำสั่งชดเชย A^*



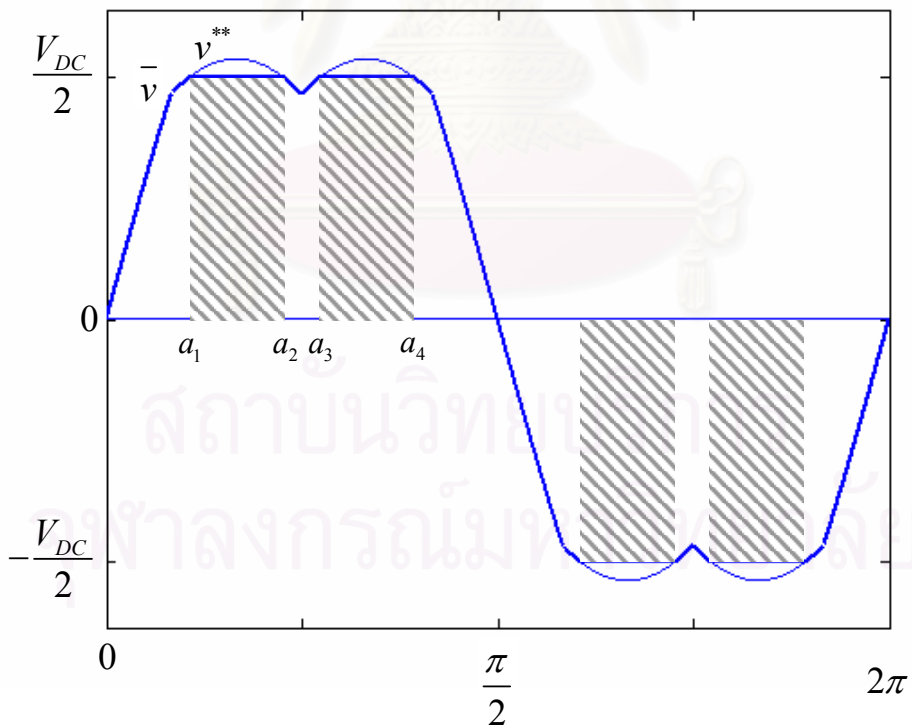
รูปที่ 4.14 กระแส i_{su} ในกรณีที่ขนาดค่ายอดแรงดันคำสั่งชดเชย A^* มีค่าไม่คงที่




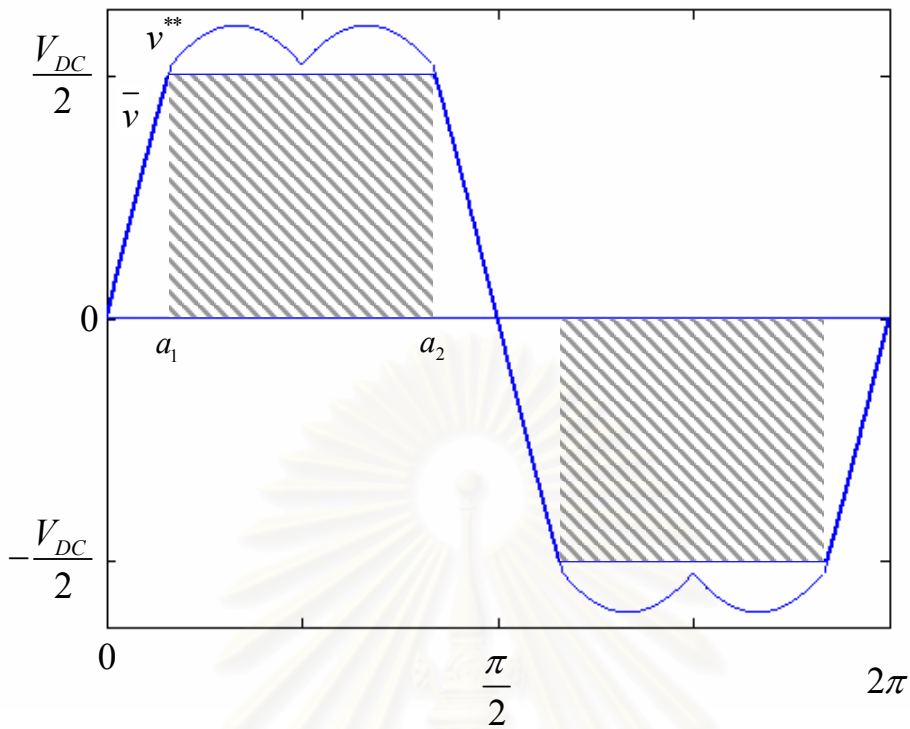
รูปที่ 4.15 แรงดันระลอกของแรงดันบัลไฟตรง $V_{DC}(t)$



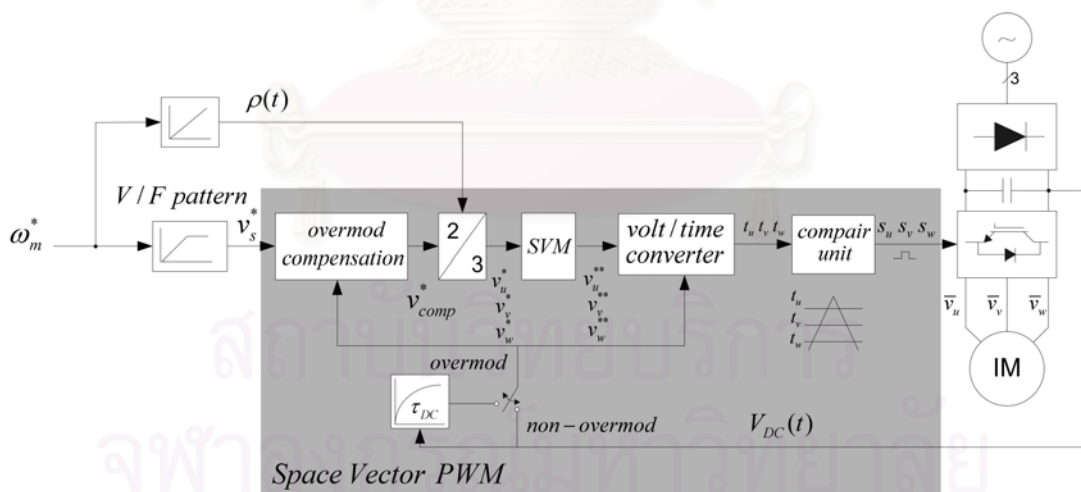
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของแรงดันระลอกของแรงดันบัสไฟตรง $V_{DC}(t)$



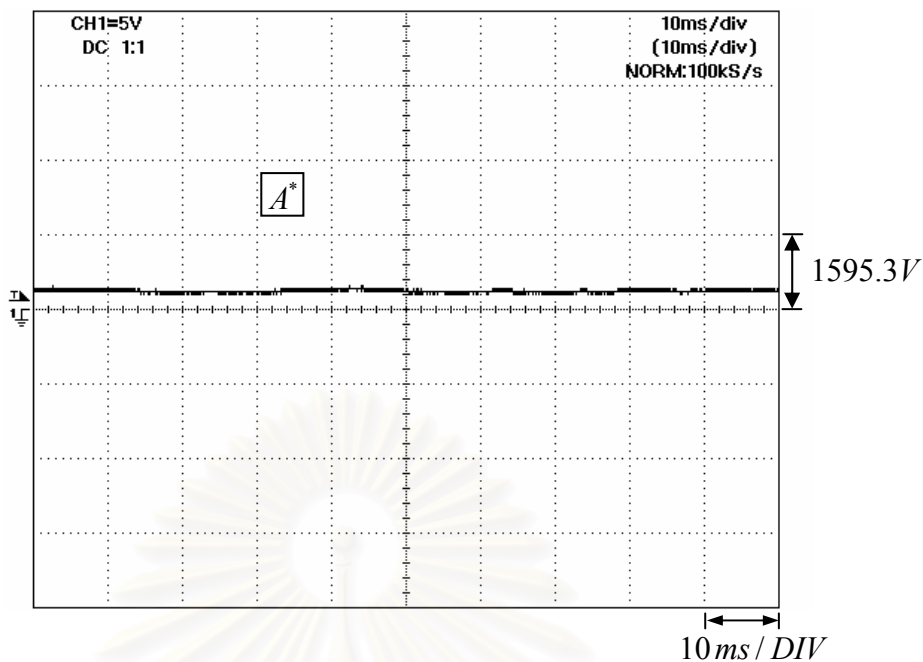
รูปที่ 4.17 ช่วงที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ใน SVPWM mode 1 



รูปที่ 4.18 ช่วงที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความกว้างพัลส์ ใน SVPWM mode 2

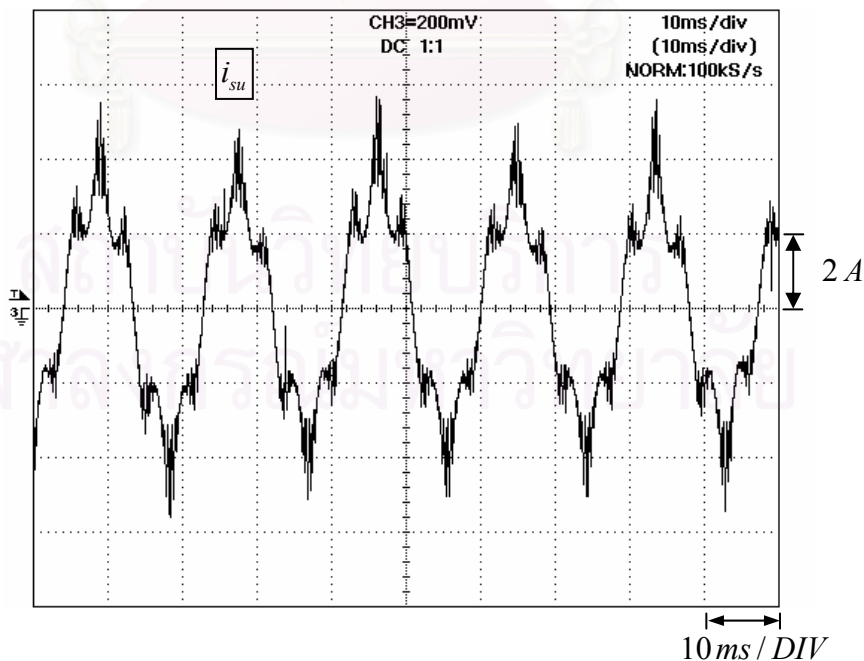


รูปที่ 4.19 โครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไปในส่วน SVPWM ในการชดเชยแรงดันค้ำซึ่งที่เพิ่มตัวกรองผ่านต่ำในการตรวจจับแรงดันบัสไฟตรง V_{DC}



รูปที่ 4.20 ขนาดค่ายอดแรงดันคำสั่งชดเชย A^* เมื่อเพิ่มตัวกรองผ่านต่ำในการตรวจจับแรงดันบัสไฟตรง V_{DC}

