

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
แบบความถี่สลับเหมาะสมที่ให้ประสิทธิภาพสูง

HIGH EFFICIENCY CONTROL OF 3 PHASE INDUCTION MOTORS
BASED ON OPTIMUM SUP FREQUENCY



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของกรณีศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยราชภัฏบรียรัมย์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-824-670-6

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
แบบความถี่สลลิปเหมาะสมที่ให้ประสิทธิภาพสูง

HIGH EFFICIENCY CONTROL OF 3 PHASE INDUCTION MOTORS
BASED ON OPTIMUM SLIP FREQUENCY



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-870-6

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 48946
วัน, เดือน, ปี 13 ส.ค. 2547

.b.....
.i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HIGH EFFICIENCY CONTROL OF 3 PHASE INDUCTION MOTORS
BASED ON OPTIMUM SLIP FREQUENCY**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2003

ISBN 974-324-870-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ให้ประสิทธิภาพสูง
ชื่อนักศึกษา	นายชานินทร์ จุฑิม
รหัสประจำตัว	42061007
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการปรับปรุงค่าประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยการควบคุมแบบค่าความถี่สลิปเหมาะสมโดยนำไปเปรียบเทียบกับการควบคุมแบบค่าแรงดันต่อความถี่คงที่ซึ่งนิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ในการขับเคลื่อนมอเตอร์จะถูกควบคุมโดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันด้วยเทคนิคไอเซน พี ดับบลิว เอ็ม ที่สามารถปรับดัชนีการมีอคตุเลท และความถี่มูลฐานให้สามารถรองรับการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ในทุกๆสภาวะโหลด การรักษาระดับความเร็วรอบได้ใช้กระบวนการควบคุมความเร็วรอบแบบวงปิดจากอุปกรณ์ตรวจนับความเร็วรอบเอ็นโค้ดเดอร์ ซึ่งควบคุมการทำงานทั้งหมดด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นฐานในการประมวลผลค่าความถี่สลิป การคำนวณวงรอบความเร็ว รวมไปถึงการสร้างสัญญาณ ไอเซน พี ดับบลิว เอ็ม อีกทั้งในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้แสดงถึงการวิเคราะห์และการคำนวณหลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสมดังกล่าวโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในส่วนของ M-file ซึ่งจากการคำนวณจะเห็นได้ว่าจุดที่ความถี่สลิปเหมาะสมขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยไม่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะโหลด

ในตอนท้ายได้ทำการทดสอบการทำงานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาด 2.2 kW ภายใต้สภาวะความเร็ว และแรงบิดโหลดค่าต่างๆ รวมไปถึงอุณหภูมิของตัวมอเตอร์ที่เปลี่ยนไปเมื่อทำงานเป็นเวลานาน เพื่อทดสอบหาค่ากำลังงานสูญเสีย และประสิทธิภาพของระบบ ตามที่ได้วิเคราะห์และออกแบบไว้แล้ว พร้อมทั้งยังได้มีการเปรียบเทียบกับการทำงานแบบค่าแรงดันต่อความถี่คงที่ผลที่ได้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีขึ้นเมื่อใช้การควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

Thesis Title	High Efficiency Control of 3 Phase Induction Motors Based on Optimum Slip Frequency
Student	Mr. Chanin Joochim
Student ID.	42061007
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents an efficiency improvement of a three-phase induction motor drive based on an optimum slip frequency control. The comparison between the proposed control and conventional V/Hz control has been made. The induction motor drive is controlled by sinusoidal PWM voltage source inverter in order to adjust the modulation index and fundamental frequency for operating at every load condition. The closed-loop speed control using an encoder to keep motor speed constant is included. All of control systems are implemented by a microcontroller for calculation of the slip frequency and speed cycle. Also, the sinusoidal PWM pattern is implemented by the microcontroller. In this thesis, the analysis and calculation using MALAB program of the speed control based on the optimum slip frequency is given. The calculation results show that the optimum slip frequency point depends on the motor parameter and supply frequency, independently of load conditions.

Finally, the test with three-phase induction motor, 2.2 kW under various speed, load torque and motor temperature conditions has been performed, in order to investigate the losses and efficiency of system compared with the constant V/Hz operation. The results show that for the use of the optimum slip frequency control, the efficiency is improved.

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาและการให้โอกาส พร้อมทั้งคำแนะนำด้วยดีจาก ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร. อานันท์วัฒน์ คุณากร ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการยืมใช้เครื่องมือวัด Power Analyzer (YOKOGAWA) รุ่น PZ4000 เพื่อใช้ในการวัดกำลังงานไฟฟ้า

ขอขอบคุณ อาจารย์ชัยทัต มณีอินทร์ ที่ให้ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ และพื้นฐานวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ซึ่งทำให้ผู้เขียนสามารถนำความรู้พื้นฐานนี้ไปพัฒนางานอื่นๆต่อไปได้ในอนาคต ขอขอบคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ พี่ทิวา แก้วจันทร์ทรานนท์ และ พี่ปฏิวัติ ชัยเจริญลักษณ์ รุ่นพี่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ช่วยเหลือและให้ข้อมูลด้านการคำนวณในส่วนของโปรแกรม MATLAB

ขอบคุณ น้องๆ เพื่อนๆ และพี่ๆ ทุกคนภายในห้องวิจัยที่มีส่วนช่วยเหลือ และให้คำแนะนำในเรื่องต่างๆ ด้วยดีเสมอมา

ขอบคุณ บริษัท พี เอ็ม ซี เอ็นจิเนียริ่ง และผู้ร่วมงานทุกท่าน ภายในบริษัทที่เป็นแหล่งให้ความรู้ในการทำงานจริง พร้อมทั้งช่วยเหลือกันแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในทุกๆด้าน

ขอบคุณ คุณ อรพดี สารมาศ สำหรับความห่วงใย กำลังใจ และการดูแลเอาใจใส่ด้วยดีตลอดมา
สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณ คุณตา คุณยาย คุณพ่อ คุณแม่ และพี่ๆ ที่คอยให้กำลังใจในการทำงานและการดำเนินชีวิตด้วยดีมาตลอด

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงจะมีมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอบอบแต่ คุณตา คุณยาย คุณพ่อ คุณแม่ พี่ๆ คุณครู อาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชานินทร์ จูจิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	IX
สารบัญภาพ	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	3
1.3 วิธีการวิจัย	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย	4
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์	4
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์	5
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น	6
2.1 บทนำเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	6
2.1.1 การกำเนิดแรงบิด	7
2.1.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	10
2.1.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน	15
2.1.4 ผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่	16
2.1.5 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว	20
2.1.6 การชดเชยแรงดันเพิ่มเมื่อความถี่ป้อนมีค่าต่ำๆ	21
2.2 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์	22
2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	22
2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	23
2.2.3 พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์	24
2.2.4 เทคนิคไซน์ พี ดับบลิว เอ็ม	25
2.2.5 เทคนิคสเปซเวกเตอร์	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3 สรุป.....	27
บทที่ 3 ทฤษฎีและเทคนิคการออกแบบไมโครคอนโทรลเลอร์.....	28
3.1 บทนำ.....	28
3.1.1 ความแตกต่างของไมโครคอนโทรลเลอร์กับไมโครโพรเซสเซอร์.....	28
3.1.2 โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบเฟลช.....	31
3.2 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	32
3.2.1 คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2.....	32
3.3 รีจิสเตอร์ตั้งเวลาพิเศษ.....	38
3.4 โหมคการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล.....	42
3.4.1 คุณลักษณะของการทำงาน.....	42
3.4.2 ฟังก์ชันอินพุทและเอาต์พุทของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลพอร์ต 1.....	43
3.4.3 การทำงานของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล.....	44
3.4.4 การแปลงแรงดัน.....	44
3.4.5 การเลือกสัญญาณนาฬิกา.....	44
3.4.6 การจัดการอินเตอร์รัพท์ของ ADC.....	45
3.5 การสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม เทคนิค SPWM ในไมโครคอนโทรลเลอร์.....	45
3.6 การออกแบบในส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับการสร้าง พี คับบลิว เอ็ม-สามเฟส.....	48
3.6.1 การออกแบบวงจรและหลักการทำงาน.....	48
3.6.2 การคำนวณสัญญาณความกว้างพัลส์.....	49
3.6.3 หลักการเปลี่ยนความถี่มูลฐานภายในไมโครคอนโทรลเลอร์.....	51
3.7 สัญญาณที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์.....	53
3.8 สรุป.....	57
บทที่ 4 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับควรใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้วย 58

4.1 บทนำ.....

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	58
4.2.1 กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก.....	60
4.2.2 กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์.....	61
4.2.3 กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์.....	61
4.2.4 กำลังงานสูญเสียทางกล.....	61
4.3 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไม่เป็นรูปคลื่นไซน์.....	61
4.4 กระแสฮาร์โมนิกส์.....	63
4.5 แรงบิดฮาร์โมนิกส์.....	63
4.5.1 แรงบิดฮาร์โมนิกส์ที่สภาวะคงตัว.....	64
4.5.2 แรงบิดฮาร์โมนิกส์กระเพื่อม.....	66
4.6 กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อคิดผลของฮาร์โมนิกส์.....	72
4.7 สรุป.....	75
บทที่ 5 การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิคความถี่สลิปเหมาะสม- และหลักการคำนวณ.....	76
5.1 บทนำ.....	76
5.2 หลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสม.....	77
5.2.1 การทำงานที่ความเร็วรอบต่ำ.....	82
5.3 หลักการคำนวณและเปรียบเทียบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแรงดัน- ต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม.....	86
5.4 การเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียและประสิทธิภาพเมื่อคิดผลของฮาร์โมนิกส์.....	97
5.5 สรุป.....	101
บทที่ 6 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมการทำงาน และวงจรกำลัง.....	102
6.1 บทนำ.....	102
6.2 การออกแบบและสร้างวงจรกำลังในส่วนของวงจรสร้างแรงดันไฟตรง.....	104
6.2.1 วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันให้เรียบ.....	105
6.2.2 การจำกัดกระแสขณะเริ่มต้นทำงาน.....	105

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2.3 การออกแบบและสร้างวงจรไดนามิกเบรค.....	106
6.3 การออกแบบและสร้างชุดวงจรอินเวอร์เตอร์.....	109
6.4 การออกแบบและสร้างวงจรขับนำและวงจรประวิงเวลา.....	111
6.5 การออกแบบส่วนตรวจจับความเร็ว.....	113
6.5.1 การคำนวณความเร็วจากเซ็น โค้ดเดอร์.....	115
6.6 การออกแบบวงจรป้องกัน.....	117
6.7 สรุป.....	118
บทที่ 7 ผลการทดลอง.....	119
7.1 ทดสอบการสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ด้วยเทคนิคการมอดูเลทแบบไซน์ (Sinusoidal PWM) ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	120
7.2 การออกแบบคชณีการมอดูเลทและความถี่ของอินเวอร์เตอร์.....	124
7.3 การทดสอบสภาวะคงตัวของารรับภาระ โหลด.....	126
7.4 ผลการประเมินหาค่าประสิทธิภาพของการควบคุมความถี่สลิปเหมาะสม (Slip Optimum) เทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F Constant).....	129
7.4.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระแรงบิด โหลดต่างๆ.....	130
7.4.2 การเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระแรงบิด โหลดต่างๆ.....	132
7.5 การทดสอบหาประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำในแผนภาพ 3 มิติเทียบกับความเร็วรอบและแรงบิด.....	134
7.6 การทดสอบหาประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อค่านึงถึงอุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้น.....	138
7.6.1 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป.....	139
7.6.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมสำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป.....	142
7.7 สรุป.....	151

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำไว้สำหรับครรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	152
8.1 วิจารณ์ผลการทดลอง.....	152
8.2 สรุป.....	153
8.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป.....	154
8.3.1 ภาคซอฟต์แวร์.....	154
8.3.2 ภาคฮาร์ดแวร์.....	155
เอกสารอ้างอิง.....	156
ภาคผนวก ก.....	159
ภาคผนวก ข.....	161
ภาคผนวก ค.....	164
ภาคผนวก ง.....	167
ประวัติผู้เขียน.....	182

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	เปรียบเทียบคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์และไมโครโปรเซสเซอร์..... 30
3.2	การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์..... 34
3.3	แสดงการกำหนดค่าการใช้งาน บิต CPS1 และ CPS0 ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CMOD..... 38
3.4	แสดงรายละเอียดการใช้งานบิตต่างๆ ของรีจิสเตอร์ CMOD..... 40
3.5	แสดงรายละเอียดการใช้งานบิตต่างๆ ของรีจิสเตอร์ CCON..... 41
3.6	อนาล็อกอินพุตที่เลือก..... 44
7.1	ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ที่ภาระ โหลด 20 %ของพิกัด 144
7.2	ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ที่ภาระ โหลด 40 %ของพิกัด 145
7.3	ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ที่ภาระ โหลด 60 %ของพิกัด 146
7.4	ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ที่ภาระ โหลด 80 %ของพิกัด 146
7.5	ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ที่ภาระ โหลด 100 %ของพิกัด 147
7.6	ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระ โหลด 20 %ของพิกัด 148
7.7	ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระ โหลด 40 %ของพิกัด 148
7.8	ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระ โหลด 60 %ของพิกัด 149
7.9	ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระ โหลด 80 %ของพิกัด 150
7.10	ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระ โหลด 100 %ของพิกัด 151