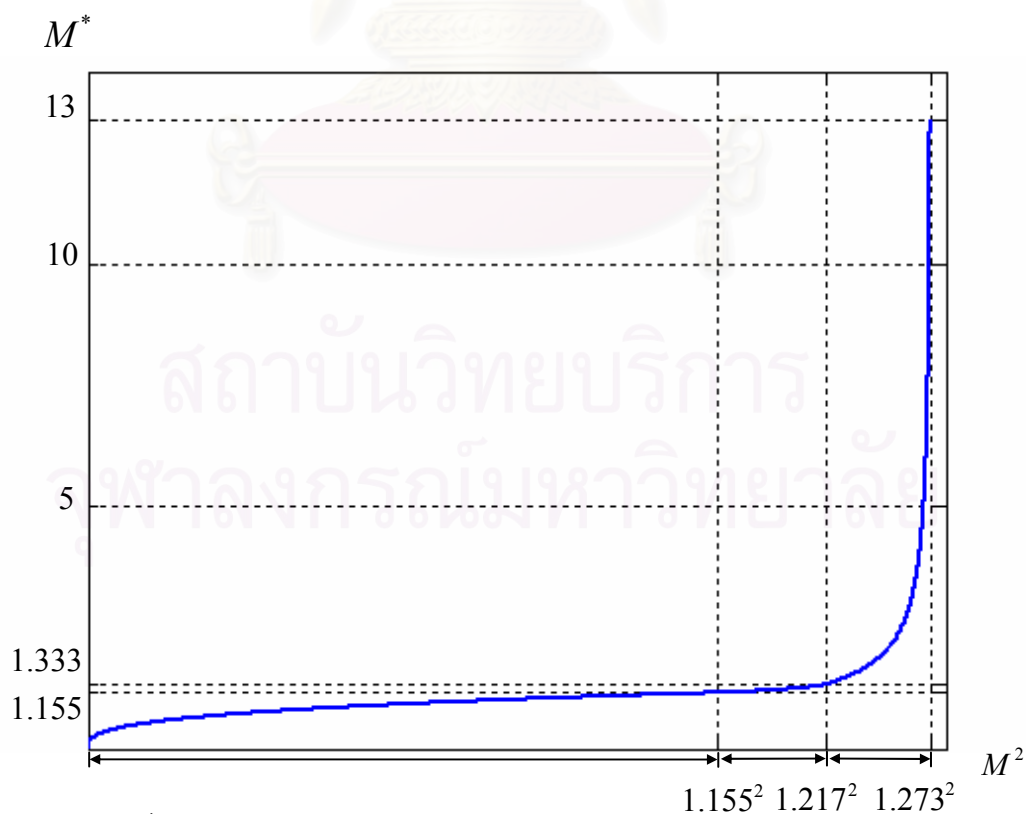
ในรูปที่ 4.20 หลังจากทำการใส่ตัวกรองผ่านต่ำขนาดค่ายอดของแรงดันคำสั่งชดเชย A^* เมื่อทำการทดลองที่ดัชนีการมอดูเลต M^* เท่ากับ 1.24 จะมีขนาดคงที่ ทำให้ขนาดของกระแสด้านออก i_{su} ในแต่ละคาบเวลามีขนาดสม่ำเสมอมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 กระแส i_{su} ในกรณีที่ขนาดค่ายอดแรงดันคำสั่งชดเชย A^* มีค่าคงที่หลังจากใส่ตัวกรองผ่านต่ำในการตรวจจับแรงดันบัสไฟตรง

4.4 การเพิ่มความละเอียดของการปรับค่าแรงดันคำสั่งชดเชย

ในการใช้ความสัมพันธ์ผกผันระหว่างค่าดัชนีการมอดูเลตคำสั่ง M กับค่าดัชนี M^* ของแรงดันด้านออกตามกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 4.22 การเปลี่ยนแปลงของค่า M เพียงเล็กน้อยเมื่อทำงานในย่านมอดูเลตเกินในช่วงที่สองหรือช่วง $1.217 < M \leq 1.273$ จะทำให้ค่า M^* มีการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างรวดเร็วและไม่ต่อเนื่อง สาเหตุของความไม่ต่อเนื่องมาจากการเก็บความสัมพันธ์ระหว่าง M กับ M^* ลงในหน่วยความจำที่มีความละเอียดของการเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลต M ในช่วงตั้งแต่ 1.155 ถึง 1.273 เท่ากับ 0.001 โดยจะใช้หน่วยความจำในการเก็บค่าข้อมูลจำนวน 119 Word ซึ่งถือว่ายังไม่ละเอียดพอ ส่งผลให้ค่ายอดของกระแสด้านออก i_{su} มีค่าสูง ดังนั้นในทางปฏิบัติเราจึงใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง M^2 กับ M^* แทนและเก็บข้อมูลลงในหน่วยความจำ การคำนวณขนาดแรงดันคำสั่งชดเชย v_{sp}^* ในช่วง $1.217 < M \leq 1.273$ จะมีความต่อเนื่องในการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันคำสั่งมากขึ้นกว่าเดิม โดยการเก็บความสัมพันธ์ระหว่าง M^2 กับ M^* ลงในหน่วยความจำจะมีความละเอียดของการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการมอดูเลต M^2 ในช่วงตั้งแต่ $1.334 < M^2 \leq 1.620$ เท่ากับ 0.001 และจะใช้หน่วยความจำเพิ่มขึ้นเป็น 287 Word โดยกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง M^2 กับ M^* แสดงได้ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลต M^2 กับ M^*

4.5 ผลการชดเชยค่าแรงดันคำสั่งในย่านมอดูเลตเกิน

ในการทดสอบการชดเชยแรงดันคำสั่ง v_s^* สำหรับการทำงานย่านมอดูเลตเกิน ผู้วิจัยได้ทำปรับเปลี่ยนค่าแรงดันคำสั่ง เพื่อให้อินเวอร์เตอร์เข้าสู่สภาวะการทำงานในย่านมอดูเลตเกินโดยมีค่าดัชนีของการมอดูเลตที่ค่าต่างๆกัน และได้กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะเท่ากับ 2 kHz โหลดที่ใช้เป็นมอเตอร์ขนาด 3 แรงม้าที่มีแรงดันพิกัดและกระแสพิกัดเท่ากับ $380V_{rms}$ และ $6.2A_{rms}$ ตามลำดับ ทำการเก็บข้อมูลองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันสายโดยใช้ดิจิตอลเพาเวอร์มิเตอร์ รุ่น WT1030 ซึ่งมีรายละเอียดของผลการทดลองดังต่อไปนี้

รูปที่ 4.23, 4.24 และ 4.25 ให้อินเวอร์เตอร์ที่มีส่วนของการชดเชยค่าแรงดันคำสั่งทำงานที่ดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่ง M เท่ากับ 1.155, 1.220 และ 1.273 ตามลำดับ รูปย่อย (ก) ของแต่ละรูปแสดงถึงค่าแรงดันคำสั่ง $v^*(t)$ รูปย่อย (ข) จะแสดงถึงกระแสเฟส $i_{su}(t)$ ส่วนรูปย่อย (ค) แสดงแรงดันด้านออก $v_{su}(t)$ ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ และรูปย่อย (ง) แสดงถึงองค์ประกอบหลักมูล v_1 ของแรงดันด้านออก จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลต M ไปจนกระทั่งมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1.273 ลักษณะสัญญาณของแรงดันเฟสจะเปลี่ยนเป็นรูปคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเมื่อดัชนีคำสั่งมีค่าสูงสุด และลักษณะของกระแสที่ผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำมีค่าเพิ่มสูงขึ้น

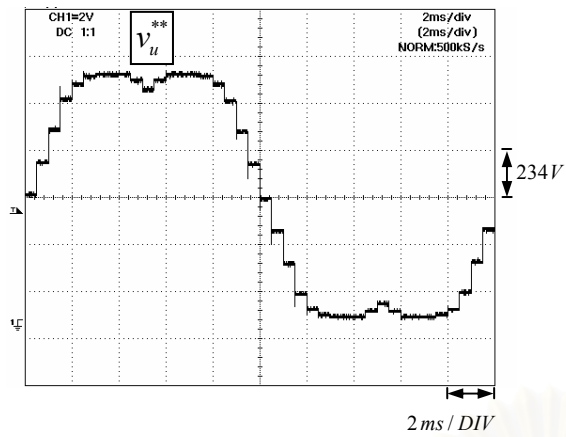
ในการเปรียบเทียบค่าแรงดันหลักมูลระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่มีการชดเชยค่าแรงดันคำสั่งกับอินเวอร์เตอร์แบบธรรมดาทั่วไปสำหรับการทำงานย่านมอดูเลตเกินนั้น ได้ทำการทดลองโดยแปรค่าแรงดันคำสั่งและเก็บข้อมูลของค่าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออก ดังแสดงในตารางที่ 4.1 และ 4.2 แล้วนำมาทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันดังกล่าว กับค่าดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่ง M ได้ดังรูปที่ 4.26 และ 4.27 จะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดันคำสั่งที่มีค่ามากกว่า 380 V หรือช่วงตั้งแต่ $1.155 \leq M \leq 1.273$ แรงดันหลักมูลของอินเวอร์เตอร์ที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งจะมีค่าแปรตามแรงดันคำสั่งในลักษณะเชิงเส้น ส่วนแรงดันหลักมูล v_1 ของอินเวอร์เตอร์แบบธรรมดาทั่วไปจะมีค่าต่ำกว่าค่าแรงดันหลักมูล v_1 ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งและมีความสัมพันธ์กับแรงดันคำสั่งในลักษณะที่ไม่เชิงเส้น

ในรูปที่ 4.28 จะเป็นการเปรียบเทียบค่าแรงดันหลักมูลด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบธรรมดาทั่วไปกับอินเวอร์เตอร์ที่มีการชดเชยค่าแรงดันคำสั่ง โดยปรับแรงดันบัลไฟตรงให้ลดลงจาก 540 V ลงมาที่ 500 V จะสังเกตเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งสามารถรักษา

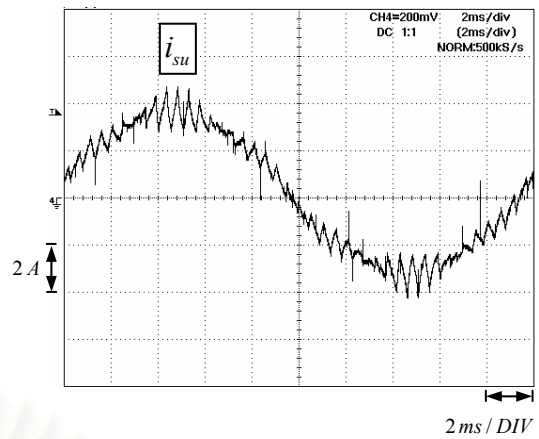
แรงดันหลักมูลด้านออกไว้ที่ 380 Volt ได้ยาวนานกว่าอินเวอร์เตอร์แบบธรรมดาทั่วไปซึ่งจะมีค่าแรงดันหลักมูลที่ v_1 เปลี่ยนแปลงลดลงตามการการลดลงของแรงดันบัลไฟตรง



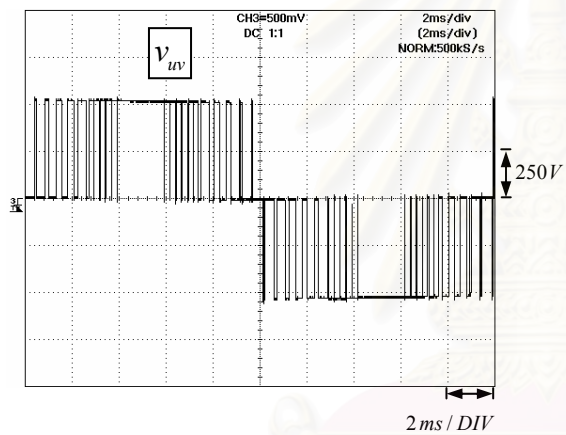
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



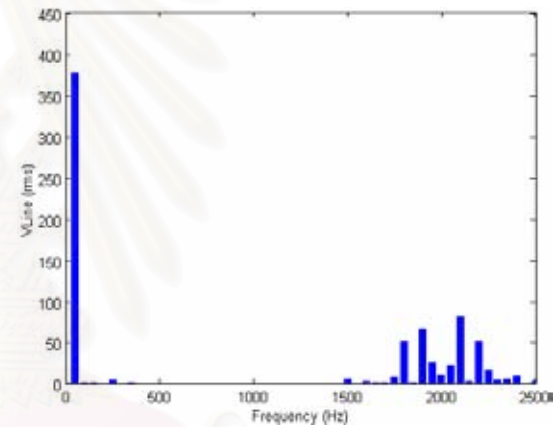
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

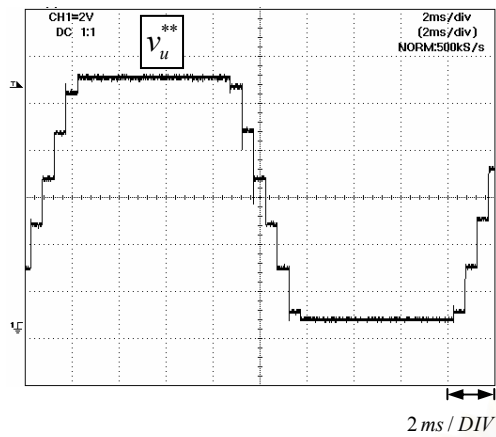
รูปที่ 4.23 การทำงานที่ดัชนีมอดูเลต $M = 1.155$

(ก) รูปคลื่นแรงดันคำสั่ง $v^{**}(t)$

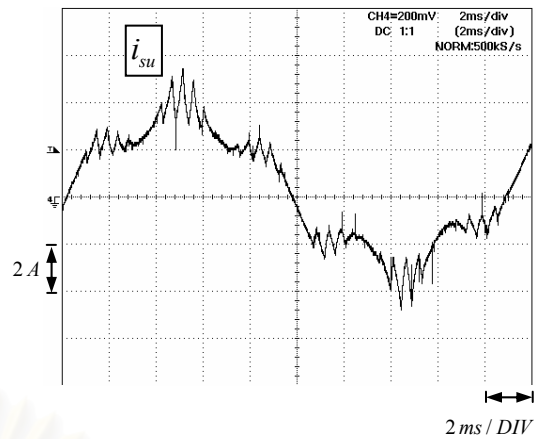
(ข) กระแสสาย $i_{su}(t)$

(ค) แรงดันด้านออก Line-Line $v_{uv}(t)$

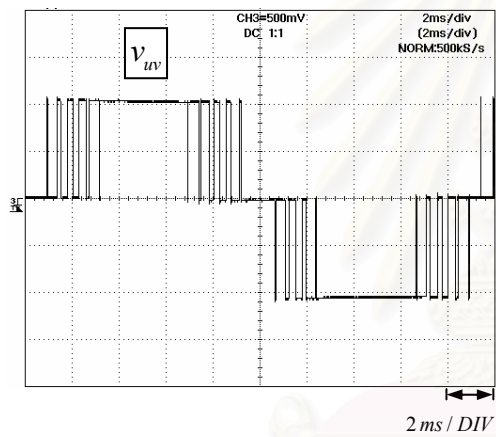
(ง) องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออก



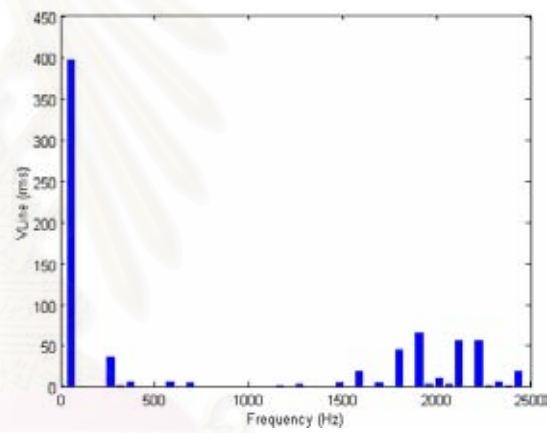
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

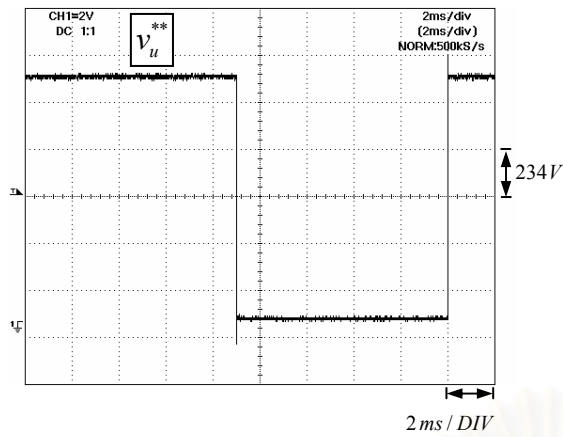
รูปที่ 4.24 การทำงานที่ดัชนีมอดูเลต $M = 1.220$

(ก) รูปคลื่นแรงดันคำสั่ง $v^{**}(t)$

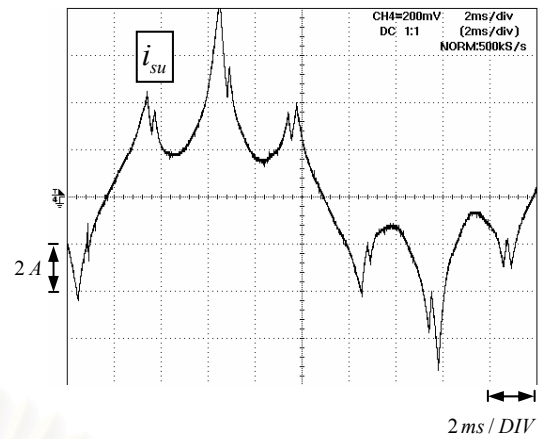
(ข) กระแสสาย $i_{su}(t)$

(ค) แรงดันด้านออก Line-Line $v_{uv}(t)$

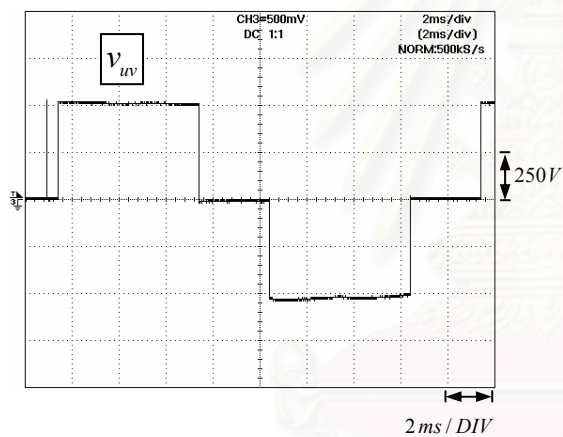
(ง) องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออก



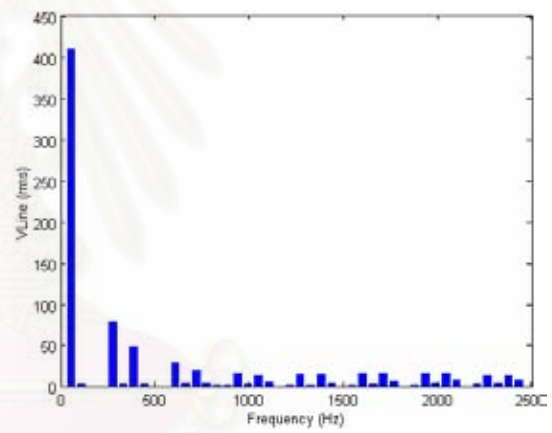
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 4.25 การทำงานที่ดัชนีมอดูเลต $M = 1.273$

(ก) รูปคลื่นแรงดันคำสั่ง $v^{**}(t)$

(ข) กระแสสาย $i_{su}(t)$

(ค) แรงดันด้านออก Line-Line $v_{uv}(t)$

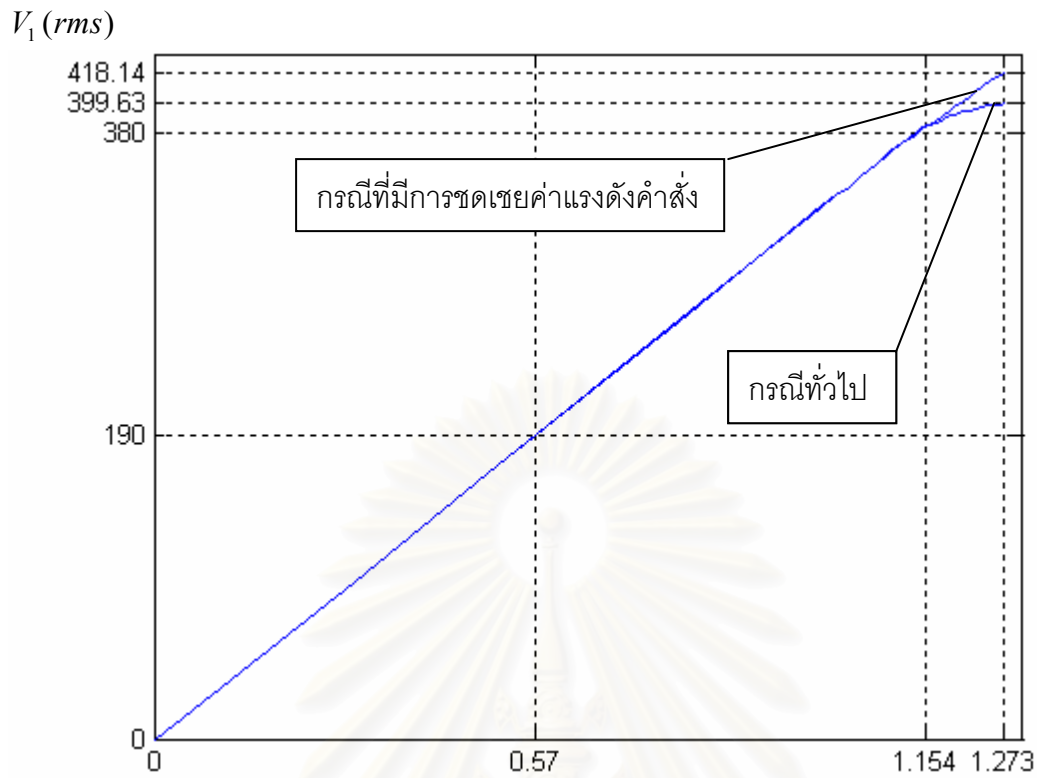
(ง) องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออก