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
2.1	โครงสร้างการวางขดลวดของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้วแม่เหล็ก	6
2.2	การเกิดสนามแม่เหล็กหมุน	7
2.3	โรเตอร์ภายใต้อิทธิพลของสนามแม่เหล็กหมุน	8
2.4	หลักการเกิดกระแสเหนี่ยวนำและแรงบิดบนโรเตอร์	8
2.5	วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
2.6	เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	12
2.7	กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อปรับแรงดันที่สเตเตอร์	15
2.8	กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่	17
2.9	กราฟแสดงความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบที่อัตราส่วน V_s/ω_s คงที่	17
2.10	กราฟแสดงความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบของ VVVF	19
2.11	พื้นที่การทำงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากภาพที่ 2.10	19
2.12	กราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วที่ค่าสลิปต่ำ	20
2.13	ความต้องการแรงดันชดเชยเพื่อรักษาฟลักซ์ที่เมื่อความถี่ต่ำๆ	21
2.14	อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	23
2.15	พี คับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์	24
2.16	หลักการสร้างสัญญาณแบบไซน์ พี คับบลิว เอ็ม	26
2.17	หลักการสร้างสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์	27
3.1	โครงสร้างพื้นฐานของไมโครโปรเซสเซอร์	29
3.2	โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์	29
3.3	บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างหลักของไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2	33
3.4	การจัดขามาตรฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2	34
3.5	โหมดโครงสร้าง PCA PWM	39
3.6	แสดงรีจิสเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม	40
3.7	รายละเอียดของโหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	43
3.8	ไดอะแกรมเวลาของโหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	43
3.9	สัญญาณนาฬิกาของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	45
3.10	โครงสร้างการอินเตอร์รัพท์ของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	45

เอกสาร 3.11 เอก การสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม จากเทคนิค Regular Sampled หน้าไปให้ประโยชน์ค่า 46 คำ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.12 สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ได้จากไทเมอร์ PCA เป็นแบบ Asymmetric	47
3.13 สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ได้จากไทเมอร์ PCA และวงจรถอดจิกภายนอกเข้ามาช่วย	47
3.14 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรถอดจิกภายนอกที่ใช้ในการสร้าง- สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม	48
3.15 สัญญาณ ไซน์ซีกบวก (ก) หลักการคำนวณค่าในไมโครคอนโทรลเลอร์- (ข) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์	49
3.16 สัญญาณ ไซน์ซีกลบ (ก) หลักการคำนวณค่าในไมโครคอนโทรลเลอร์- (ข) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์	50
3.17 หลักการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของสัญญาณมูลฐาน	51
3.18 (ก), (ข) แสดงสัญญาณจากขา CEXn และสัญญาณหารสองก่อนเข้าวงจรช่วย	53
3.19 (ก), (ข) แสดงรูปคลื่นสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม 3 เฟสที่ได้ผ่านวงจรถอดจิกช่วย	54
3.20 สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม (ก) สัญญาณขับเกจ (ข) เมื่อผ่านวงจร RC Filter	55
3.21 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 50 Hz, ma=1	55
3.22 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 40 Hz, ma=0.8	56
3.23 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 25 Hz, ma=0.5	57
4.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อเฟส	58
4.2 เพาเวอร์-ไฟลวดโคอะแกรม	59
4.3 แรงดันฮาร์โมนิกส์เทียบกับดัชนีการมอดดูเลขที่ได้จากการคำนวณ	62
4.4 การเรียงลำดับฮาร์โมนิกส์ที่ทุกย่านความถี่สเป็คตรัม	62
4.5 เฟสเซอร์โคอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	67
4.6 (ก) ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 (ข) ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 5	67
4.7 โคอะแกรมเฟสเซอร์รวมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งมีแหล่งจ่าย- แรงดันเป็นแบบ 6 ชั้น	68
4.8 การสั้นทางกลของแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สภาวะไร้อโหลด, ที่แรงบิดพิคค- และที่ 2 เท่าของแรงบิดพิคค โดยมีแหล่งจ่ายเป็นแบบแรงดัน 6 ชั้น	72
4.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่คิดผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง- และปรากฏการณ์ทางผิว	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ใดๆ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.2	แรงบิด-ความเร็วเมื่อปฏิบัติงานที่ตำแหน่ง P 78
5.3	วงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 79
5.4	วงจรการทำงานทั้งหมดของการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม 83
5.5	โครงสร้างหลักของซอฟต์แวร์ 84
5.6	ไดอะแกรมเวลาการทำงานทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์ 85
5.7	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเทียบกับความถี่สลิปที่แรงบิด โหลด 1.0 pu. และที่ความถี่ไฟของสเตเตอร์ค่าต่างๆ 87
5.8	กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เทียบกับความถี่สลิปที่แรงบิด โหลด 1.0 pu. และที่ความถี่ไฟของสเตเตอร์ต่างๆ 87
5.9	ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สลิปเหมาะสมกับความถี่ที่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับมอเตอร์ 88
5.10	ความถี่สลิปของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 89
5.11	ความถี่สลิปของการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม 89
5.12	สลิปของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 89
5.13	สลิปของการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม 90
5.14	ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 91
5.15	ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 91
5.16	ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 91
5.17	ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียทั้งหมดซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 92
5.18	ผลการคำนวณประสิทธิภาพซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ 92
5.19	ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม 93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.20 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุม- แบบความถี่สลิปเหมาะสม	93
5.21 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุม- แบบความถี่สลิปเหมาะสม	93
5.22 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียทั้งหมดซึ่งเกิดจากการควบคุม- แบบความถี่สลิปเหมาะสม	94
5.23 ผลการคำนวณประสิทธิภาพซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม	94
5.24 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก- ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ	95
5.25 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์- ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ	95
5.26 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์- ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ	96
5.27 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียทั้งหมดซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ	96
5.28 ผลการคำนวณอัตราเพิ่มประสิทธิภาพ	96
5.29 สเป็คตรัมแรงดันฮาร์โมนิกส์ $m_a = 0.8, f_s = 50 \text{ Hz}$	97
5.30 สเป็คตรัมกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ $m_a = 0.8, f_s = 50 \text{ Hz}$	97
5.31 กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่	98
5.32 กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม	99
5.33 การลดลงของกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์เนื่องจากการเปรียบเทียบ	100
6.1 ระบบการควบคุมแบบอนาล็อก และวงจรกำลังแบบชิพเดี่ยว	102
6.2 ระบบการควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ T89C52 และวงจรกำลังแบบ โมดูล	103
6.3 ระบบการควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2 และวงจรกำลังแบบ IPM	103
6.4 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรอง	104
6.5 โครงสร้างภายในของ ไอซี MC 3423	106
6.6 ค่าความต้านทาน R_G ที่ทำให้กระแสเกตที่มีค่ามากที่สุดเทียบกับแหล่งจ่ายแรงดัน	107
6.7 การต่อวงจรเพื่อป้องกันการตัดกระแสผิดพลาดของวงจร ที่เกิดจากสัญญาณรบกวน	108

เอกสารนี้เป็นเอกสารของ ไอจีบีทีกำลัง เบอร์ 2MBI502N-060 ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต 108

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
6.9	วงจรป้องกันแรงดันเกิน..... 109
6.10	โมดูล ไอจีบีทีกำลังเบอร์ PM25RSB120 110
6.11	วงจรแยกกราวด์ก่อนเข้าสู่ขั้วเบก ไอจีบีทีกำลัง..... 111
6.12	วงจร H-Bridge 111
6.13	สัญญาณขั้วเบก T1 และ T2 ที่มีการประวิงเวลา..... 112
6.14	วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา (Dead time)..... 112
6.15	สัญญาณพัลส์ขั้วเบกในกิ่งเดียวกันที่เกิดจากการประวิงเวลา..... 113
6.16	อุปกรณ์ตรวจจับความเร็ว (ก) โครงสร้างภายนอก (ข) โครงสร้างภายใน..... 114
6.17	โครงสร้างของเอ็นโค้ดเดอร์ (ก) แบบ Shaft Type (ข) แบบ Hallow Shaft Type..... 114
6.18	รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ขา A กับ B ทำมุมกัน 90 องศาตลอดเวลา..... 114
6.19	การคำนวณความเร็วรอบจากพัลส์เอ็นโค้ดเดอร์ที่ความเร็วต่ำ..... 115
6.20	การคำนวณความเร็วรอบจากพัลส์เอ็นโค้ดเดอร์ที่ความเร็วสูง..... 115
6.21	วงจรแสดงผลความเร็วรอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์..... 116
6.22	วงจรป้องกันและการหยุดนำสัญญาณพัลส์ขั้วเบก..... 117
7.1	หน้าจอ โปรแกรมควบคุมมอเตอร์กระแสตรงที่ใช้เป็นภาระทางกล..... 119
7.2	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 0.6..... 120
7.3	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 0.8..... 120
7.4	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1..... 121
7.5	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.15..... 121
7.6	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.3..... 121
7.7	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.5..... 122
7.8	ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.99..... 122
7.9	รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้าวงจรทางด้านเอซีไลน์..... 123
7.10	สเป็คตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่ป้อนเข้าวงจรทางด้านเอซีไลน์..... 123
7.11	รูปคลื่นกระแสที่คิซึลิ่งค์..... 124
7.12	ความสัมพันธ์ของความถี่อินเวอร์เตอร์กับดัชนีการมอดดูเลท..... 125
7.13	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่คำสั่งควบคุมค่าต่างๆ..... 125

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
7.14 รูปกระแสและความเร็วมอเตอร์ขณะไร้ภาระทางกลและ- ขณะต่อภาระทางกลที่พิกัดที่คำสั่งความถี่ต่างๆ.....	128
7.15 วงจรการทำงานและการวัดค่าต่างๆที่ใช้ในการทดลอง.....	129
7.16 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่- กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระ โหลด 100% ของพิกัด.....	130
7.17 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่- กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระ โหลด 70% ของพิกัด.....	130
7.18 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่- กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระ โหลด 50% ของพิกัด.....	131
7.19 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่- กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระ โหลด 20% ของพิกัด.....	131
7.20 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่- กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระ โหลด 10% ของพิกัด.....	132
7.21 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมด- ที่แรงบิด โหลด 100% ของพิกัด.....	132
7.22 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมด- ที่แรงบิด โหลด 50% ของพิกัด.....	133
7.23 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมด- ที่แรงบิด โหลด 20% ของพิกัด.....	133
7.24 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมด- ที่แรงบิด โหลด 10% ของพิกัด.....	134
7.25 กำลังงานสูญเสียจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่.....	135
7.26 กำลังงานสูญเสียจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม.....	135
7.27 กำลังงานสูญเสียที่ลดลง.....	136
7.28 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่.....	136
7.29 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม.....	137

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
7.30	อัตราเพิ่มประสิทธิภาพ..... 137
7.31	วงจรที่ใช้ทดสอบประสิทธิภาพของมอเตอร์เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป..... 138
7.32	อุณหภูมิจากการทดสอบมอเตอร์เมื่อรับภาระทางกลที่ค่าพิกัดเป็นเวลา 1 ชั่วโมง..... 139
7.33	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 100% เมื่อทำการควบคุมแบบ- แรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 139
7.34	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 70% เมื่อทำการควบคุมแบบ- แรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 140
7.35	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 50% เมื่อทำการควบคุมแบบ- แรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 140
7.36	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 20% เมื่อทำการควบคุมแบบ- แรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 141
7.37	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 10% เมื่อทำการควบคุมแบบ- แรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 141
7.38	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 100% เมื่อทำการควบคุมแบบ- ความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 142
7.39	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 70% เมื่อทำการควบคุมแบบ- ความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 142
7.40	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 50% เมื่อทำการควบคุมแบบ- ความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 143
7.41	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 20% เมื่อทำการควบคุมแบบ- ความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 143
7.42	ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 10% เมื่อทำการควบคุมแบบ- ความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป..... 144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ ถือได้ว่ามอเตอร์ไฟฟ้าได้มีส่วนสำคัญอย่างมากในวงการอุตสาหกรรม และการผลิต เพราะถือได้ว่ามอเตอร์ไฟฟ้านั้นเป็นอุปกรณ์ขั้นพื้นฐานที่จำเป็นในการขับเคลื่อนภายในโรงงานอุตสาหกรรม และยังมีความปลอดภัยในการใช้งานมากกว่าการใช้เครื่องจักรกลที่ใช้ น้ำมัน รวมไปถึงมลภาวะทางเสียง และทางอากาศก็น้อยกว่า การพัฒนาโครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้านั้นจึงมีการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นเรื่อยมาเป็นลำดับ รวมไปถึงการนำมอเตอร์ไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆก็เกิดขึ้นมามากมาย ไม่ว่าจะเป็นในด้านสายพานลำเลียง ระบบเครื่องปรับอากาศ รถไฟฟ้า เทคโนโลยีระบบอัตโนมัติ (Automation Technology) หรือการทำงานของหุ่นยนต์อุตสาหกรรมที่เลียนแบบร่างกายของมนุษย์ รวมไปถึงอุปกรณ์ขนาดเล็กและมีเทคโนโลยีสูงอย่างเครื่องเสียงหรือฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์ สิ่งที่พัฒนาควบคู่กันมากับมอเตอร์ไฟฟ้าก็คือระบบควบคุมหรือระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า เพราะถือว่าการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้านั้นมีหลากหลายจนโครงสร้างของตัวมอเตอร์เอง หรืออุปกรณ์ทางกลประเภทเฟืองทดที่ต่อเข้ามาไม่เพียงพอกับความต้องการกับการใช้งานด้านระบบขับเคลื่อนไฟฟ้าในอุตสาหกรรมที่เป็นไปอย่างรวดเร็ว ซึ่งมีผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพของขบวนการผลิต การพัฒนาของระบบขับเคลื่อนตั้งแต่อดีตจนมาถึงปัจจุบันนั้นทำให้เรามีระบบขับเคลื่อนที่หมุนได้ด้วยความเร็วคงที่ ปรับความเร็วไปที่ความเร็วต่างๆ ได้อย่างรวดเร็วและมีความเที่ยงตรง สามารถควบคุมรอบบิดที่เกิดจากสนามแม่เหล็กของมอเตอร์ไฟฟ้าเพื่อทำการดึงการรีด และการหมุน สามารถควบคุมการหมุนของตัวหมุนไปหยุดในตำแหน่งที่ต้องการ (Position Control) ดังนั้นจะพบว่าระบบขับเคลื่อนไฟฟ้าที่ขับเคลื่อนเครื่องจักรที่ใช้ในอุตสาหกรรมจะต้องมีการพัฒนาให้เหมาะสม กับความเจริญก้าวหน้าของเทคโนโลยี ถ้าไม่มีการปรับปรุงให้ทันกับการพัฒนาไปของระบบการใช้งานที่มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้นจะมีผลทำให้เกิดสภาพด้อยทางด้านการแข่งขันการผลิตชิ้นงานผลิตภัณฑ์ในหลายๆ ด้าน