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองที่ขนาดแรงดันคำสั่งค่าต่างๆ กรณีที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง
โดยแรงดันสายเท่ากับ $380V$, $V_{DC} = 538.9 V$

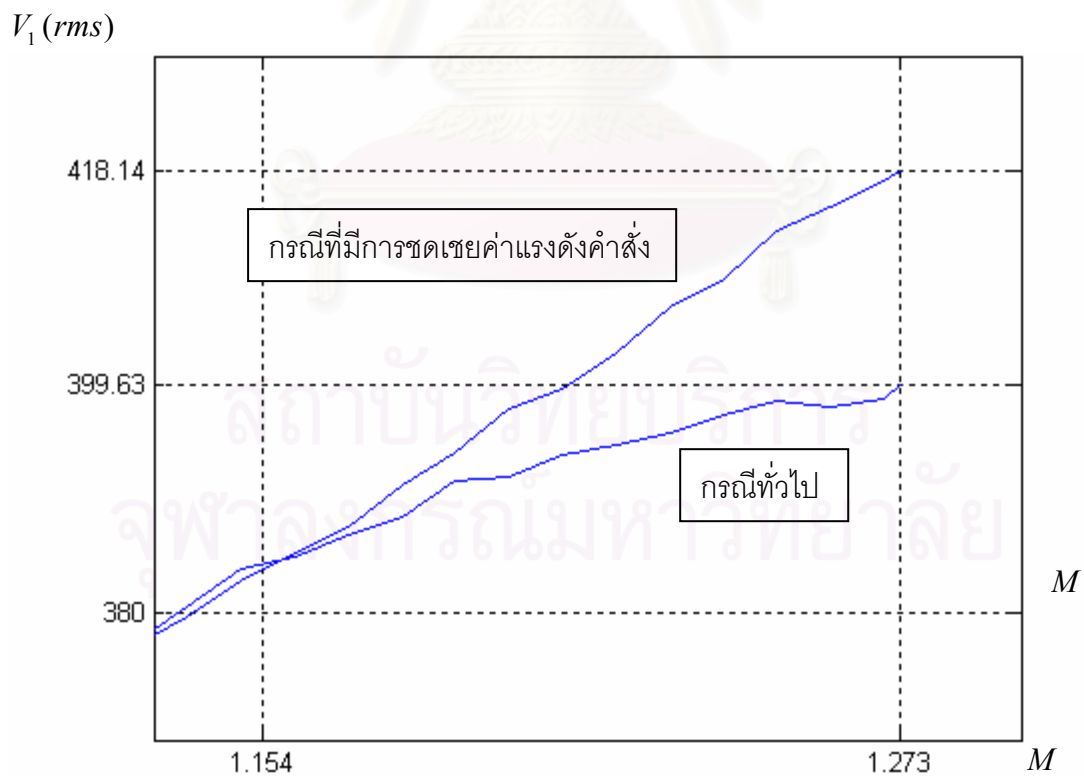
แรงดัน V_{line}^* (<i>rms</i>)	M (<i>pu</i>)	V_{1_line} (<i>rms</i>)	$V_{line}^* - V_{1_line}$ (<i>rms</i>)	% <i>THD</i>
98.72	0.3	99.02	-0.30	3.33
131.63	0.4	132.83	-1.23	2.82
164.54	0.5	166.19	-1.65	3.88
265.36	0.8	267.88	-2.52	1.77
331.18	1.0	333.96	-2.78	1.13
337.70	1.02	341.14	-3.43	1.58
344.32	1.04	346.55	-2.23	1.61
350.86	1.06	354.23	-3.37	2.78
357.47	1.08	360.28	-2.81	1.66
366.08	1.10	368.79	-2.71	2.01
372.09	1.12	374.55	-2.46	1.66
377.23	1.14	379.69	-2.46	1.75
380.50	1.15	382.8	-2.30	1.83
382.47	1.16	385.12	-2.65	1.91
386.17	1.17	387.35	-1.18	1.72
389.47	1.18	390.98	-1.51	2.05
392.77	1.19	393.90	-1.13	3.23
396.07	1.20	397.55	-1.48	4.08
399.37	1.21	399.30	-0.07	4.71
402.67	1.22	402.49	-0.18	6.37
405.97	1.23	406.49	-0.52	8.27
408.27	1.24	408.93	-0.66	10.25
415.87	1.25	413.07	2.8	14.18
414.58	1.26	415.05	-0.47	18.88
419.17	1.27	417.29	1.88	22.52
420.16	1.273	418.14	2.02	24.01

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองที่ขนาดแรงดันคำสั่งค่าต่างๆ กรณีไม่มีการชดเชยค่าแรงดันคำสั่ง
โดยแรงดันสายเท่ากับ $380V$, $VDC = 538.9 V$

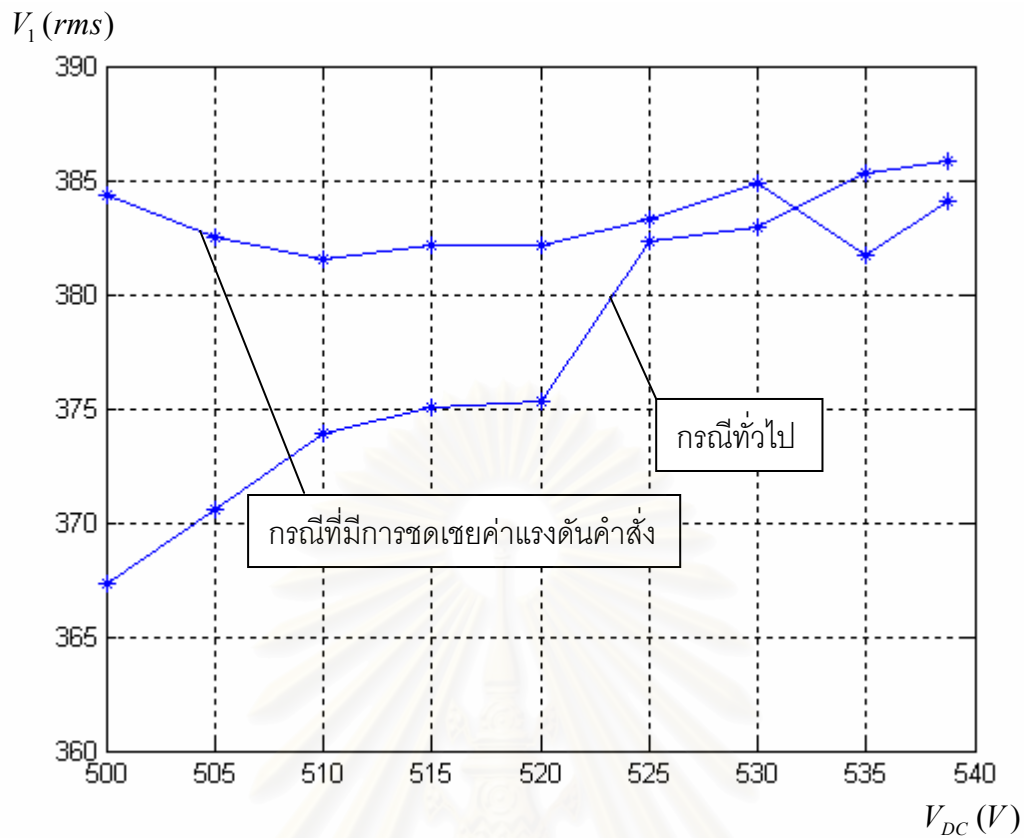
แรงดัน V_{line}^* (<i>rms</i>)	M (<i>pu</i>)	V_{1_line} (<i>rms</i>)	$V_{line}^* - V_{1_line}$ (<i>rms</i>)	% <i>THD</i>
98.72	0.3	98.43	0.29	2.87
131.63	0.4	132.43	-0.80	3.76
164.54	0.5	166.49	-1.95	3.11
265.36	0.8	267.26	-1.90	1.64
331.18	1.0	334.67	-3.49	1.06
337.70	1.02	341.08	-3.38	1.64
344.32	1.04	346.88	-2.56	1.93
350.86	1.06	354.49	-3.63	2.03
357.47	1.08	360.79	-3.32	1.77
366.08	1.10	367.26	-1.18	1.24
372.09	1.12	374.50	-2.41	1.42
377.23	1.14	380.58	-3.35	1.76
380.50	1.15	383.81	-3.31	2.31
382.47	1.16	384.85	-2.38	1.88
386.17	1.17	386.65	-0.48	1.76
389.47	1.18	388.34	-1.13	1.80
392.77	1.19	391.38	1.39	2.61
396.07	1.20	391.75	4.32	2.74
399.37	1.21	393.71	5.66	2.61
402.67	1.22	394.50	8.17	3.08
405.97	1.23	395.58	10.39	3.72
408.27	1.24	397.08	11.19	3.74
415.87	1.25	398.26	17.61	3.88
414.58	1.26	397.76	16.82	4.51
419.17	1.27	398.55	20.62	4.43
420.16	1.273	399.63	20.53	4.67



รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบแรงดันหลักมูลด้านออกในกรณีที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งกับกรณีที่ไม่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง ในการทำงานย่านปรกติจนถึงย่านการมอดูเลตเกิน



รูปที่ 4.27 ภาพขยายการเปรียบเทียบแรงดันหลักมูลด้านออกในกรณีที่มีการชดเชยแรงดันคำสั่งกับกรณีที่ไม่มีการชดเชยแรงดันคำสั่ง ในการทำงานย่านปรกติจนถึงย่านมอดูเลตเกิน



รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบผลขอค่าแรงดันหลักมูลด้านออกที่ลดลงต่อแรงดันบัลไฟตรง

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลงานวิจัย

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ซึ่งสามารถสรุปผลการวิจัยเป็นประเด็นต่างๆดังนี้

1. ปรับปรุงแรงบิดขับเคลื่อนของมอเตอร์ในการทำงานในย่านความเร็วต่ำให้มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยการใช้วงรอบควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ โครงสร้างของวงรอบควบคุมมีความง่ายและเข้ากันได้กับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ดั้งเดิม
2. นำเสนอการออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุม PI ในการเพิ่มแรงบิดอัตโนมัติโดยประยุกต์ใช้ทฤษฎี Singular Perturbation ในการลดอันดับแบบจำลองของมอเตอร์ จึงสามารถออกแบบตัวควบคุม PI ได้โดยง่าย ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าระบบสามารถตอบสนองและขับเคลื่อนโหลดพิกัดได้ดีตลอดการทำงานแบบแรงบิดคงที่
3. พัฒนารูปวิธีการชดเชยค่าความถี่สลิปแบบอัตโนมัติโดยการคำนวณแรงบิดและคำนวณค่าความถี่สลิปชดเชยด้วยการประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปของมอเตอร์เป็นความสัมพันธ์แบบเชิงเส้น โดยประมาณความชันจากค่าพิกัดของแรงบิดและความถี่สลิปจาก Name Plate ของมอเตอร์ และจากการทดสอบแสดงให้เห็นถึงความแม่นยำของวิธีการชดเชยความถี่สลิปโดยมีค่าความผิดพลาดของความเร็วขณะมีโหลดพิกัดเพียง 4 rpm ซึ่งถือว่าเป็นที่ยอมรับได้สำหรับงานปรับความเร็วรอบทั่ว ๆ ไป
4. นำเสนอวิธีการชดเชยแรงดันในย่านมอดูเลตเกิน โดยการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลตของแรงดันคำสั่งและองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออกแล้วเก็บความสัมพันธ์ในรูปของตาราง เพื่อให้ตัวประมวลผลสามารถชดเชยแรงดันด้านออกที่ลดลงเมื่อทำงานในย่านมอดูเลตเกินได้ล่วงหน้า โดยการเพิ่มเติมส่วนของโปรแกรมจากเดิมเพียงเล็กน้อย ทั้งนี้อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายแรงดันหลักมูลที่มีขนาดสูงสุดเท่ากับแรงดันจากสายกำลังที่ความถี่ 50 Hz เดียวกันได้

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. คุณภูมิของมอเตอร์ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความต้านทานสเตเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงเพิ่มสูงขึ้น ทำให้ขนาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่คำนวณได้มีความคลาดเคลื่อน ดังนั้นการชดเชยค่าความต้านทานสเตเตอร์โดยคิดผลของคุณภูมิที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ระบบชดเชยแรงบิดอัตโนมัติมีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น
2. เราสามารถพัฒนาการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติให้มีความแม่นยำมากยิ่งขึ้นได้ โดยการนำผลของกำลังสูญเสียในแกนเหล็กและ/หรือ ชดเชยกำลังสูญเสียประเภทอื่นๆในเครื่องจักรกล ในกรณีที่เรารวบรวมข้อมูลของประสิทธิภาพของเครื่องจักรกล
3. การเพิ่มแรงบิดแบบอัตโนมัติและการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติจะเป็นพื้นฐานในการวิจัยและพัฒนาฟังก์ชันการใช้งานอื่น ๆ สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ใช้งานทั่วไป อาทิเช่น ฟังก์ชันการปรับเวลาการเร่ง-ลดความเร็วแบบอัตโนมัติ, ฟังก์ชันการเริ่มต้นเดินเครื่องด้วยการบิน (Flying Starting), ฟังก์ชันการประหยัดพลังงานอัตโนมัติ เป็นต้น
4. ในกรณีที่ตัวประมวลผลมีขนาดหน่วยความจำที่จำกัด เราสามารถทำการชดเชยแรงดันในย่านมอดูเลตเกินด้วยการอาศัยวิธี Least Square ในการประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันหลักมูลของแรงดันเฉลี่ยด้านออกและแรงดันคำสั่งในรูปแบบของสมการที่ไม่ซับซ้อนได้

รายการอ้างอิง

ภาษาไทย

- [1] ชูเกียรติ นิธิโยธาน, สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, วรวิทย์ เตียวัฒนรัฐติกาล และสมบูรณ์ แสงวงศ์ วาณิชย์, “วิธีออกแบบส่วนควบคุมทอร์กบรูสอัตโนมัติสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F”, *การประชุมวิชาการทางไฟฟ้าครั้งที่ 26*, หน้า 570–575, พ.ศ. 2546.

ภาษาอังกฤษ

- [2] N. Mutoh, K. Nandoh, and A. Ueda, “Automatic Torque Boost Control Method Suitable for PWM Inverter with a High Switching Frequency”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.21, No.3, pp. 250-257, June 1992.
- [3] A. Abbondanti, “Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies”, *IEEE-IAS 77*, pp. 177-184, 1989
- [4] Marian P. Kazmierkowski and Häns-Jürgenkopcke, “A Simple Control System for Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 21, No. 4, pp. 617-623, May/June 1985.
- [5] Kunio Koga, Ryuzo Ueda and Toshikatsu Sonoda, “Achievement of High Performances for General Purpose Inverter Drive Induction Motor System”, *IEEE-IAS '89*, Vol. 1, No. 2, pp. 99-107, 1-5 Oct. 1989.
- [6] B.W. Williams and T.C. Green, “Steady-State Control of An Induction Motor by Estimation of Stator Flux Magnitude”, *IEE Proceeding-B*, Vol. 138, No. 2, pp. 69-74, Mar. 1991.
- [7] P. Kokotovic, H. K. Khalil and J. O'Reilly, “Singular Perturbation Method in Control: Analysis and Design”, *Academic Press*, 1986.

- [8] Alfredo Munoz-Garcia, Thomas A. Lipo, "A New Induction Motor V/F Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 34, No. 4, pp. 813-821, July/August 1998 .
- [9] Kunio Koga, Ryuzo Ueda and Toshikatsu Sonoda, "Constitution of V/F Control for Reducing the Steady-State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.28, No. 2, pp. 463-471, Mar./Apr. 1992.
- [10] J. Holtz, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range including the Six-Step Mode", *IEEE Proceeding*, Vol.1, pp. 307 – 312, Nov. 1992.
- [11] J. Holtz, "Pulswidth Modulation for Electronic Power Conversion", *IEEE Proceeding*, Vol. 82, No. 8, pp. 1194-1214, Aug. 1994.
- [12] S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range ", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.33, No.2, pp. 525 – 530, Mar./Apr. 1997.
- [13] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman and Thomas A. Lipo, "Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 674-689, July 1998.
- [14] T. Noguchi, P. Nakmahachalasint and N. Watanakul,"Precise Torque Control of Induction Motor with On-Line Parameter Identification in Consideration of Core Loss" *IEEE-PCC 97*,



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

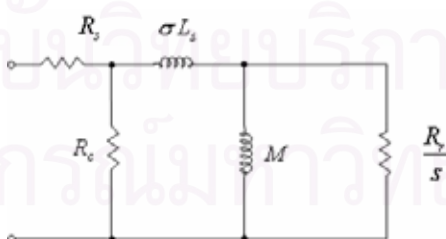
วิธีการวัดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในการจำลองการทำงานของมอเตอร์จำเป็นต้องทราบพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองอย่างถูกต้อง ถ้าหากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์จริงกับค่าที่ใช้ในการจำลองมีความแตกต่างกัน ก็จะทำให้ผลการจำลองการทำงานที่ได้ไม่สอดคล้องกับผลการทดลองจริง

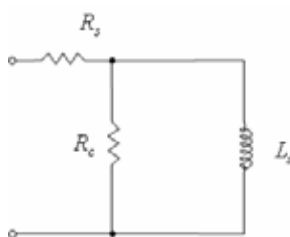
การทดสอบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ T. Noguchi [14] จะแบ่งขั้นตอนการทดสอบเป็น 2 ขั้นตอนคือ 1. ขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่สภาวะไร้โหลด และ 2. ขั้นตอนการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในสภาวะโรเตอร์ถูกล็อก

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปที่ ก.1 การทดสอบในสภาวะไร้โหลดสามารถเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังแสดงในรูปที่ ก.2 ส่วนการทดสอบในสภาวะโรเตอร์ถูกล็อกสามารถเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ ก.3

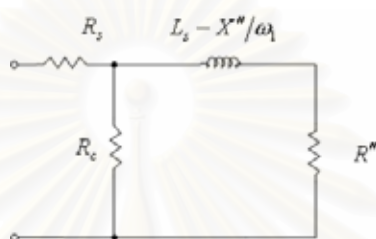
ที่สภาวะไร้โหลดเราสามารถหาค่าความต้านทานเนื่องจากความสูญเสียในแกนเหล็ก R_c และค่าความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ L_s ได้ดังสมการ (ก.1) และ (ก.2) ในสภาวะโรเตอร์ถูกล็อกเราสามารถหาค่าความต้านทานโรเตอร์ R_r , ค่าความเหนี่ยวนำรวม M และค่าความเหนี่ยวนำสเตเตอร์รั่วไหล σL_s ได้ดังสมการ (ก.3), (ก.4) และ (ก.5)



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะไร้โหลด



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะโรเตอร์ถูกลัด

ที่สภาวะไร้โหลด

$$R_c = \frac{R'^2 + X'^2}{R'} \quad (\text{ก.1})$$

$$L_s = \frac{R'^2 + X'^2}{\omega_1 X'} \quad (\text{ก.2})$$

โดย $R' = \frac{P_{in} - P_m}{3I_s^2} - R_s$ และ $X' = \sqrt{\frac{V_s^2}{3I_s^2} - \left(\frac{P_{in} - P_m}{3I_s^2}\right)^2}$

ที่สภาวะโรเตอร์ถูกลัด

$$R_r = R'' \left(\frac{R''^2 + X''^2}{X''^2} \right) \quad (\text{ก.3})$$

$$L_M = \frac{X''}{\omega_1} \left(\frac{R''^2 + X''^2}{X''^2} \right)$$

(ก.4)

$$\sigma L_s = L_s - L_M \quad (\text{ก.5})$$

โดย $R'' = \frac{P_{in}}{3I_s^2} - R_s$ และ $X'' = \omega_1 L_s - \sqrt{\frac{V_s^2}{3I_s^2} - \left(\frac{P_{in}}{3I_s^2}\right)^2}$

หลังจากนั้นสามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำโรเตอร์ L_r จากสมการ (ก.6)

$$L_r = \frac{L_M^2}{(1-\sigma)L_s} \quad (\text{ก.6})$$

ตารางที่ ก.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ทดลองจากการวัดครั้งต่าง ๆ

ค่าที่นำไปใช้

No load test 1	$R_c = 1090.56 \Omega$ $L_s = 412.71 \text{ mH}$	No load test 2	$R_c = 1063.69 \Omega$ $L_s = 306.54 \text{ mH}$
$V_s = 200 \text{ V}$		$V_s = 380.1 \text{ V}$	
$I_s = 0.894 \text{ A}$		$I_s = 2.28 \text{ A}$	
$P_{in} = 44 \text{ W}$		$P_{in} = 184 \text{ W}$	
Lock rotor 1	$R_r = 2.827 \Omega$ $L_M = 389.18 \text{ mH}$ $\sigma L_s = 23.53 \text{ mH}$	Lock rotor 2	$R_r = 2.812 \Omega$ $L_M = 284.91 \text{ mH}$ $\sigma L_s = 21.63 \text{ mH}$
$V_s = 73 \text{ V}$		$V_s = 95.3 \text{ V}$	
$I_s = 4.41 \text{ A}$		$I_s = 6.05 \text{ A}$	
$P_{in} = 349 \text{ W}$		$P_{in} = 655 \text{ W}$	