การใช้อินเวอร์เตอร์ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมให้แรงดันต่อความถี่มีค่าคงที่ (V/Hz Constant) ถือได้ว่าเป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมอย่างมากในปัจจุบัน โดยหลักการคือการจ่ายแรงดันและความถี่ให้แก่มอเตอร์ทางด้านสเตเตอร์ให้มีอัตราส่วนที่เท่ากัน ซึ่งทำให้ขนาดของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าประมาณคงที่ที่ค่าพิกัด การพัฒนาส่วนใหญ่จะมุ่งเน้นประเด็นในเรื่องของช่วงความเร็วรอบที่กว้าง ให้ผลตอบสนองต่อแรงบิดโหลดที่ดี แต่การทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้นก็เป็นสิ่งที่จะต้องให้ความสำคัญด้วย เนื่องจากค่าใช้จ่ายในการใช้พลังงานมีแนวโน้มสูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นเรื่อยๆ การค้นคว้าเพื่อพัฒนาระบบแปรรูปพลังงานจึงเป็นเรื่องที่ต้องคำนึงถึงมากขึ้น ในการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่นั่นยังมีข้อจำกัดในเรื่องของประสิทธิภาพที่แปรผันตามภาระโหลด ถ้าแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์มีค่าสูง (V/Hz สูง) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss) จะมีค่ามาก แต่ถ้าแรงดันมอเตอร์ลดลงต่ำ (V/Hz ต่ำ) จะทำให้กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กลดลงแต่กำลังงานสูญเสียในตัวนำ (Copper Loss) จะมีค่าสูง ดังนั้นถ้ามอเตอร์ได้รับค่าแรงดันและกระแสที่เหมาะสม (Iron Loss เท่ากับ Copper Loss) แล้วยังสามารถทำงานที่ตำแหน่งปฏิบัติการที่ต้องการได้ ก็จะทำให้การขับเคลื่อนมอเตอร์มีค่าประสิทธิภาพสูง [1]

สำหรับการควบคุมแบบระบบปิด (Closed Loop) ที่มีการป้อนกลับของลูความเร็วนั้น ระบบสามารถรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ได้ โดยการควบคุมให้ความถี่ไฟในโรเตอร์ (ความถี่สลิป) มีค่าคงที่ในแต่ละสถานะโหลด แต่ความถี่สลิปซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบนี้ไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีค่าสูงในทุกๆสถานะการทำงาน ในสถานะโหลดเบาการลดแรงดันลง (V/Hz ลดลง) โดยการควบคุมความถี่สลิปให้มีค่าที่เหมาะสมสามารถทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นได้เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ ทั้งนี้เนื่องมาจากผลลัพธ์จากการควบคุมแบบคงค่าแรงดันต่อความถี่ในสถานะโหลดเบาจะมีค่ามากเกินไปสำหรับแรงบิดที่ต้องการ ส่งผลให้กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าสูง ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำกว่าที่ควรจะเป็น ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม (Optimum Slip Control) ระบบปิดที่มีการป้อนกลับของลูความเร็วเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยยังคงสามารถรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่เหมือนกับการทำงานแบบแรงดันต่อความถี่ที่ทั่วไป

การพัฒนาสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ในช่วงแรกได้อาศัยระบบอนาล็อกในเทคนิคที่เรียกว่า “Natural sampled” ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีราคาถูกและออกแบบได้ง่าย แต่ก็ยังขาดความมีเสถียรภาพการยึดหยุ่นในการทำงาน ผลของอุณหภูมิ (Thermal Drift) ที่ทำให้ความแม่นยำของอุปกรณ์เปลี่ยนแปลงไป ค่าระดับไฟดิซี (DC Offsets) ที่เกิดขึ้น และความไม่สมบูรณ์แบบของขนาดและแรงดันในสัญญาณไซน์ 3 เฟส ล้วนแล้วแต่เป็นปัญหาที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นในระบบอินเวอร์เตอร์ การพัฒนาของโลกดิจิทัลและไมโครโปรเซสเซอร์ที่ก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วได้มีบทบาทและเข้ามาแทนที่เพื่อจะแก้ปัญหาต่างๆที่เกิดจากการควบคุมในระบบอนาล็อกโดยเป็นเทคนิคที่เรียกว่า “Regular Sampled” ซึ่งทำให้ระบบการควบคุมมีความแม่นยำ น่าไว้วางใจ มีความยืดหยุ่นและมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น สามารถทำการจำกัดขอบเขตฮาร์โมนิกส์ ค่าความผิดเพี้ยนของทั้งแรงดันและกระแสในระบบ จนไปถึงค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในอุปกรณ์สวิตช์ ในยุคแรกของการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในอินเวอร์เตอร์นั้นก็มีจำกัดในการใช้งานพอสมควร ไม่ว่าจะเป็นเรื่องของหน่วยความจำที่ต้องต่อจากภายนอก ขีดจำกัดของความเร็วในการประมวลผล ความต้องการในการ

เอกสารนี้ใช้อุปกรณ์ภายนอกประเภทวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D Converter) หรือวงจรนับ วงจรไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไทเมอร์ภายนอกมาช่วยเสริมทำให้การทำงานมีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น แต่ในปัจจุบันปัญหาที่เกิดจากการใช้งานที่ค่อนข้างจะยุ่งยากซับซ้อนของการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นถูกแก้ไขให้ดีขึ้นเป็นลำดับ ไม่ว่าจะเป็นการพัฒนาให้มีขีดจำกัดความเร็วที่สูงขึ้น การสร้างอุปกรณ์เสริมที่วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล วงจรนับ, ไทเมอร์ ไว้ภายในทำให้การใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในงานอินเวอร์เตอร์ไครฟ์ไม่ใช่ว่าเรื่องยากอีกต่อไป จากเหตุผลที่ได้กล่าวไปข้างต้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มีการนำไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบความถี่ สลิปเหมาะสมระบบปิดที่มีการป้อนกลับของรูปความเร็วเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่แบบเดิม พร้อมทั้งยังได้กล่าวถึงวิธีการทำงานของระบบ และการออกแบบการทำงานของวงจรทั้งหมดพร้อมทั้งได้มีการเปรียบเทียบกับการจำลองทางคอมพิวเตอร์เพื่อให้ความเข้าใจมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะได้อธิบายถึงในหัวข้อต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ความมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือต้องการนำเสนอการปรับปรุงค่าประสิทธิภาพของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ลูปวงปิดที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบกับ การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ กับการควบคุมแบบค่าความถี่สลิปเหมาะสม ซึ่งในการขับเคลื่อนที่สภาวะโหลดเบา นั้นค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์สำหรับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่จะมีค่าสูงเกินความจำเป็น ดังนั้นการเปลี่ยนการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์มาทำการปฏิบัติงานที่จุดความถี่สลิปเหมาะสมจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียในช่วงโหลดเบาได้ โดยการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมลูปวงปิดยังคงสามารถรักษาความเร็วรอบให้มีค่าคงที่ได้ถึงแม้จะมีการเพิ่มภาระโหลด โดยจะมีการป้อนกลับของรูปความเร็วที่ได้จากอุปกรณ์วัดความเร็ว (Encoder) เพื่อคำนวณค่าความถี่สลิปให้มีค่าที่เหมาะสมตามทฤษฎีที่จะได้นำเสนอต่อไป ควบคุมการทำงานทั้งหมดโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ พร้อมทั้งยังมีการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อหาค่าประสิทธิภาพ, พลังงานสูญเสีย รวมไปถึงการปรับปรุงประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ดีขึ้นด้วย

1.3 วิธีการวิจัย

1. ศึกษาและค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสารต่างๆ และตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับการใช้งานอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในเทคนิคต่างๆ รวมทั้งเทคนิคการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วิเคราะห์และออกแบบการจำลองทางคณิตศาสตร์ของหลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์ ด้วยวิธีการปรับค่าแรงดันต่อความถี่ที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสมด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปทางคอมพิวเตอร์เพื่อให้มีความเข้ามามากยิ่งขึ้น

3. ศึกษา และออกแบบการใช้งานตัวไมโครคอนโทรลเลอร์
4. ศึกษา และออกแบบส่วนของฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในโครงงานวิจัย
5. ทดลองและแก้ไขความมีเสถียรภาพของวงจรที่ใช้ในการทำงานวิจัยในแต่ละส่วน
6. นำแต่ละส่วนมาประกอบรวมกันและทดลองร่วมกันทั้งหมด
7. แก้ไข, ปรับปรุงวงจรและทำการทดสอบวงจรทั้งหมด
8. เก็บผลที่ได้จากการทดลองเทียบกับการจำลอง
9. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง
10. จัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1. จะต้องวิเคราะห์หลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยใช้หลักการควบคุมความถี่สลิปเหมาะสมเพื่อใช้ในการเขียน โปรแกรมและออกแบบวงจร
2. การควบคุมดังกล่าวจะต้องใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นตัวประมวลผลและสั่งการควบคุมวงจรทั้งหมด
3. จะต้องสร้างเครื่องต้นแบบของชุดอินเวอร์เตอร์และฮาร์ดแวร์ทั้งหมดที่ใช้กับหลักการดังกล่าวเพื่อทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 2 แรงม้า

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ขั้นตอนในการวิจัยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษา วิเคราะห์ เพื่อออกแบบและทดลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยวิธีการควบคุมความถี่สลิปให้เหมาะสม ซึ่งรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์สามารถแบ่งเป็นบทๆ ได้ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา วิธีการวิจัย ขอบเขตของงานวิจัย โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานมอเตอร์และการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ชนิดของอินเวอร์เตอร์, รูปแบบของการมีอคตูลต, คุณสมบัติและหลักการต่างๆ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

บทที่ 3 ทฤษฎีและการใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ องค์กรประกอบและ โครงสร้างต่างๆ การนำไปประยุกต์ใช้ในงานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 อธิบายถึงสาเหตุและการเกิดขึ้นของการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากแหล่งจ่ายที่เป็นสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม พร้อมทั้งวิเคราะห์ถึงกำลังงานสูญเสียต่างๆและประสิทธิภาพของมอเตอร์

บทที่ 5 อธิบายถึงหลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม และวิเคราะห์คุณสมบัติที่ได้จากหลักการพร้อมทั้งทำการจำลองผลที่ได้ด้วยคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรม Matlab ในส่วนของ M-file

บทที่ 6 การออกแบบและการสร้าง หลักการออกแบบวงจรกำลัง ชุดควบคุมการทำงาน ระบบป้องกัน ระบบควบคุมความเร็วรอบจากอุปกรณ์ตรวจวัด และการออกแบบโครงสร้างทางซอฟต์แวร์สำหรับการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่สภาวะการทำงานที่แรงบิดโหลดต่างๆ และแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่เพิ่มสูงขึ้น

บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ภาคผนวก ก. ข้อมูลในแผ่นป้าย (Name plate) และค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

ภาคผนวก ข. เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ค. เครื่องต้นแบบและภาพโครงการโดยรวมของโครงงานวิจัย

ภาคผนวก ง. กล่าวถึงผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในการประชุมทางวิศวกรรม

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. มีความเข้าใจในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และการใช้อินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์ พร้อมทั้งเทคนิคต่างๆที่ใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ
2. รู้จักและสามารถใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ มาประยุกต์ใช้งานต่างๆ รวมไปถึงการควบคุมระบบทั้งหมดที่ใช้ในงานวิจัยด้วย
3. รู้จักการแก้ปัญหาที่ผลที่เกิดขึ้นจากการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆได้
4. รู้จักการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทำงานของระบบการควบคุมทั้งหมดได้
5. เป็นพื้นฐานในการนำไปสู่การพัฒนาระบบงานที่เกี่ยวข้องกับศาสตร์สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ง่าย
6. สามารถนำเทคนิคการควบคุมความถี่สลิปเหมาะสม ไปประยุกต์ใช้งานด้านประหยัดพลังงานได้จริงภายในภาคอุตสาหกรรม

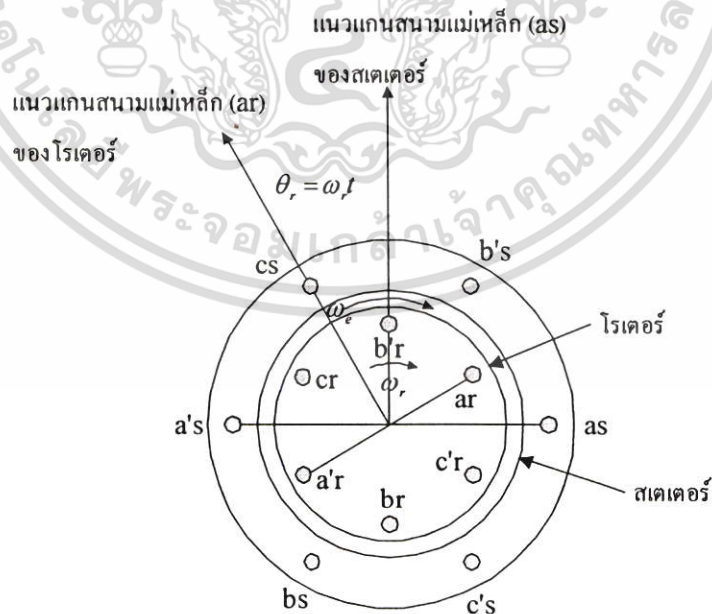
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 บทนำเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การนำมอเตอร์เหนี่ยวนำมาใช้งานที่มีการปรับความเร็วรอบเริ่มมีใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ดังนั้นถ้าต้องการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำจำเป็นต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับโครงสร้างของตัวมอเตอร์ให้ดีเสียก่อน ซึ่งการศึกษาโครงสร้างโดยรวมของตัวมอเตอร์จะทำให้มีความเข้าใจในการนำไปประยุกต์ออกแบบระบบควบคุมต่อไป ภาพที่ 2.1 แสดงถึงลักษณะการวางขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ 3 เฟส 2 ขั้วแม่เหล็กในอุดมคติ ซึ่งแต่ละเฟสของสเตเตอร์ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก 1 ชุด ส่วนโรเตอร์นั้นจะมีทั้งแบบที่เป็นแบบโรเตอร์พันขดลวด (Wound Rotor) ซึ่งที่ปลายของโรเตอร์จะต่อกับตัวต้านทานภายนอกเพื่อช่วยในการปรับแรงบิดในช่วงเริ่มสตาร์ท และแบบโรเตอร์กรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor) ที่ปลายของแกนโรเตอร์ทั้งสองข้างจะเชื่อมต่อกัน โดยวงแหวนอลูมิเนียม เมื่อต่อไฟให้ขดลวดบนสเตเตอร์จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนตัดผ่าน โรเตอร์ส่งผลให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและแรงบิดที่ทำให้โรเตอร์หมุน ดังนั้นจึงเรียกเครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทนี้ว่า เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ



ภาพที่ 2.1 โครงสร้างการวางขดลวดของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้วแม่เหล็ก

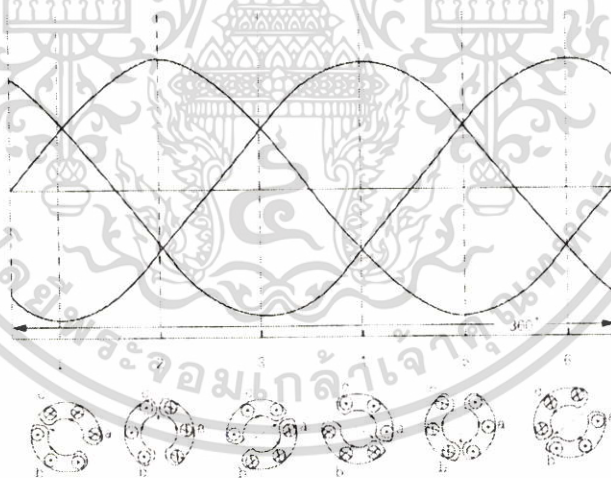
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 การกำเนิดแรงบิด

จากภาพที่ 2.1 เมื่อเราจ่ายไฟ 3 เฟสเข้าไปที่สเตเตอร์ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นในช่องอากาศระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์ดังแสดงในภาพที่ 2.2 โดยที่สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนรอบสเตเตอร์ด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ [2]

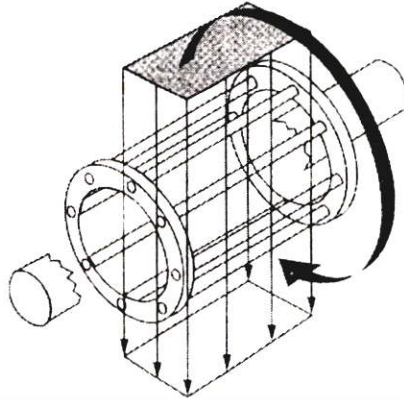
$$N_s = \frac{120f_s}{P} \quad (2.1)$$

เมื่อ N_s คือความเร็วซิงโครนัสมีหน่วยเป็น rpm, f_s คือความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่จ่ายเข้าไป และ P คือจำนวนขั้วแม่เหล็ก และในทันทีที่เกิดสนามแม่เหล็กหมุนรอบสเตเตอร์ ตัวโรเตอร์ซึ่งวางอยู่ภายในสเตเตอร์ก็จะตกอยู่ภายใต้อิทธิพลของสนามแม่เหล็กหมุนนี้ ส่งผลให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและกระแสไฟฟ้าไหลภายในวงจรของโรเตอร์ซึ่งมีลักษณะลัดวงจร ดังภาพที่ 2.3 ทิศทางของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนโรเตอร์ที่เกิดขึ้นจะเป็นไปในลักษณะที่ทำให้กระแสเหนี่ยวนำเกิดขึ้นในทิศทางที่ต่อต้านกับการเปลี่ยนแปลงที่ทำให้เกิดขึ้นมา หลักการกำเนิดแรงเคลื่อนและกระแสเหนี่ยวนำนี้ก็คือกฎของเลนซ์ที่รู้จักกันดีนั่นเอง

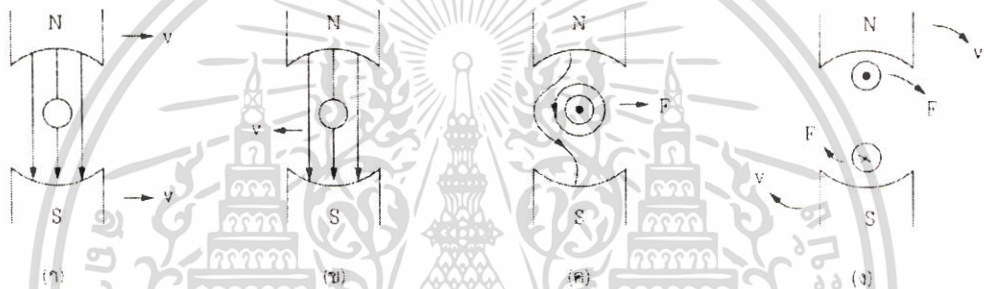


ภาพที่ 2.2 การเกิดสนามแม่เหล็กหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.3 โรเตอร์ภายใต้อิทธิพลของสนามแม่เหล็กหมุน



ภาพที่ 2.4 หลักการเกิดกระแสเหนี่ยวนำและแรงบิดบนโรเตอร์

จากภาพที่ 2.4 (ก) สมมุติว่าเรามีแม่เหล็กคู่หนึ่งเพื่อสร้างสนามแม่เหล็กและให้สนามแม่เหล็กนี้วิ่งตัดผ่านแท่งตัวนำไปทางขวาด้วยความเร็ว v จากหลักการความเร็วสัมพันธ์เราอาจกล่าวได้และมีผลเหมือนกับว่าสนามแม่เหล็กอยู่กับที่ และตัวนำถูกทำให้วิ่งไปทางซ้ายด้วยความเร็ว v แทน ดังแสดงในรูป 2.4 (ข) ใช้กฎของเลนซ์เราก็มจะได้ว่า กระแสเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะต้องมีทิศทางที่ทำให้เกิดแรงผลักรตัวนำไปทางขวาทั้งนี้เพื่อต่อต้านการเคลื่อนที่ไปทางซ้ายซึ่งทิศทางดังกล่าวในกรณีนี้ก็ คือ กระแสต้องมีทิศออกจากหน้ากระดาษดังรูป 2.4 (ค) เมื่อพิจารณาแท่งตัวนำ 2 ตัวที่ประกบกันเป็นโรเตอร์ที่มีสนามแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์หมุนตัดผ่าน ก็จะทำให้ได้แรงบิดเกิดขึ้นบนโรเตอร์ตามรูป 2.4 (ง) และนี่คือหลักการกำเนิดแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในเครื่องจักรกลไฟฟ้าประเภทหมุนทุกประเภททั้งกระแสตรงและกระแสสลับจะมีปรากฏการณ์และพฤติกรรมของเครื่องกำเนิดและมอเตอร์อยู่ในเวลาเดียวกันยกตัวอย่างเช่นในกรณีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นกระแสตรงหรือกระแสสลับ สมมุติว่าเราให้เครื่องต้นกำลังหมุนเครื่องกำเนิดไปทางขวา เมื่อเครื่องกำเนิดจ่ายกระแสให้โหลดก็จะมีแรงมาต้านการหมุนของเครื่องต้นกำลังซึ่งแรงนี้ก็คือปฏิกิริยาแบบมอเตอร์เนื่องจากกระแสที่จ่ายให้โหลด (Motoring Action).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกันในกรณีของมอเตอร์ ไม่ว่าจะเป็นคระแสดตรงหรือกระแสลับ เมื่อเราจ่ายไฟให้มอเตอร์ หมุนแล้วก็จะเกิดมีแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำด้านกลับ (Back Emf) ขึ้นมาตัวหนึ่งเสมอ และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำด้านกลับนี้ก็คือปฏิกิริยาแบบเครื่องกำเนิดเมื่อมีสนามแม่เหล็กหมุนตัดผ่านขดลวด (Generating Action)

อย่างไรก็ดีในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้ หากขาดซึ่งความเร็วที่แตกต่างระหว่างสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์กับความเร็วของตัวโรเตอร์เองแล้ว การเหนี่ยวนำย่อมไม่เกิดขึ้น แต่เมื่อใดก็ตามที่มอเตอร์มีโหลดแม้แต่เพียงแค່แรงเสียดทานต่อการหมุนของโรเตอร์เอง ก็จะทำให้โรเตอร์หมุนช้ากว่าสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ทันที การที่โหลดทำให้โรเตอร์หมุนช้ากว่าสนามแม่เหล็กนี้เราเรียกว่าเกิดการไถล และเรามักเรียกค่าไถลด้วยการเรียกทับศัพท์ว่าค่าสลลิป (Slip) โดยเราให้นิยามของค่าสลลิปตามปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นว่า “สลลิป” หมายถึงค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ กับความเร็วของโรเตอร์ $N_s - N_r$ และสามารถเขียนเป็นค่า สลลิปต่อหนึ่งหน่วย (Per Unit Slip) ได้ดังนี้

$$s = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \quad (2.2)$$

เมื่อ ω_s คือ ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์
 ω_r คือ ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์
 ω_{sl} คือ ความเร็วเชิงมุมของสลลิป

โดยปกติเรามักจะเรียกค่าสลลิปหนึ่งหน่วยว่าสลลิปเฉยๆ แต่ถือเป็นเข้าใจว่าหมายถึง สลลิปต่อหนึ่งหน่วย เช่น สลลิป=0 หมายความว่าไม่มีสลลิป คือความเร็วโรเตอร์เท่ากับความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ ในขณะที่สลลิป=1 หมายความว่ามอเตอร์หยุดนิ่งไม่มีการหมุน การที่โรเตอร์ถูกสนามแม่เหล็กบนสเตเตอร์หมุนตัดผ่านด้วยความเร็ว ω_{sl} นี้ทำให้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำบนโรเตอร์มีความเร็วเชิงมุมเท่ากับ ω_{sl} เช่นกัน ค่า ω_{sl} นี้จะขึ้นอยู่กับโหลด เพราะเมื่อโหลดมากขึ้นก็จะมีผลทำให้โรเตอร์หมุนช้าลงและส่งผลต่อเนื่งทำให้ $\omega_s - \omega_r$ มีค่ามากขึ้น กล่าวคือโรเตอร์จะถูกสนามแม่เหล็กตัดผ่านด้วยความเร็วมากขึ้นตามกฎของฟาราเดย์ เมื่อการหมุนตัดมีความเร็วมากขึ้น แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำก็ยิ่งมากขึ้นตามสมการ $\mathcal{E} = -N \frac{d\phi_B}{dt}$ ผลก็คือกระแสในตัวโรเตอร์มากขึ้น และด้วยหลักการเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อกระแสในด้านทุติยภูมิมากขึ้นก็ส่งผลให้กระแสในสเตเตอร์ซึ่งเป็นกระแสปฐมภูมิมีค่ามากขึ้น เราจึงกล่าวได้ว่าภาระทางกลจะถูกส่งผ่านเข้ามาสู่ภาระทางไฟฟ้าในรูปของค่าสลลิปหรือค่าความแตกต่างระหว่าง ω_s กับ ω_r นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากว่าตัวโรเตอร์เองก็หมุนด้วยความเร็ว ω_r อยู่แล้ว ดังนั้นแรงเคลื่อนแม่เหล็กบนโรเตอร์ จึงหมุนด้วยความเร็ว $\omega_r + \omega_{sl} = \omega_s$ เทียบกับจุดหยุดนิ่งบนสเตเตอร์ ซึ่งความเร็วเชิงมุมนี้ก็เป็น ความเร็วเชิงมุมเดียวกับสนามแม่เหล็กบนสเตเตอร์ ดังนั้นแรงบิดจึงเกิดจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจาก สนามแม่เหล็กทั้ง 2 ตัวนี้รวมกันทางเวกเตอร์ และหาได้จากสมการ

$$T = \pi \left(\frac{P}{2} \right) l r B_p F_p \sin \delta \quad (2.3)$$

เมื่อ l คือ ความยาวตามแนวแกนของตัวนำที่อยู่ภายใต้อิทธิพลของสนามแม่เหล็ก

r คือ รัศมีของโรเตอร์

B_p คือ ค่าสูงสุดของความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กในช่องอากาศ (Air gap flux density)