* $R_s = 3.5 \Omega$ ได้จากการวัด

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์ที่ใช้ทดลอง

แรงดันพิกัดมอเตอร์ : 220/380 V

กระแสพิกัดมอเตอร์ : 8.7/5 A

กำลังงานพิกัด : 3 HP

แรงบิดพิกัด : 15 N.m

ค่าความถี่พิกัด : 50 Hz

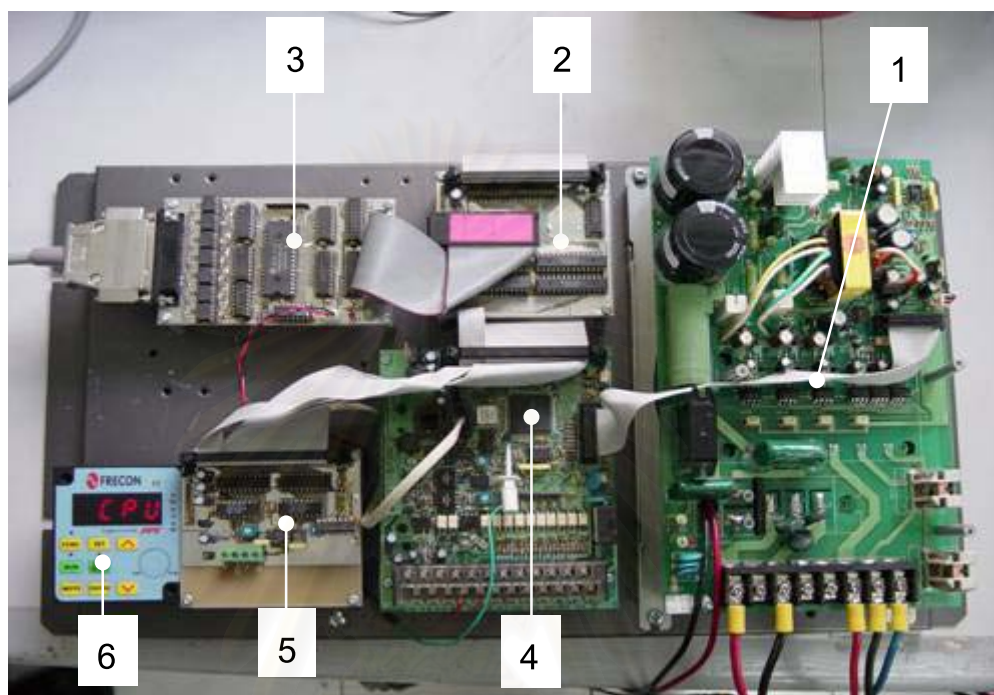
ค่าความเร็วพิกัด : 1420 rpm

ค่าความเฉื่อยทางกล : 0.021 kg.m²

จำนวนขั้วของมอเตอร์ : 4

ภาคผนวก ข

ฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการทดสอบ



รูป ข.1 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย

ฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วย 6 ส่วนคือ

1. วงจรภาคกำลัง ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ
 - 1.1 วงจรเรียงกระแส
 - 1.2 อินเวอร์เตอร์
 - 1.3 วงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรง ซึ่งทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจร
2. External Ram ทำหน้าที่เก็บโปรแกรมที่ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์
3. Emulator ทำหน้าที่เป็น interface ระหว่าง PC กับ External Ram
4. Micro controller Hitachi SH 7042
5. วงจร D/A (Digital to Analog) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นค่าตัวแปรต่างๆ จากไมโครคอนโทรลเลอร์มาเป็นสัญญาณแอนะล็อกเพื่อใช้ในการบันทึกสัญญาณต่างๆ เช่น แรงดัน กระแส ความเร็ว ฯลฯ ผ่านทางออสซิลอสโคป
6. Keypad ทำหน้าที่ติดต่อกับผู้ใช้โดยผู้ใช้สามารถปรับตั้งค่าตัวแปรของฟังก์ชันต่างๆ ได้

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย อดิษฐ์ สายนาค เกิดเมื่อวันที่ 4 สิงหาคม พ.ศ. 2520 สำเร็จการศึกษา
หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
ในปีการศึกษา 2542 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2545

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

อดิษฐ์ สายนาค สุรพงศ์ สุวรรณกวิน และ สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ “การปรับปรุง
สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ใช้งานทั่วไป: การเพิ่มแรงบิดในย่านความเร็วต่ำและการ
ลดเซย์ความถี่สลิป” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27, พฤศจิกายน 2547



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ที่ ศธ. 0514.4.3/ พิ 1๗๕

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยขอนแก่น
จ.ขอนแก่น 40002

1๖ สิงหาคม 2547

เรื่อง ผลการพิจารณาบทความ

เรียน คุณณัฏฐา สายนาค (Ref. No. PE 16)

ตามที่ท่านได้ส่งบทความ เรื่อง Performance Improvement of General Purpose V/F Inverters: Low-Speed Torque Boost and Slip Compensation

เพื่อเข้าร่วมประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON-27) ในระหว่าง วันที่ 11-12 พฤศจิกายน 2547 ณ โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น จังหวัดขอนแก่น นั้น

ทางคณะกรรมการจัดการประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON-27) ได้พิจารณาแล้วว่บทความของท่าน

ผ่านการพิจารณา ให้ตีพิมพ์ และนำเสนอในการประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON- 27) โดยขอให้ท่านโปรดปรับปรุงบทความ ตามเอกสารที่แนบมาด้วยนี้ และส่งบทความฉบับสมบูรณ์ พร้อมทั้ง File (Microsoft Office XP) ภายในวันที่ 27 สิงหาคม 2547

ไม่ผ่านการพิจารณา

ทางคณะกรรมการจัดการประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON-27) ใคร่ขอขอบคุณที่ท่านได้ร่วมส่งบทความ มา ณ. ที่นี้

จึงเรียนมาเพื่อโปรดทราบ

ขอแสดงความนับถือ

(รองศาสตราจารย์ ดร.อภิรัฐ ศิริราชิวัตร)

ประธานคณะกรรมการจัดการประชุม EECON-27

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

โทรศัพท์. 0-4320-2353

โทรสาร. 0-4320-2856

ปีพุทธศักราช ๒๕๔๗ ครอบรอบ ๔๐ ปี มหาวิทยาลัยขอนแก่น

"๔๐ ปี มข. ก้าวก่อเพื่อสร้างสรรค์ มุ่งเน้นเพื่อก้าวไกล มหาวิทยาลัยเพื่อชุมชน"

การปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ใช้งานทั่วไป: การเพิ่มแรงบิดในย่านความเร็วต่ำ และการชดเชยความถี่สลิป

Performance Improvement of General Purpose V/F Inverters: Low-Speed Torque Boost and Slip Compensation

ณัฏฐา สายนาท สุรพงศ์ สุวรรณกวิน สมบูรณ์ แสงวงศ์วัฒนชัย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ถ. พญาไท ปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330 โทร 0-2218-6534 E-mail: thanatha@hotmail.com

บทคัดย่อ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ได้กลายเป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่ใช้ควบคุมกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในอุตสาหกรรม อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ยังคงมีข้อจำกัดทางสมรรถนะใน 2 ประเด็นหลักกล่าวคือ 1) แรงบิดในการขับเคลื่อนของมอเตอร์ที่ลดลงในช่วงความเร็วต่ำเนื่องจากผลของแรงดันตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์ และ 2) ความเร็วโรเตอร์ที่ผิดพลาดตามความถี่สลิปหรือโหลด บทความนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F โดยแรงบิดขับเคลื่อนของมอเตอร์จะถูกปรับปรุงด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ ในขณะที่ค่าความผิดพลาดของความเร็วสามารถทำให้ลดลงด้วยการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ ผลการทดลองแสดงถึงการปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ด้วยแนวคิดที่นำเสนอ

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์แบบ V/F, ทอร์กบูสแบบอัตโนมัติ,

การชดเชยความถี่สลิป

Abstract

Nowadays general purpose V/F inverters are well acceptable as the elementary devices for industrial motor drives. Nevertheless, the performance of the V/F inverter is still limited by two main aspects: 1) the degradation of low-speed driving torque caused by the voltage drop across the stator resistance, and 2) the rotor speed variation due to slip frequency or mechanical load torque. This paper aims to achieve performance improvement of the V/F inverters for the two aspects. The driving torque in low-speed range is enhanced by regulating the induced-EMF magnitude, while the speed error can be reduced by providing an automatic slip-frequency compensation scheme. The performance improvement of V/F inverters is clearly observed in the given experimental results.

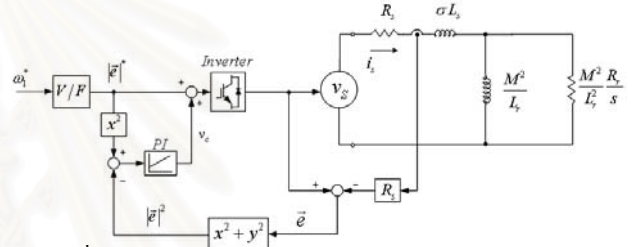
Keywords: V/F inverters, automatic torque boost (ATB),

slip frequency, compensation

1. คำนำ

ปัญหาหลัก 2 ประการของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F คือ 1) แรงบิดในการขับเคลื่อนของมอเตอร์ที่ลดลงในช่วงความเร็วต่ำและ 2) ความเร็วของมอเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามโหลด ดังนั้นเพื่อให้สามารถประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์แบบ V/F ได้กว้างขวางขึ้นจึงต้องทำการแก้ไขปัญหาเหล่านี้ ชูเกียรติ [1] ปรับปรุงสมรรถนะของแรงบิดขับเคลื่อนด้วยการพัฒนาวิธีการทอร์กบูสแบบอัตโนมัติ (ATB) โดยอาศัยการควบคุมแบบวงรอบปิดของขนาดฟลักซ์ อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะมีปัญหาการเลื่อน (Drift) เนื่องจากการใช้ตัวอินทิเกรเตอร์ในการคำนวณฟลักซ์ บทความนี้จึงได้

นำเสนอวิธีการทอร์กบูสแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำซึ่งไม่มีการใช้ตัวอินทิเกรเตอร์จึงไม่มีปัญหาการเลื่อน สำหรับการชดเชยความผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์นั้นเราจะใช้วิธีการชดเชยค่าความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ โดยประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปให้เป็นเชิงเส้น [2] ซึ่งวิธีการคำนวณสามารถทำได้ง่ายและเหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ



รูปที่ 1 วิธีทอร์กบูสแบบอัตโนมัติสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

2. หลักการทอร์กบูสแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ

เราสามารถปรับปรุงแรงบิดขับเคลื่อนได้ โดยทำการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $|e|^2$ ดังแสดงในรูปที่ 1 ทั้งนี้โดยอาศัยหลักการพื้นฐานที่ว่า ถ้าควบคุมให้ขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์ $(|e|/\omega_1)$ คงที่แล้ว ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่สลิปเท่านั้น โดยความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปสามารถแสดงได้ด้วยสมการ (1)

$$T_m = P \frac{A}{A^2 + B^2} \left(\frac{|e|}{\omega_1} \right)^2 \quad (1)$$

โดย $A = \frac{R_s \omega_s M^2}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2}$; $B = \frac{R_r M^2 / L_r}{R_r^2 + (\omega_s L_r)^2} + \sigma L_s$

ในหัวข้อถัดไปเราจะประยุกต์แนวทางการออกแบบตัวควบคุม PI ที่เสนอในบทความ [1] กับวงรอบควบคุมในรูปที่ 1 โดยเริ่มต้นจะกล่าวถึงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ หลังจากนั้นจะทำการประมาณระบบเป็นเชิงเส้นเพื่อหาแนวทางการออกแบบตัวควบคุม PI เป็นลำดับถัดไป