F_p คือ ค่าสูงสุดของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนโรเตอร์ (Rotor mmf)

สมการที่ (2.3) นี้สามารถเขียนได้อีกรูปหนึ่งคือ

$$T = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) |\bar{\psi}_m| |\bar{I}_r| \sin \delta \quad (2.4)$$

เมื่อ $|\bar{\psi}_m|$ คือ ค่าสูงสุดของสนามแม่เหล็กต่อขั้วแม่เหล็ก

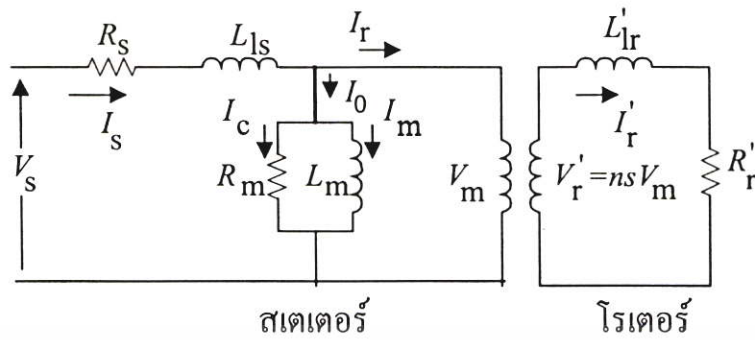
$|\bar{I}_r|$ คือ กระแสสูงสุดบนโรเตอร์

2.1.2 วงจรสมมูล

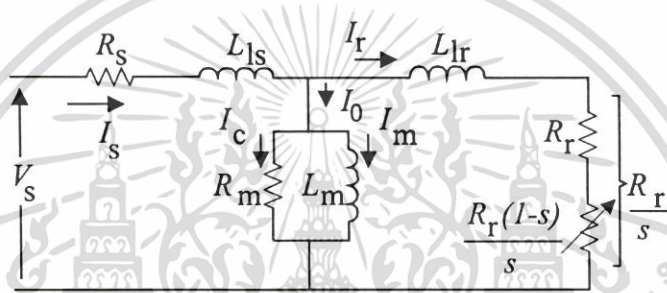
ตามที่เราได้ทราบแล้วว่า โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งจะ ประกอบไปด้วยส่วนประกอบหลักๆ 2 ส่วนด้วยกันนั่นก็คือในส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมิ และ ขดลวดด้านทุติยภูมิ เพียงแต่ต่างกันตรงที่ด้านทุติยภูมิของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถหมุนได้ ดังนั้น เราจึงสามารถเขียนวงจร สมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ในลักษณะเดียวกันกับหม้อแปลงไฟฟ้าทุก ประการดังแสดงในภาพที่ 2.4 พลังงานที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะจ่ายผ่านทางด้านสเตเตอร์ เท่านั้น แล้วเหนี่ยวนำพลังงานไปสู่ด้าน โรเตอร์ซึ่งสามารถเรียกพฤติกรรมที่เกิดขึ้นแบบนี้ว่า “Singly Excited” ซึ่งต่างจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบซิงโครนัสที่จะต้องมียุคฟิวส์อิสระต่อภายนอกหรือที่เรียกว่า “Doubly Excited” กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถ พิจารณาได้จากการไหลของพลังงานผ่านวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งถ้ามีความเข้าใจ

เกี่ยวกับวงจรสมมูลของตัวมอเตอร์แล้วก็จะทำให้การศึกษารูปแบบของกำลังงานการสูญเสียเป็นไป ได้ง่ายยิ่งขึ้น

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2.5 วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำ

- เมื่อ V_s คือ แรงดันต่อเฟสที่ป้อนให้มอเตอร์
- I_s คือ กระแสต่อเฟสทางด้านสเตเตอร์
- R_s คือ ความต้านทานต่อเฟสทางด้านสเตเตอร์
- L_{ls} คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของสเตเตอร์
- L_m คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของสนามแม่เหล็ก
- R_m คือ ความต้านทานแทนการสูญเสียของแกนเหล็ก
- I_r คือ กระแสต่อเฟสทางด้านโรเตอร์ที่ย้ายมาทางสเตเตอร์
- R_r คือ ความต้านทานต่อเฟสทางด้านโรเตอร์ที่ย้ายมาทางสเตเตอร์
- L_{lr} คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของโรเตอร์
- I_m คือ กระแสแมกนีไตซิ่ง (magnetizing current) ต่อเฟส
- I_c คือ กระแสที่ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก
- I_0 คือ กระแสที่ทำให้เกิด exciting current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.4

$$I_r = nI_r' = \frac{n^2 s V_m}{R_r' + j\omega_s L_r'}$$

$$I_r = \frac{V_m}{\left(\frac{R_r}{s}\right) + j\omega_s L_r} \tag{2.5}$$

โดยที่ค่าพารามิเตอร์ R_r และ I_r เป็นค่าที่โอนไปไว้ทางสเตเตอร์แล้ว จากภาพและสมการที่ (2.5) จะเห็นว่าถ้าค่า s ยิ่งมาก I_r ก็จะมีค่ามากขึ้น จุดที่มอเตอร์หยุดนิ่ง $s=1$ เปรียบเสมือนการลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง ในขณะที่ความเร็วซิงโครนัส $s=0$ เปรียบเสมือนการเปิดวงจรทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง การรับโหลดของมอเตอร์ก็จะถูกส่งผ่านเข้าสู่ระบบในรูปของการเปลี่ยนค่าสลิป s ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ถ้าโหลดน้อยค่าสลิป s ก็เข้าใกล้ 0 แต่ถ้าโหลดมากค่าสลิป s ก็วิ่งเข้าหา 1 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของวงจรมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถเขียนได้ดังภาพที่ 2.5 ซึ่งก็เป็นลักษณะเดียวกันกับของหม้อแปลงไฟฟ้าเช่นกัน



ภาพที่ 2.6 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.4) เราสามารถเขียนสมการอยู่ในรูปของขนาดได้คือ

$$T = k\psi_m I_r \sin \delta \quad (2.6)$$

เมื่อ k คือ ค่าคงที่ เนื่องจาก ω_m จะแปรผันโดยตรงกับ I_m ดังนั้น

$$T = k' I_m I_r \sin \delta \quad (2.7)$$

จากภาพที่ 2.5 หากประมาณว่า $R_m \rightarrow \infty$ จนทำให้ $I_c \rightarrow 0$ จะทำให้ $I_0 \cong I_m$ และถ้าหัด $V_m \cong 90^\circ$ และมีผลทำให้ $I_r \cos(\delta - 90^\circ) = I_s \sin \theta$ แต่เนื่องจาก $\cos(\delta - 90^\circ) = \sin \delta$ เราจึงเขียนสมการ T ใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} T &= k' I_m I_s \sin \theta \\ &= k' I_m I_a \end{aligned} \quad (2.8)$$

เมื่อ $I_a = I_s \sin \theta$ ซึ่งถือเป็นส่วนประกอบของแรงบิด (Torque component) ที่แฝงตัวอยู่ในกระแสเตเตอร์ สำหรับค่าทางไฟฟ้าอื่นๆสามารถสรุปได้ดังนี้

กำลังงานอินพุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์ $P_{in} = 3V_s I_s \cos \phi \quad (2.9)$

กำลังสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ $P_{cu-stat} = 3I_s^2 R_s \quad (2.10)$

กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก $P_{iron} = 3 \frac{V_m^2}{R_m} \quad (2.11)$

กำลังงานที่ข้ามช่องอากาศไปโรเตอร์ $P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \quad (2.12)$

กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ $P_{cu-rot} = 3I_r^2 R_r \quad (2.13)$

กำลังงานไฟฟ้าขาออก $P_o = P_g - P_{cu-rot} = 3I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \quad (2.14)$

เอกสารนี้เป็นกำลังงานเอาต์พุตทางกลของมอเตอร์เพื่อการศึกษานำไปใช้ประโยชน์ (2.15) ค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ P_{mech} คือกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านทานลม ส่วนกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กที่โรเตอร์นั้นได้ถูกนำไปรวมไว้กับสเตเตอร์ตั้งแต่เขียนวงจรสมมูลแล้ว

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad T &= \frac{P_o}{\omega_m} \\ &= \frac{3}{\omega_m} I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \end{aligned} \quad (2.16)$$

ω_m คือความเร็วเชิงมุมทางกลของโรเตอร์มีค่าเท่ากับ $\left(\frac{2}{P}\right)\omega_r$ สำหรับ $\omega_m = \left(\frac{2}{P}\right)\omega_r$ ซึ่ง ω_r คือความเร็วเชิงมุมของสนามแม่เหล็กบนโรเตอร์ เป็นความเร็วเชิงมุมในทางไฟฟ้า ซึ่งจะมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับความเร็วเชิงมุมทางกลของตัวโรเตอร์เองเสมอ ถ้าเป็นมอเตอร์ 2 ขั้ว ความเร็วของ ω_r และ ω_m ก็จะเท่ากัน เนื่องจากว่าในขณะที่สนามแม่เหล็กเดินทางจากขั้วหนึ่งไปยังอีกขั้วหนึ่งซึ่งถือเป็น 180° ไฟฟ้า ตัวโรเตอร์จริงๆ ก็จะเดินทางได้ระยะ 180° ทางกลเช่นกัน แต่ถ้าเป็นมอเตอร์ 4 ขั้ว ในขณะที่สนามแม่เหล็กเดินทางจากขั้วหนึ่งไปอีกขั้วหนึ่งซึ่งถือเป็น 180° ไฟฟ้า ตัวโรเตอร์จะหมุนไปได้เพียง 90° ทางกลเท่านั้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ $\omega_m = \left(\frac{2}{P}\right)\omega_r$

$$\text{จากสมการที่ (2.2)} \quad s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}, \quad \omega_r = \omega_s - s\omega_s = \omega_s(1-s)$$

$$\text{จะได้} \quad \omega_r = \omega_s - s\omega_s = (1-s)\omega_s \quad (2.17)$$

$$\omega_m = \left(\frac{2}{P}\right)(1-s)\omega_s \quad (2.18)$$

$$\text{แทนในสมการที่ (2.16) จะได้} \quad T = \frac{3I_r^2 R_r (1-s)}{s \left(\frac{2}{P}\right) (1-s)\omega_s} \quad (2.19)$$

แทนสมการที่ (2.12) ลงในสมการที่ (2.19) จะได้

$$T = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก

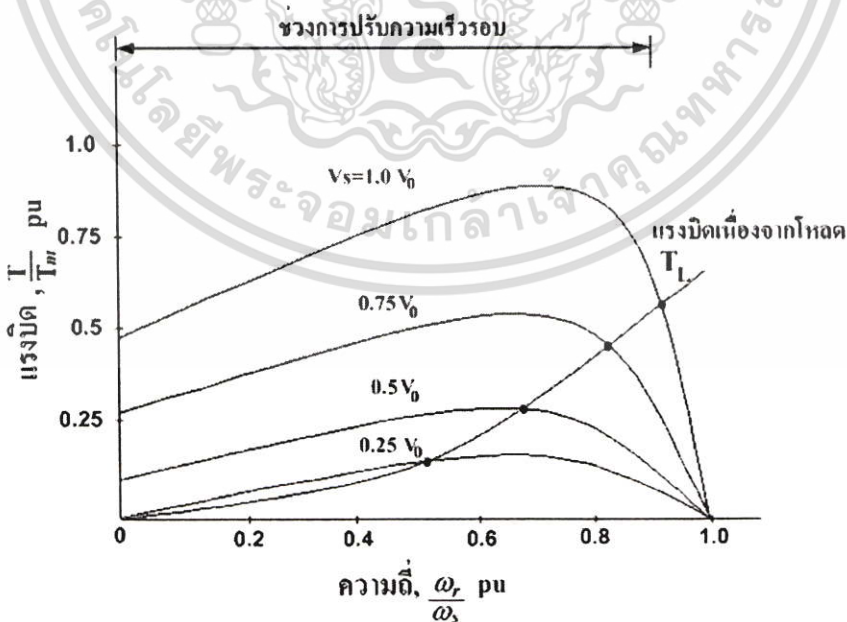
$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_s^2(L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (2.21)$$

แทนสมการที่ (2.19) จะได้

$$T = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{s \omega_s} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_s^2(L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (2.22)$$

2.1.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน

การปรับแรงดันสเตเตอร์โดยคงความถี่ไว้ถือเป็นวิธีควบคุมความเร็วรอบที่ง่ายที่สุด ซึ่งสามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น ไซ้เอซี ซอปเปอร์ (AC-Chopper) ควบคุมโดยปรับค่าความต้านทาน ออโต้ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (AUTO-transformer) และอื่นๆ ภาพที่ 2.6 แสดงเส้นโค้งความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์ซึ่งได้จากสมการที่ (2.22) โดยเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันในระดับต่างๆกัน ในรูปยังแสดงถึงเส้นกราฟของโหลด โดยยกตัวอย่างเป็นโหลดประเภทใบพัด ซึ่ง $T_L \propto \omega_r^2$ และแสดงจุดตัดระหว่างกราฟแรงบิดของโหลดและกราฟของแรงบิดมอเตอร์ที่แรงดันต่างๆกันไป จุดตัดที่เน้นคือจุดสมดุลการทำงานซึ่งมอเตอร์จะทำงาน ณ ตำแหน่งแรงบิด-ความเร็วรอบที่จุดตัดนั้น ปรากฏอยู่ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าสลิปมีค่ามากพอสมควร



ภาพที่ 2.7 กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อปรับแรงดันที่สเตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นผลให้สามารถปรับความเร็วรอบได้เป็นระยะกว้างพอสมควร แต่ต้องคำนึงถึงอย่างหนึ่งว่า ถ้าสลิปมากกระแสก็จะมากกว่าปกติที่โหลดเดียวกัน เนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำจะแปรผันโดยตรงกับ ω_{sl} ส่งผลต่อเนื่องให้กำลังงานสูญเสียในตัวนำมีค่ามากกว่าปกติตาม I^2R มอเตอร์ที่ใช้จึงต้องเป็นมอเตอร์ที่ออกแบบเพื่อรองรับการทำงานช่วงสลิปมากได้ เพราะขณะที่มอเตอร์ร้อนขึ้นแต่การระบายความร้อนมีน้อยลงเนื่องจากมอเตอร์มีความเร็วลดลง มอเตอร์พัดลมที่ใช้ตามบ้านเป็นตัวอย่างอีกอันหนึ่งของการควบคุมความเร็วด้วยการเปลี่ยนแรงดัน

2.1.4 ผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่

ถ้าเรานำสมการที่ (2.22) มาเขียนกราฟโดยเปลี่ยนแปลงความถี่ให้มากกว่าความถี่ที่กักในขณะ ที่แรงดันคงที่ ผลที่ได้จะเป็นดังภาพที่ 2.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าแรงบิดสูงสุดจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากว่าการที่ความถี่เพิ่มมากขึ้นทำให้ค่า ω_L มากขึ้น มีผลทำให้กระแสลดลง เมื่อกระแสลดลงฟลักแม่เหล็กในช่องอากาศ (air gap flux) ซึ่งเป็นผลผลิตโดยตรงของกระแสก็จะลดลงตาม แรงบิดของมอเตอร์ซึ่งเกิดจากแรงปฏิกิริยาของสนามแม่เหล็กก็จะลดลงด้วย แรงบิดสูงสุดแสดงได้ด้วยสมการที่ (2.23)

$$T_m = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_{slm} R_r}{R_r^2 + \omega_{slm}^2 L_{lr}^2} \quad (2.23)$$

โดยที่

$$s_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (2.24)$$

ถ้าไม่คิด R_s และ L_{ls} จะได้

$$s_m = \pm \frac{R_r}{\omega_s L_{lr}} \quad (2.25)$$

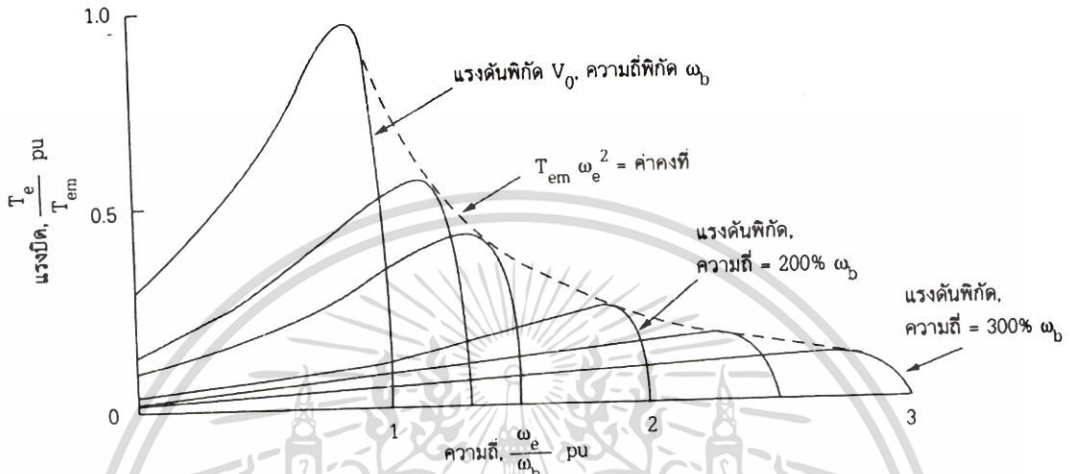
$$s_m \omega_s = \pm \frac{R_r}{L_{lr}} \quad (2.26)$$

$$s_m \omega_s = \omega_{slm} \quad (2.27)$$

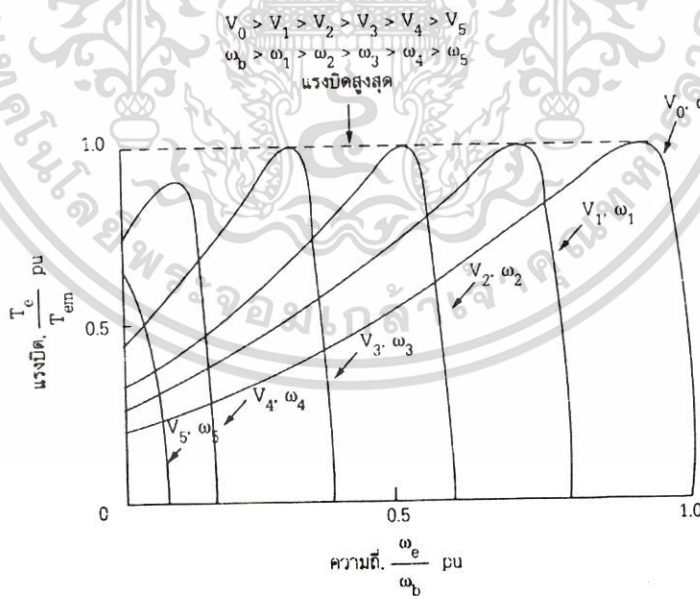
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{slm} = \pm \frac{R_r}{L_{lr}} \tag{2.28}$$

เมื่อ ω_{slm} คือความถี่สลิปที่ค่าแรงบิดสูงสุด



ภาพที่ 2.8 กราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่



ภาพที่ 2.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบที่อัตราส่วน V_s/ω_s คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำค่าไปแทนลงในสมการที่ 2.23 จะได้

$$T_m \omega_s^2 = \text{constant} \quad (2.29)$$

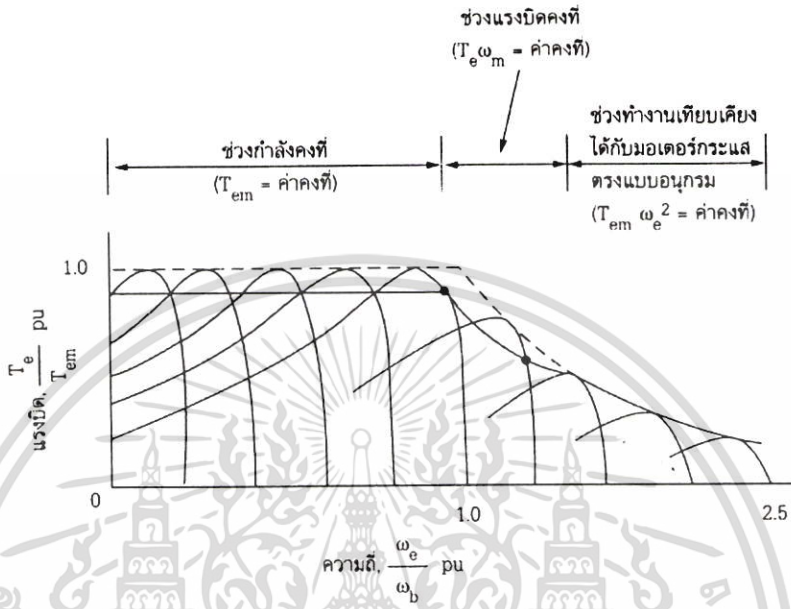
ในทางตรงกันข้ามถ้าเราลดความถี่ลงในขณะที่คงค่าแรงดันไว้ ผลก็คือ ω_L ลดลง ซึ่งจะส่งผลให้กระแสมากขึ้น เป็นสาเหตุให้ฟลักแม่เหล็กในช่องอากาศมากขึ้นเรื่อยๆ และเกิดการอิ่มตัว (saturation) ในที่สุด นอกจากนี้กระแสที่มากขึ้นจะทำให้มอเตอร์ร้อนกว่าปกติ ดังนั้นการปรับความถี่ในพื้นที่ของกราฟที่ต่ำกว่าความถี่พิกัดนั้นเราจึงจำเป็นต้องลดค่าแรงดันลง เพื่อคงค่าความหนาแน่นของฟลักแม่เหล็กไว้ไม่ให้มากเกินไป ภาพที่ 2.8 แสดงกราฟความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบ ซึ่งเป็นผลจากการคงค่า V_s/ω_s ให้คงที่ไว้ ค่าแรงบิดสูงสุดซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (2.23) จึงมีค่าคงที่ ยกเว้นที่บริเวณความถี่ต่ำๆ ซึ่ง ณ บริเวณนั้นแรงดันก็ต่ำด้วยเป็นผลทำให้สัดส่วนของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานในขดลวดต่อแรงดันที่ป้อนมีค่าเด่นชัดขึ้น กระแสที่ควรจะคงที่จึงตกลง ซึ่งเป็นผลให้ความหนาแน่นของฟลักแม่เหล็กลดลงและแรงบิดก็ลดลงในที่สุด เพื่อเป็นการแก้ปัญหาในย่านความถี่ต่ำๆ จึงมักจะเพิ่มแรงดันเข้าไป เพื่อเอาชนะแรงดันตกคร่อม (voltage drop) ที่เกิดขึ้นที่สเตเตอร์ ซึ่งเราเรียกแรงดันในส่วนนี้ว่า “boost voltage” โดยทั่วไปแล้วเราจะเรียกระบบควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีเปลี่ยนแปลงทั้งแรงดันและความถี่ว่า VVVF (Variable Voltage, Variable Frequency)

ในการควบคุมให้มอเตอร์ทำงานนั้นโดยปกติแล้วเราจะไม่ใช้งานมอเตอร์ที่ค่า T_m แต่เราจะลดลงมาตามการใช้งานจริง นอกจากนี้เรายังนิยมที่จะกำหนดให้ค่าแรงบิดสูงสุดของการใช้งานมีค่าต่ำกว่า T_m ซึ่งมีผลทำให้ T ที่ใช้งานจริงนั้นมีค่าน้อยกว่า T_m ทั้งยังทำให้การทำงานของมอเตอร์มีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้นเมื่อภาระของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง ดังที่ได้แสดงไว้ในภาพที่ 2.9 จากภาพที่ 2.9 จะเห็นว่า หลังจากบริเวณแรงบิดคงที่ (constant-torque region) เราสามารถกำหนดให้มอเตอร์ทำงานในบริเวณกำลังคงที่ (constant-power region) ได้ เพราะ ณ บริเวณนี้ถือเป็นบริเวณที่แรงดันจะเพิ่มขึ้นต่อไปไม่ได้แล้วเนื่องจากถึงค่าพิกัด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องคงค่าแรงดันไว้ เมื่อเราเพิ่มความถี่ให้มากขึ้นมากกว่าความถี่พิกัด ลักษณะของเส้นโค้งคุณสมบัติก็จะเปลี่ยนไปเหมือนกับภาพที่ 2.7 ซึ่งจะเห็นว่านับจากจุดความถี่พิกัดนี้ ค่าแรงบิดสูงสุดที่มอเตอร์สามารถรับได้จะเป็นไปตามเส้นประ อย่างไรก็ตามถ้าเราไม่ได้ให้มอเตอร์รับภาระที่แรงบิดสูงสุด เราก็สามารถกำหนดให้มอเตอร์ทำงานในลักษณะกำลังคงที่ได้ตามแนวของเส้นทึบ โดยมีช่วงการทำงานอยู่ระหว่างความถี่พิกัดกับจุดที่เส้นทึบกับเส้นประชนกันพอดี การกำหนดให้มอเตอร์ทำงานที่กำลังคงที่นี้จะเป็นไปได้ใน 2 ลักษณะ สำหรับวิธีแรกที่ทำได้คือการกำหนดแรงบิด T ที่เหมาะสมเพื่อทำให้ $T\omega_m$ มีค่าคงที่ ค่า T นี้จะค่อยๆ เขยิบเข้าใกล้ T_m มากขึ้นเรื่อยๆ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ผลก็คือสลิปเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้กระแสมีค่าคงที่ต่อเนื่องไปจนถึงจุดที่ $T = T_m$ เป็นอันสิ้นสุดช่วงกำลังคงที่ ส่วนอีกวิธีหนึ่งที่ว่า