2.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แบบจำลองเต็มอันดับของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็ว ω_1 นำแสดงได้ดังสมการที่ (2) และ (3) สังเกตได้ว่าแบบจำลองจะมีแรงดันสเตเตอร์ v_s เป็นสัญญาณขาเข้า ตัวแปรสถานะคือสเตเตอร์ฟลักซ์ λ_s และกระแสสเตเตอร์ i_s โดยที่สัญญาณขาออกคือแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ e

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_s \\ \zeta \dot{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \vec{v}_s \quad (2)$$

$$\vec{e} = \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (3)$$

โดยที่ $A_{11} = -J\omega_1$; $A_{12} = -R_s I$; $A_{21} = \frac{R_r}{L_r} I - JP\omega_m$;

$$A_{22} = -\left[\left(L_s \frac{R_r}{L_r} + R_s \right) I + J\omega_s \sigma L_s \right];$$

$$\zeta = \sigma L_s; B_1 = B_2 = I;$$

เนื่องจาก separation of time scale ระหว่าง λ_s และ i_s โดย λ_s เป็นตัวแปรสถานะที่มีผลตอบสนองช้า ในขณะที่ i_s เป็นตัวแปรที่มีผลตอบสนองเร็ว ($\zeta \ll 1$) ทำให้สามารถลดอันดับแบบจำลองโดยพิจารณาเฉพาะผลตอบสนองช้า λ_s ได้ดังสมการ (4) [1] ทั้งนี้ถือว่าตัวแปรสถานะไว i_s ได้เข้าสู่สถานะเกือบอยู่ตัว

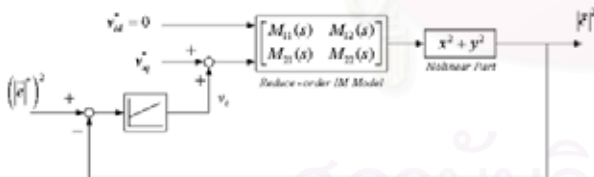
$$\vec{e} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \vec{v}_s \quad (4)$$

$$\text{โดยที่ } M_{11} = M_{22} = \frac{\tau}{(s + 1/\tau_{sr})^2 + \bar{\omega}^2} \cdot (s^2 + \frac{s}{\tau_{sr}} + \bar{\omega}\omega_1)$$

$$M_{12} = \frac{\tau}{(s + 1/\tau_{sr})^2 + \bar{\omega}^2} \cdot (s\bar{\omega} - \omega_1(s + 1/\tau_{sr}))$$

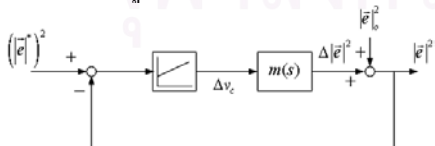
$$M_{21} = \frac{\tau}{(s + 1/\tau_{sr})^2 + \bar{\omega}^2} \cdot (-s\bar{\omega} + \omega_1(s + 1/\tau_{sr}))$$

2.2 การประมาณระบบเป็นเชิงเส้น



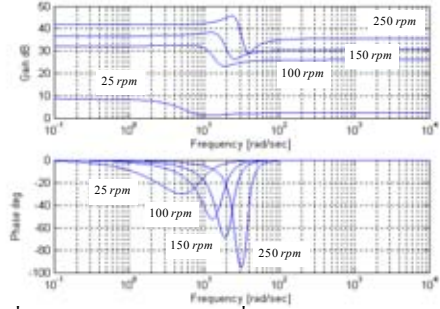
รูปที่ 2 วงจรควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบแก้อังหมุนที่ใช้แบบจำลองลดอันดับ

จากรูปที่ 1 และวงจรสมมูลในสมการ (4) เราสามารถเขียนวงจรรวมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 3 วงจรควบคุมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ประมาณเป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 2 สามารถประมาณวงจรรวมเป็นระบบเชิงเส้นรอบๆจุดทำงานของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $|e_0|^2$ ดังรูปที่ 3 โดยฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างแรงดันชดเชย Δv_c กับขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ $\Delta |e|^2$ คือ



รูปที่ 4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$

$$m(s) = 2 \frac{\tau \cdot e_{qo}}{\tau + 1} \frac{\left[\left(s^2 + \frac{s}{\tau_{sr}} + \bar{\omega}\omega_1 \right) + \left((\bar{\omega} - \omega_1)s - \omega_1/\tau_{sr} \right) \frac{e_{do}}{e_{qo}} \right]}{\left(s + 1/\tau_{sr} \right)^2 + \bar{\omega}^2} \quad (5)$$

$$\text{เมื่อ } \tau = \frac{L_s R_r}{R_s L_r} \quad \tau_{sr} = \frac{L_s}{R_s} + \frac{L_r}{R_r} \quad \bar{\omega} = \frac{\tau\omega_1 + \omega_s}{\tau + 1}$$

ซึ่งมีผลตอบสนองเชิงความถี่ดังแสดงในรูปที่ 4 จากลักษณะสมบัติของอัตราขยายของฟังก์ชันโอนย้าย อัตราขยายจะเปลี่ยนแปลงโดยมีขนาดเพิ่มขึ้นตามความเร็วมอเตอร์และเนื่องจากอันดับของเศษและส่วนของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$ ในสมการ (5) มีค่าเท่ากันจึงทำให้อัตราขยายของสัญญาณที่ความถี่สูงมีค่าคงที่ที่ค่าหนึ่งๆ จากคุณสมบัติของ $m(s)$ ข้างต้น เราจะใช้ตัวชดเชย $P(s)$ เพื่อปรับเปลี่ยนลักษณะสมบัติของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$ ดังรูปที่ 5

$$P(s) = \frac{k_f}{\tau_{sw}s + 1} \quad (6)$$

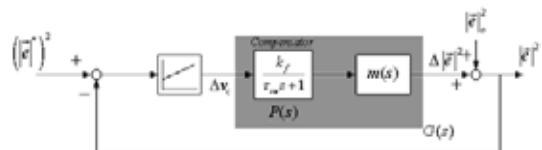
ตัวชดเชย $P(s)$ ในสมการที่ (6) จะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำอันดับ 1 ที่มีอัตราขยายเท่ากับ k_f และมีความถี่หักมุมเท่ากับ $1/\tau_{sw}$ ในการเลือกอัตราขยาย k_f เราจะพิจารณาอัตราขยายของฟังก์ชันโอนย้าย $m(s)$ ซึ่งสามารถประมาณได้ว่า

$$|m(j\omega)| \approx |m(s)|_{s \rightarrow \infty}^{-1} = \frac{2 \cdot \tau \cdot e_{qo}}{\tau + 1} \approx e_{qo} \quad (7)$$

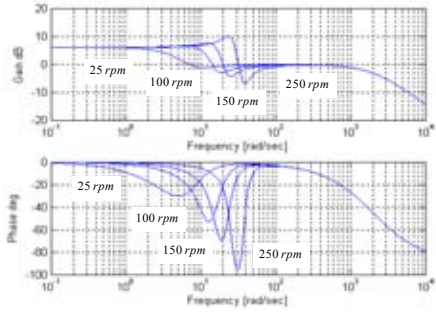
โดยที่ $\tau \approx 1$ และเราจะให้

$$k_f = e_{qo}^{-1} \quad (8)$$

กล่าวได้ว่า k_f ในสมการ (8) จะทำหน้าที่ normalize อัตราขยายแบบจำลองเชิงเส้นของมอเตอร์ที่ทุกความเร็ว ($k_f \cdot m(j\omega)$) ให้มีค่าประมาณ 1 สำหรับความถี่หักมุมของวงจรกรองจะกำหนดให้ $\tau_{sw} = 0.5 \times 10^{-3}$ เพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูง รูปที่ 6 แสดงถึงผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้าย $P(s) \cdot m(s)$ จากลักษณะสมบัติของระบบดังกล่าวนี้ทำให้สามารถออกแบบตัวชดเชย PI ได้ง่ายขึ้น



รูปที่ 5 วงจรควบคุมที่มีตัวชดเชย $P(s)$

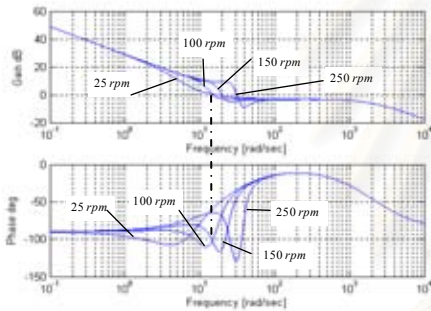


รูปที่ 6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G(s) = P(s) \cdot m(s)$

2.3 แนวทางการออกแบบอัตรายาย PI

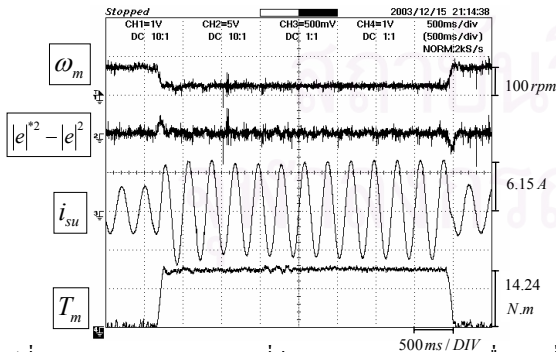
ในการออกแบบอัตรายาย PI เราจะกำหนดให้ 1) แบนด์วิดธ์ของวงรอบควบคุมมีค่าเท่ากับ $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ (เวลาตอบสนอง 100 ms) และ 2) ความถี่หักมุมของ PI (k_i/k_p) เท่ากับ 20 จากเงื่อนไขทั้งสองสามารถคำนวณค่าอัตรายาย PI ได้เป็น $k_i = 20/\sqrt{2}$, $k_p = 1/\sqrt{2}$

รูปที่ 7 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่วงรอบเปิดของระบบที่ใช้อัตรายายที่ออกแบบ จะเห็นได้ว่ามีความถี่ตัดข้ามประมาณ 10 rad/s สอดคล้องกับค่าที่กำหนดและมีช่วงเฟสเพียงพอ



รูปที่ 7 ผลตอบสนองเชิงความถี่วงรอบเปิดของระบบในรูปที่ 5 ที่ใช้อัตรายาย $k_p = 1/\sqrt{2}$, $k_i = 20/\sqrt{2}$

รูปที่ 8 แสดงถึงผลตอบสนองต่อโหลดโดยใช้ค่า PI ที่ได้ออกแบบ จะเห็นว่าระบบสามารถควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำได้และขับโหลดพิกัดได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 8 ผลตอบสนองของระบบที่มีการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำต่อโหลดที่ความเร็ว 100 rpm

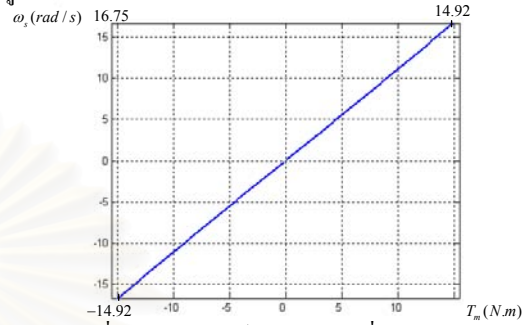
3. การชดเชยความถี่สลิป

จากการที่เราควบคุมให้สเตเตอร์ฟลักซ์มีขนาดคงที่ดังที่นำเสนอในหัวข้อที่ 2 แรงบิดของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่สลิปเท่านั้น ในรูปที่ 9 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปตามสมการ (1)