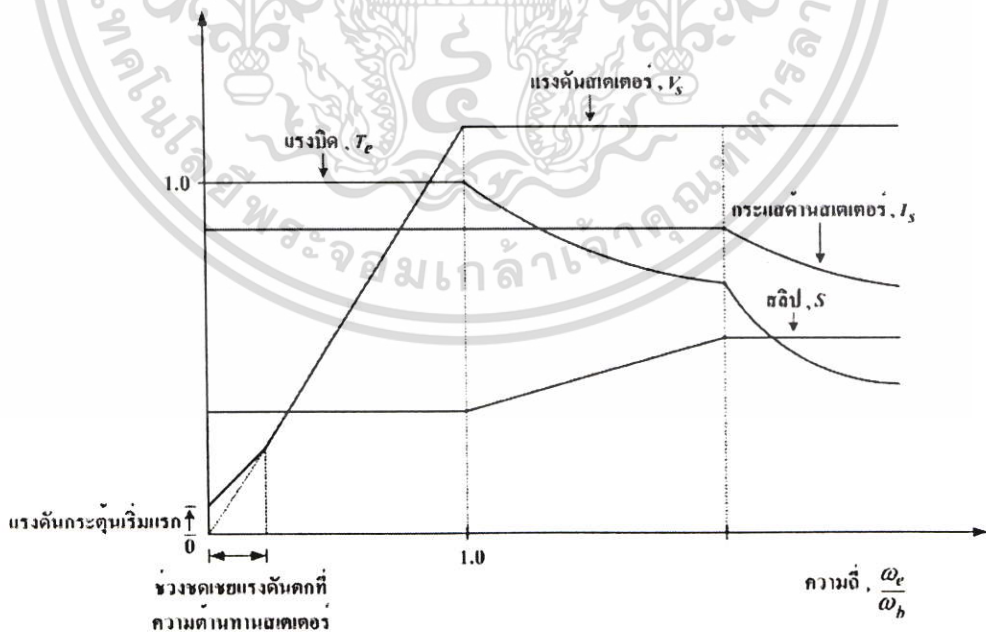
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ขออนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำได้คือการปรับความถี่สลิปโดยตรงเข้าไปที่โรเตอร์ซึ่งจะทำได้ในกรณีที่โรเตอร์เป็นแบบโรเตอร์พันขดลวด อย่างไรก็ตามหลังจากจุดที่ $T = T_m$ แล้ว การทำงานของมอเตอร์ก็จะเข้าสู่บริเวณ $T\omega_s^2 = \text{ค่าคงที่}$ ตามภาพที่ 2.7 ต่อไป



ภาพที่ 2.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วรอบของ VVVF



ภาพที่ 2.11 พื้นที่การทำงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากภาพที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 คุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็ว

จากความสัมพันธ์ของการควบคุมมอเตอร์ ถ้าค่าความถี่โรเตอร์มีค่าน้อยๆ การรักษาค่าของฟลักซ์แม่เหล็กให้มีค่าคงที่จะทำให้ความสัมพันธ์ของแรงบิดทางกลทางด้านเอาต์พุตและค่าความถี่โรเตอร์มีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นตลอดทุกๆ ช่วงของความถี่

$$T_m \approx K_1 s f \tag{2.30}$$

เมื่อ K_1 คือ ค่าคงที่

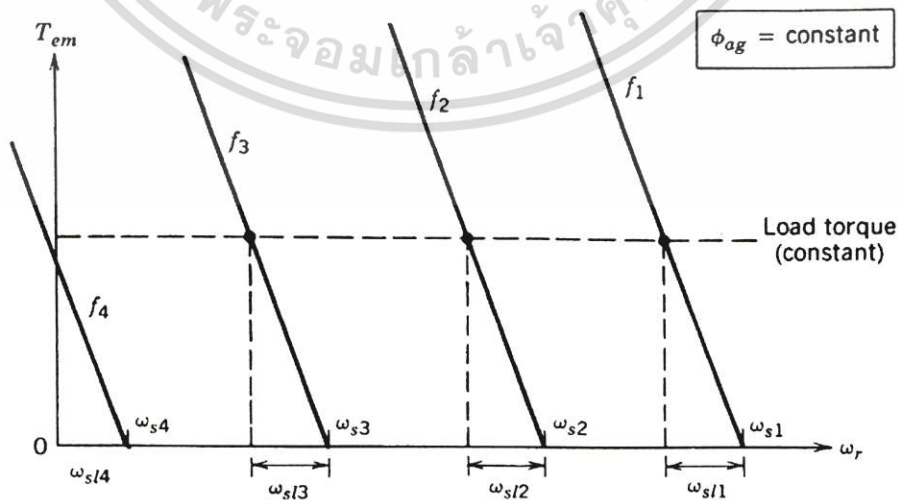
จากสมการที่ (2.30) จะเป็นการแสดงถึงคุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็ว เมื่อค่าความถี่มีการเปลี่ยนแปลงเรานิยมแสดงค่าของแรงบิดทางกลให้อยู่ในเทอมของความเร็วสลลิป

$$\omega_{sl} = \frac{f_{sl}}{f} \omega_s = \frac{4\pi}{P} f_{sl} \tag{2.31}$$

และจากสมการที่ (2.30) และ (2.31) จะได้

$$T_m \approx K_2 \omega_{sl} \tag{2.32}$$

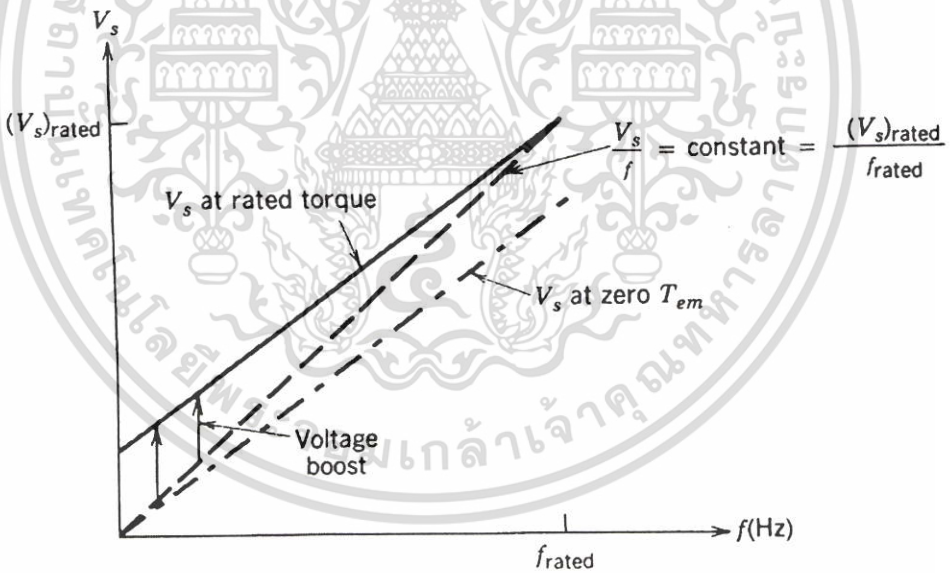
เมื่อ K_2 คือ ค่าคงที่



เอกสารภาพที่ 2.12 กราฟคุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็วที่ค่าสลลิปต่ำอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณลักษณะในภาพที่ 2.11 ค่าความถี่ f จะถูกแทนด้วย f_1 ซึ่งก็คือค่าของความถี่เชิงโคจร ω_{s1} นั่นเอง จากความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็วจะเลื่อนไปตามแนวนอนในลักษณะที่ขนานกันไป โดยจะมีการแสดงที่ค่าความถี่ต่างๆ จำนวน 4 ค่า ในการอธิบายกราฟในภาพที่ 2.11 ให้เราพิจารณาที่ค่าความถี่ f_1 และ f_2 ค่าความถี่เชิงโคจร ω_{s1} และ ω_{s2} จะมีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ f_1 และ f_2 โดยจะเห็นได้ว่าค่า ω_{s1} จะมีค่าเท่ากับค่า ω_{s2} ถ้าแรงบิดของโหลดที่ความถี่ทั้งสองเท่ากัน ดังนั้นจากระนาบของแรงบิด-ความเร็วของภาพที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าที่แรงบิดเท่ากัน ค่าความเร็วสลิปที่ใช้ก็จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งทำให้คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วที่ความถี่ต่างๆ มีลักษณะเหมือนกันและมีการขนานกันไปตามแนวนอน ถ้าค่าแรงบิดของโหลดคงที่ก็จะทำให้ค่าความถี่สลิปมีค่าคงด้วยเช่นกัน แต่ค่าของสลิปจะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่มีค่าลดลง ดังนั้นเปอร์เซ็นต์กำลังงานสูญเสียในโรเตอร์ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ที่เป็นเช่นนี้ก็เพื่อทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง ซึ่งการอธิบายหลักการนี้จะกล่าวถึงในหัวข้อของการควบคุมสมรรถนะของมอเตอร์ต่อไป

2.1.6 การชดเชยแรงดันเพิ่มเมื่อความถี่ป้อนมีค่าต่ำๆ



ภาพที่ 2.13 ความต้องการแรงดันชดเชยเพื่อรักษาฟลักซ์ที่เมื่อความถี่ต่ำๆ

เมื่อความถี่ป้อนเข้าต่ำลง ผลของความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์จะต้องถูกนำมาพิจารณาด้วย แม้ว่าความถี่สลิปจะมีค่าต่ำก็ตาม สำหรับการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปเทอมของ

$$2\pi f L_r \text{ จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับเทอม } R_r \frac{f}{f_{sl}} \text{ ในวงจรสมมูล โดยกระแสที่ไหลเข้าวงจรโร}$$

เตอร์ (I_r) จะอินเฟสกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ช่องอากาศ (E_r) ถ้าเราใช้แรงเคลื่อนไม่ว่าการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์เป็นเฟสเซอร์อ้างอิง เนื่องจาก $\hat{I}_s = I_r + jI_m$ ซึ่งสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\hat{V}_s \approx [E_1 + (2\pi f L_{ls})I_m + R_s I_r] + j[(2\pi f L_{ls})I_r - R_s I_m] \quad (2.33)$$

เทอมที่สองทางด้านขวามือของสมการที่ (2.33) นั้นเป็นส่วนที่ตั้งฉากกันกับ V_s ซึ่งไม่มีผลต่อขนาดของ V_s มากนัก ดังนั้นจึงสามารถที่จะละทิ้งไปได้นั้นคือ

$$V_s \approx [E_1 + (2\pi f L_{ls})I_m + R_s I_r] \quad (2.34)$$

เมื่อ ϕ_1 คงที่ E_1 จะแปรผันไปตามความถี่ที่ป้อน ($E_1 = k_3 \phi_1 f$) และถ้า ϕ_1 คงที่ I_m ก็จะมีค่าคงที่ด้วยจากสมการที่ 2.34 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_s = k_{13} f + R_s I_r \quad (2.35)$$

ถ้า f สูงๆ $R_s I_r$ จะไม่มีผลมากนักโดยสามารถละทิ้งไปได้ ดังนั้น $V_s \approx E_1$ แต่ถ้า f ต่ำๆ $R_s I_r$ จะมีผลมากขึ้นทำให้ไม่สามารถละทิ้งไปได้ จึงต้องเพิ่มแรงดันป้อนเพื่อให้อัตราส่วน $\frac{E_1}{f}$ คงที่เพื่อรักษาแรงบิดให้คงที่ที่พิกัด

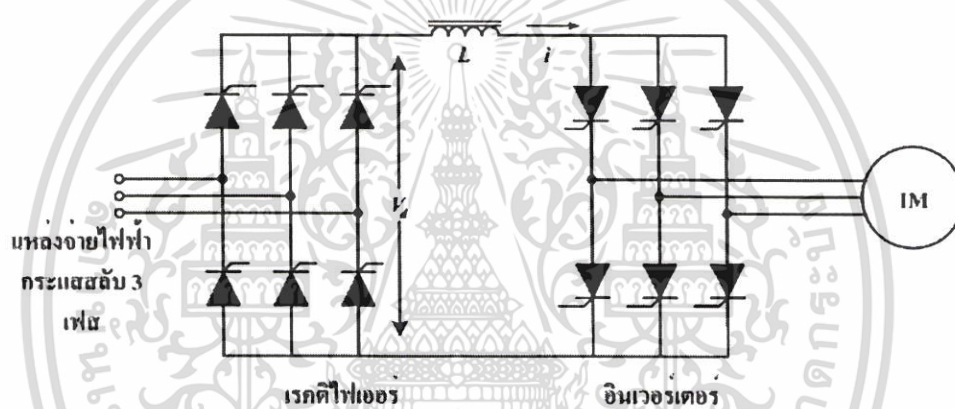
2.2 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์

ในปัจจุบัน อินเวอร์เตอร์ได้ถูกแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI) และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI) โดยมีลักษณะที่แตกต่างกัน [3] คือ

2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีใช้อยู่ไม่มากในอุตสาหกรรมของบ้านเราการประยุกต์ใช้งานเกือบทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่ เหตุเพราะว่าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะทำงานได้ดีที่โหลดมากๆ แต่จะมีปัญหาเมื่อโหลดน้อยๆ นอกจากนี้ลักษณะของอุปกรณ์และวงจรก็เหมาะสมสำหรับโหลดมากๆ เรกติไฟเออร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ เมื่อภาระเปลี่ยนแปลงที่แต่แรงดันเปลี่ยนแปลงไปตามภาระโหลด แต่อย่างไรก็ตามไม่ว่าจะไม่สามารถเปลี่ยนค่ากระแสได้เลย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงแต่ ณ ค่ากระแสใดๆ เมื่อโหลดเปลี่ยนกระแสจะไม่เปลี่ยนมีเพียงแต่แรงดันเท่านั้นที่เปลี่ยน ซึ่งก็เป็นไปตามหลักการพื้นฐาน $V=IR$ โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะประกอบไปด้วยทรินสเตอร์เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรกับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI) และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีทรินสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์นของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ซึ่งอาจจะเป็นแบบบันได 6 ขั้นหรือแบบพี คับบลิว เอ็ม ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ นอกจากนี้แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะเกิดสไปค์ เนื่องจากการคอมมิวเตตด้วย



ภาพที่ 2.14 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

อินเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีภาคเรกติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยดีซีลิงค์จะมีขนาดของตัวเก็บประจุที่มีค่ามากกว่ากรองแรงดันให้ราบเรียบ กล่าวคือแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ เมื่อโหลดเปลี่ยนแรงดันจะคงที่แต่กระแสเปลี่ยนแปลงไปตามโหลด

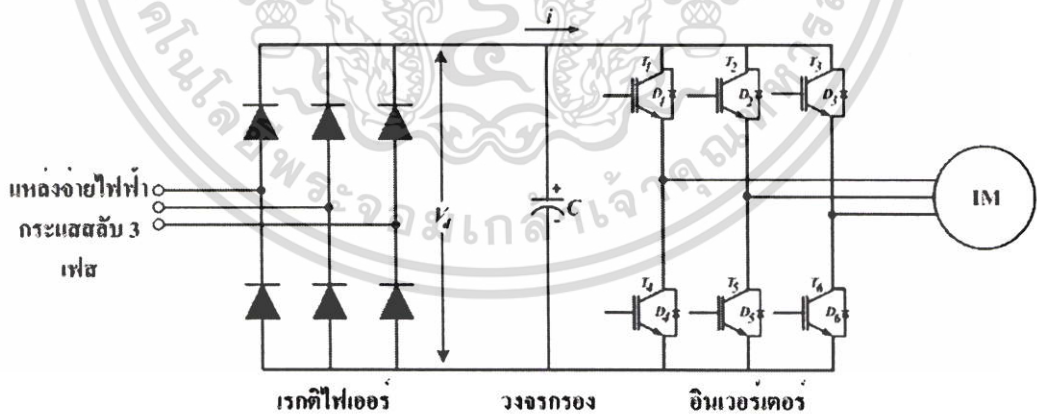
โดยทั่วไปแล้วอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนั้นถือได้ว่าเป็นประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันมีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้โดยง่าย นอกจากนี้ยังสามารถปรับความถี่ได้ในช่วงกว้าง ส่วนข้อเสียคือ มักจะมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์ สวิตชิ่งในกึ่งเดี่ยวกันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะต้องมีวงจรประวิงเวลา (Dead Time) เพื่อป้องกันการลัดวงจรซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คืออินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-Wave Inverter) หรืออินเวอร์เตอร์รูปคลื่นขั้นบันได (Step-Wave Inverter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับอินเวอร์เตอร์แบบมีอคติความกว้างของพัลส์ หรือ พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ (Pulse Width Modulation Inverter) อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมนั้น มักใช้ทรินสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในภาคกำลัง แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คืออินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่น 6 ขั้น (Six-Step Inverter) และอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่น 12 ขั้น (Twelve-Step Inverter) ในปัจจุบันจะไม่ค่อยพบอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเพราะแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จะประกอบไปด้วยสเปคตรารายมอนิกส์ที่ความถี่ต่ำเช่น $6k \pm 1$, $12k \pm 1$ และถือเป็นเทคโนโลยีเก่า ดังนั้นจะกล่าวถึง พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์เท่านั้น

2.2.3 พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ (PWM INVERTER)

สำหรับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ในส่วนของแรงดันสี่เหลี่ยมคี่นั้น ปกติจะใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์เพื่อทำให้แรงดันสี่เหลี่ยมคี่มีค่าคงที่ โดยไม่สามารถควบคุมแรงดันสี่เหลี่ยมคี่ได้ ส่งผลให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุตดีขึ้นและลดขนาด LC ฟิลเตอร์ให้เล็กลง ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุทของแรงดันมาตรฐานสามารถควบคุมได้โดยใช้เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มซึ่งอยู่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคพี ดับบลิว เอ็มนี้จะให้แรงดันเอาต์พุทที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำน้อยลง แต่มีจำนวนครั้งของการสวิตช์สูงขึ้น [4] ทำให้มีปัญหาในเรื่องของกำลังงานสูญเสียจากการสวิตช์ แต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ส่งผลให้แรงบิดเริ่มต้นมีค่าสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด นอกจากนี้ยังลดปัญหาของกำลังงานสูญเสียจากการสวิตช์อีกด้วย



ภาพที่ 2.15 พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์

จากข้อดีของพี ดับบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์ที่กล่าวมามีประโยชน์ต่อการพัฒนางจรอินเวอร์เตอร์อย่างมาก ซึ่งในปัจจุบันอุปกรณ์สำหรับการสวิตช์แบบเกตเทอร์น-ออฟ (Gate Turn-off Power device) ได้รับการพัฒนาให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ ดังนั้นการสวิตช์แบบพี ดับบลิว เอ็มเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงเป็นที่รู้จักและนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ซึ่งเทคนิคพี คับบลิว เอ็มมีหลายเทคนิค แต่ในที่นี้จะนำเสนอเฉพาะเทคนิคไซน์ พี คับบลิว เอ็ม (Sinusoidal PWM, SPWM) และเทคนิคสเปซเวกเตอร์ (Space Vector, SVPWM) เท่านั้น

2.2.4 เทคนิคไซน์ พี คับบลิว เอ็ม (Sinusoidal PWM, SPWM)

เทคนิคนี้จะใช้หลักการนำรูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานที่ต้องการออกแบบมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ โดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ที่ออกแบบไว้ ค่าอัตราส่วนของแอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิงเทียบกับแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลท (m_a) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงได้ดังนี้

$$v_r = m_a \sin \omega t \quad (2.36)$$

โดยที่ $m_a = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_{tri}}$

เมื่อ \hat{V}_r คือแอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิง

\hat{V}_{tri} คือแอมพลิจูดสัญญาณพาหะ

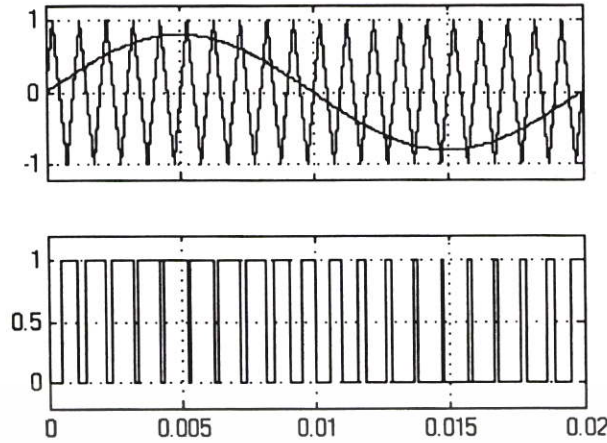
ค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณพาหะกับสัญญาณไซน์อ้างอิงจะนิยามโดยค่า m_f ซึ่งหาได้จาก

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_r} \quad (2.37)$$

เมื่อ f_r คือความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง

f_{tri} คือความถี่ของสัญญาณพาหะ

ตัวอย่างของการสวิตช์แบบไซน์ พี คับบลิว เอ็มแสดงดังภาพที่ 2.15



ภาพที่ 2.16 หลักการสร้างสัญญาณแบบไซน์ พี ดับบลิว เอ็ม

สำหรับการพิจารณาแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นสามารถพิจารณาได้ 2 ย่าน คือ ย่านดัชนีการมอดูเลตเชิงเส้น (Linear Modulation) ($m_a \leq 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงกับค่าของดัชนีการมอดูเลต ซึ่งแรงดันมูลฐานมีค่าคงสมการ

$$V_{1,rms} = \frac{V_d \times m_a}{\sqrt{2}} \quad (2.38)$$

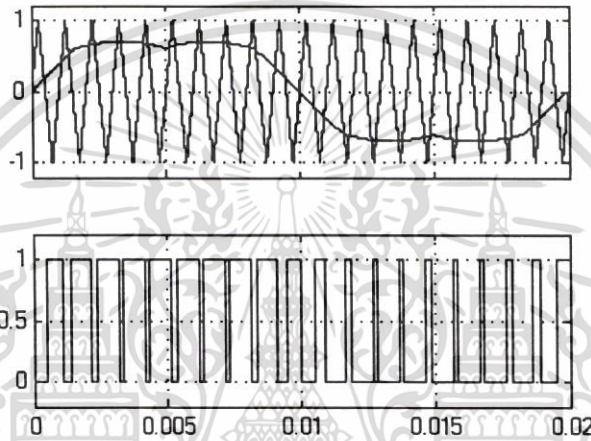
เมื่อ V_d คือค่าระดับแรงดันดีซีลิงค์

ย่านดัชนีการมอดูเลตเกิน (Overmodulation) ($m_a > 1$) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าขนาดของดัชนีการมอดูเลต โดยทั่วไปแล้วไม่ค่อยมีการนำย่านนี้ไปใช้งาน เทคนิคไซน์ พี ดับบลิว เอ็มสามารถสร้างได้โดยการใช้วงจรถ่วงถี่หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งเป็นเทคนิคทางดิจิทัล การสร้างด้วยวงจรถ่วงถี่ทำได้โดยการสร้างสัญญาณอ้างอิงซึ่งเป็นรูปคลื่นไซน์ นำมาเปรียบเทียบกับขั้วออปแอมป์กับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณพี ดับบลิว เอ็มดังภาพที่ 2.16 วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า Natural Sampling ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายส่วนการสร้างโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำได้โดยการเก็บสถานะสวิทช์ซึ่งไว้ใน Look up Table หรือคำนวณเวลาจริง (Real-Time) วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า Regular Sampling ซึ่งจะเป็นการประมาณค่าความกว้างพัลส์ของเทคนิค Natural Sampling โดยการใช้สัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณไซน์ เพียงแต่จะสุ่มสัญญาณไซน์ (v_{smp}) ด้วยเวลาคงที่และแน่นอน เพื่อให้ได้ความกว้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 เทคนิคสเปซเวกเตอร์ (Space Vector, SVPWM)

เทคนิคสเปซเวกเตอร์เหมาะสำหรับการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากมีความเหมาะสมของสมการที่ใช้ในการคำนวณ โดยมีย่านเชิงเส้นของการมอดูเลตสูงกว่าเทคนิคไซน์ พี ดับบลิว เอ็มประมาณ 1.15 เท่าก่อนเกิดสถานะโอเวอร์มอดูเลต รูปคลื่นสมมูลของเทคนิคนี้สามารถสร้างด้วยวงจรอนาล็อกทำได้โดยการผสมสัญญาณไซน์อ้างอิงกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของสัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยขนาด 0.25 เท่าของสัญญาณไซน์อ้างอิง [5] ดังภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.17 หลักการสร้างสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์

2.3 สรุป

ในบทนี้เนื้อหาส่วนใหญ่จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส พฤติกรรมของมอเตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพลังงานอินพุตไปไม่ว่าจะเป็นแรงดันหรือความถี่ คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วและประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในปัจจุบัน รวมไปถึงข้อดีและข้อเสียต่างๆของระบบอินเวอร์เตอร์แต่ละชนิด นอกจากนี้ยังได้มีการกล่าวถึงการสร้าง พีดับบลิว เอ็มด้วยเทคนิคไซน์ พี ดับบลิว เอ็มและสเปซเวกเตอร์ เพื่อที่จะเป็นข้อมูลพื้นฐานของผู้วิจัยที่จะนำไปใช้ในการตรวจสอบและวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมการทำงานของมอเตอร์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต่อไป

บทที่ 3

ทฤษฎีและเทคนิคการออกแบบไมโครคอนโทรลเลอร์

3.1 บทนำ

การพัฒนาโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์มีความก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว ซึ่งมีการปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีขึ้นอย่างเป็นลำดับ พร้อมทั้งยังมีการพัฒนาระบบการคำนวณ และฟังก์ชันพิเศษเพิ่มขึ้นมามากมาย ทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในปัจจุบันสามารถทำงานสำเร็จได้ภายในตัวเดียวไม่ต้องอาศัยวงจรภายนอกช่วยมากนัก การบันทึกโปรแกรมลงในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ก็สามารถทำได้จากคอมพิวเตอร์โดยตรง (In-System Programming capability) โดยการผ่านทางพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ ขนาดของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ก็มีออกแบบให้มีสถาปัตยกรรมที่มีขนาดเล็กกะทัดรัดลง ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีใช้กันในประเทศไทยปัจจุบันมีหลากหลายยี่ห้อ [6] ไม่ว่าจะเป็น PIC และ BASIC Stamp ของ Microchip, AVR และ MCS-51 ของ Atmel, Z-80 และ Z-180 ของ Zilog, 68HC11 ของ Motorola ซึ่งแต่ละบริษัทก็พยายามพัฒนาผลิตภัณฑ์ของตนเองให้มีความสามารถสูงสุดและเหมาะแก่ผู้ใช้งานมากที่สุด การหาข้อมูลและตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานก็สามารถหาได้ง่าย ทั้งเป็นภาษาไทยและภาษาอังกฤษ ทำให้การนำไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้งานเป็นหน่วยประมวลผล และตัวควบคุมการทำงานไม่ใช่จะเป็นเรื่องยากอีกต่อไป

3.1.1 ความแตกต่างของไมโครคอนโทรลเลอร์กับไมโครโพรเซสเซอร์