ดังนั้นในการชดเชยความถี่สลิปเพื่อรักษาความเร็วโรเตอร์ให้มีค่าคงที่ เราจะทำกรคำนวณค่าแรงบิดและอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปในสมการ (1) ประมาณค่าความถี่สลิปชดเชย (ω_s) เพื่อให้ง่ายในทางปฏิบัติเราสามารถประมาณความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่สลิปเป็นเชิงเส้นได้ดังสมการ (9)

$$T_m \cong H \cdot \omega_s \quad (9)$$

จากรูปที่ 9 จะประมาณได้ว่า $H \cong 0.89$

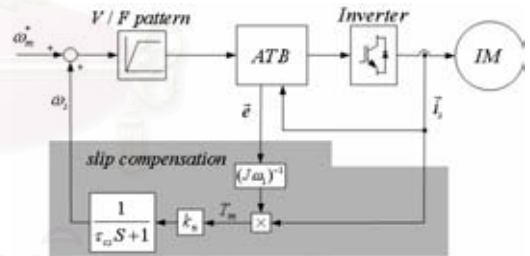


รูปที่ 9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สลิป-แรงบิด

3.1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ V/F ที่มีส่วนการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติ

โครงสร้างของวิธีการชดเชยความถี่สลิปแบบอัตโนมัติแสดงในรูปที่ 10 [2] จะนำกระแสสเตเตอร์ \vec{i}_s ที่ได้จากตัวตรวจจับกระแสและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ \vec{e} มาใช้ในการคำนวณแรงบิดมอเตอร์ T_m ตามสมการ (10) โดยสัญญาณแรงบิดที่คำนวณได้จะถูกนำมาคูณกับอัตรายาย k_n เพื่อคำนวณค่าความถี่สลิป ω_s และบวกชดเชยเพิ่มเข้าไปกับค่าคำสั่ง

$$T_m = P \text{Im}[\vec{i}_s \times \frac{\vec{e}}{J\omega_1}] \quad (10)$$



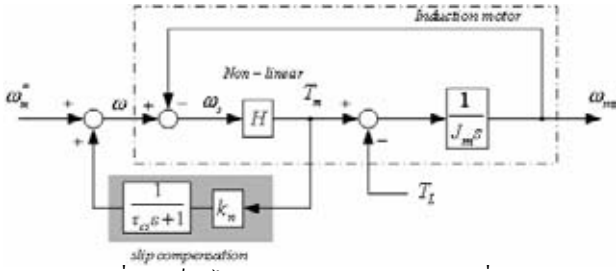
รูปที่ 10 โครงสร้างการทำงานของ การชดเชยความถี่สลิป

3.2 การวิเคราะห์และออกแบบส่วนชดเชยความถี่สลิป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ และออกแบบวงรอบชดเชยความถี่สลิปในรูปที่ 10 ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่ต้องการพิจารณาเพื่อออกแบบคือ ค่าอัตรายาย k_n และความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านต่ำ τ_{cs}

3.2.1 การเลือกอัตรายาย k_n

จากหัวข้อที่แล้วจะเห็นได้ว่าในกรณีที่ต้องการชดเชยความถี่สลิปโดยสมบูรณ์เราต้องอาศัยความสัมพันธ์ในสมการ (1) หรือ (9) โดยกำหนดให้ $k_n = H^{-1}$ ซึ่งจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อย่างละเอียด อย่างไรก็ตามก็ีสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางประเภทที่ไม่ต้องการความแม่นยำในการควบคุมความเร็วรอบที่สูง เราสามารถประมาณค่าอัตรายาย k_n ได้โดยใช้ข้อมูลแรงบิดพิกัด T_m และความถี่สลิปพิกัด



รูปที่ 11 บล็อกไดอะแกรมของการชดเชยความเร็วที่สลลิป

ω_{sn} จาก name-plate ของมอเตอร์ ดังแสดงในสมการ (11)

$$k_n = \frac{\omega_{sn}}{T_{mn}} = 1.17 \quad (11)$$

ซึ่งมีค่าสอดคล้องกับค่า H ที่ประมาณได้ในสมการ (9)

3.2.2 เสถียรภาพวงรอบชดเชยความเร็วที่สลลิป

เราสามารถศึกษาและวิเคราะห์การชดเชยความเร็วที่สลลิปในรูปที่ 10 ได้ โดยใช้บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 11 ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง ω_m^* กับ ω_m เป็นไปตามสมการ (12)

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{H(1 + \tau_{cs}s)}{(J_m \tau_{cs} s^2 + (J_m + H\tau_{cs} - HJ_m k_n)s + H)} \quad (12)$$

จากสมการ (12) ซึ่งให้เห็นว่าระบบมีเสถียรภาพ เมื่อ

$$\tau_{cs} > \frac{(Hk_n - 1) \cdot J_m}{H} = 4.75 \times 10^{-3} \quad (13)$$

ดังนั้นในบทความนี้จะกำหนดให้ $\tau_{cs} = 0.5$

3.2.3 ความแม่นยำของการชดเชยความเร็วที่สลลิป

ในการพิจารณาถึงความถูกต้องและแม่นยำ ของการชดเชยความเร็วที่สลลิปเราจะใช้ฟังก์ชันโอนย้ายในสมการ (14) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta\omega_m$ กับ T_l

$$\frac{\Delta\omega_m}{T_l} = \frac{(\tau_{cs}s + 1 - k_n H)}{(J_m \tau_{cs} s^2 + (J_m + H\tau_{cs} - HJ_m k_n)s + H)} \quad (14)$$

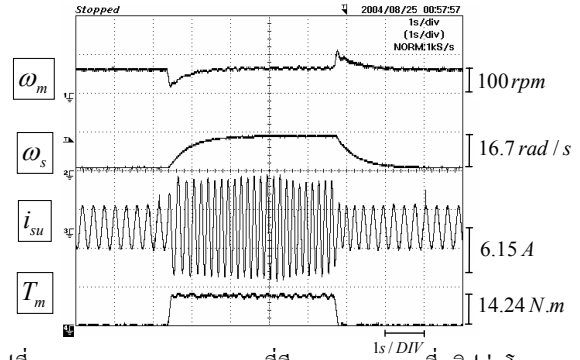
ในสภาวะอยู่ตัว

$$\Delta\omega_m(\infty) = \frac{(k_n H - 1)}{H} \cdot T_l \quad (15)$$

เมื่อพิจารณาผลตอบสนอง ที่สภาวะอยู่ตัวสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วที่ผิดพลาดกับแรงบิดได้ดังสมการ (15) จะเห็นว่าผลคูณ $k_n H$ เป็นตัวชี้บ่งถึงความถูกต้องในการชดเชยความเร็วที่สลลิป ถ้าการประมาณ k_n ด้วยข้อมูลจาก name-plate ของมอเตอร์ สอดคล้องกับความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วที่สลลิปและแรงบิด (สมการ(9)) กล่าวคือ $k_n H = 1$ แล้ว เราจะสามารถชดเชยความเร็วที่สลลิปได้อย่างสมบูรณ์ ($\Delta\omega_m = 0$) ในบทความนี้จากสมการ (9) และ(11) จะได้ $k_n H = 1.04$ ดังนั้นที่โหลดพิกัดมอเตอร์จะมีค่าความคลาดเคลื่อนความเร็ว $\Delta\omega_m$ เท่ากับ 3 rpm ผลการทดลองในรูปที่ 12 แสดงถึงผลการตอบสนองต่อโหลดพิกัดโดยระบบสามารถชดเชยความเร็วที่สลลิปและคงค่าความเร็วมอเตอร์ไว้ที่ 100 rpm ได้โดยมีค่าผิดพลาดเท่ากับ 4 rpm

4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการบรูสเซอร์กับแบบอัตโนมัติด้วยการควบคุมขนาดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของแรงบิดขับเคลื่อนของมอเตอร์ในย่านความเร็วต่ำและนำเสนอวิธีการชดเชยความเร็วที่สลลิปโดยประมาณความสัมพันธ์ระหว่างสลลิป-แรงบิดเป็นเชิงเส้น ระบบ



รูปที่ 12 ผลตอบสนองของระบบที่มีการชดเชยความเร็วที่สลลิปต่อโหลด ที่ความเร็ว 100 rpm

สามารถชดเชยความเร็วที่สลลิปได้ โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนความเร็วที่สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดเพียง +0.2% ของค่าความเร็วพิกัด

สัญลักษณ์

R_s, R_r : ค่าความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์, P : จำนวนคู่ขั้ว,

L_s, L_r, M : ค่าความเหนี่ยวนำสเตเตอร์, โรเตอร์และร่วม,

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

v_s : แรงดันสเตเตอร์, e : แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ, i_s : กระแสสเตเตอร์,

i_{su} : กระแสสเตเตอร์เฟส U, T_m : แรงบิด, T_{mn} : แรงบิดพิกัด,

ω_l : ความถี่ทางไฟฟ้า, ω_s : ความถี่สลลิป, ω_{sn} : ความถี่สลลิปพิกัด,

ω_m : ความเร็วโรเตอร์, \rightarrow : เวกเตอร์, $||$: ขนาด, $*$: ค่าคำสั่ง,

J_m : ความเฉื่อยทางกล, $d - q$: แกนอ้างอิงหมุนของเวกเตอร์แรงดัน

ภาคผนวก พารามิเตอร์ของมอเตอร์

3 HP, 220/380 V, 1420 rpm, 50 Hz, 8.7/5.0 A, rated torque 14.24 N.m,

$R_s = 3.15$ [Ohm], $R_r = 2.81$ [Ohm], $L_s = 306$ [mH],

$L_r = M = 285$ [mH], $P = 2$, $J_m = 0.021$ [kg.m²]

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] ชูเกียรติ นิธิโยธาน, สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, วรวิทย์ เตชะวันนรจิตกาล และ สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, "วิธีออกแบบส่วนควบคุมทอร์กลูบัสต์อัตโนมัติสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ V/F", การประชุมทวิวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 26, หน้า 570-575, 2546.
- [2] K. Koga, R. Ueda and T. Sonoda, "Constitution of V/F Control for Reducing the Steady-State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.28, No. 2, pp. 463-471, Mar./Apr. 1992.



ถนัดฐา สายนาค จบการศึกษาระดับปริญญาตรีสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ในปี พ.ศ. 2543 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโทสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



สุรพงศ์ สุวรรณกวิน จบการศึกษาระดับปริญญาตรี โท และเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปี พ.ศ. 2537, 2539 และ 2545 ตามลำดับ ปัจจุบันได้รับทุนวิจัยหลังปริญญาเอกจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และร่วมพัฒนาอินเวอร์เตอร์กับบริษัท เอ.พี.วาย. เอ็นจิเนียริ่ง จำกัด



สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี โท และเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัย NAGOYA ประเทศญี่ปุ่น ในปี พ.ศ. 2528, 2530, และ 2533 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย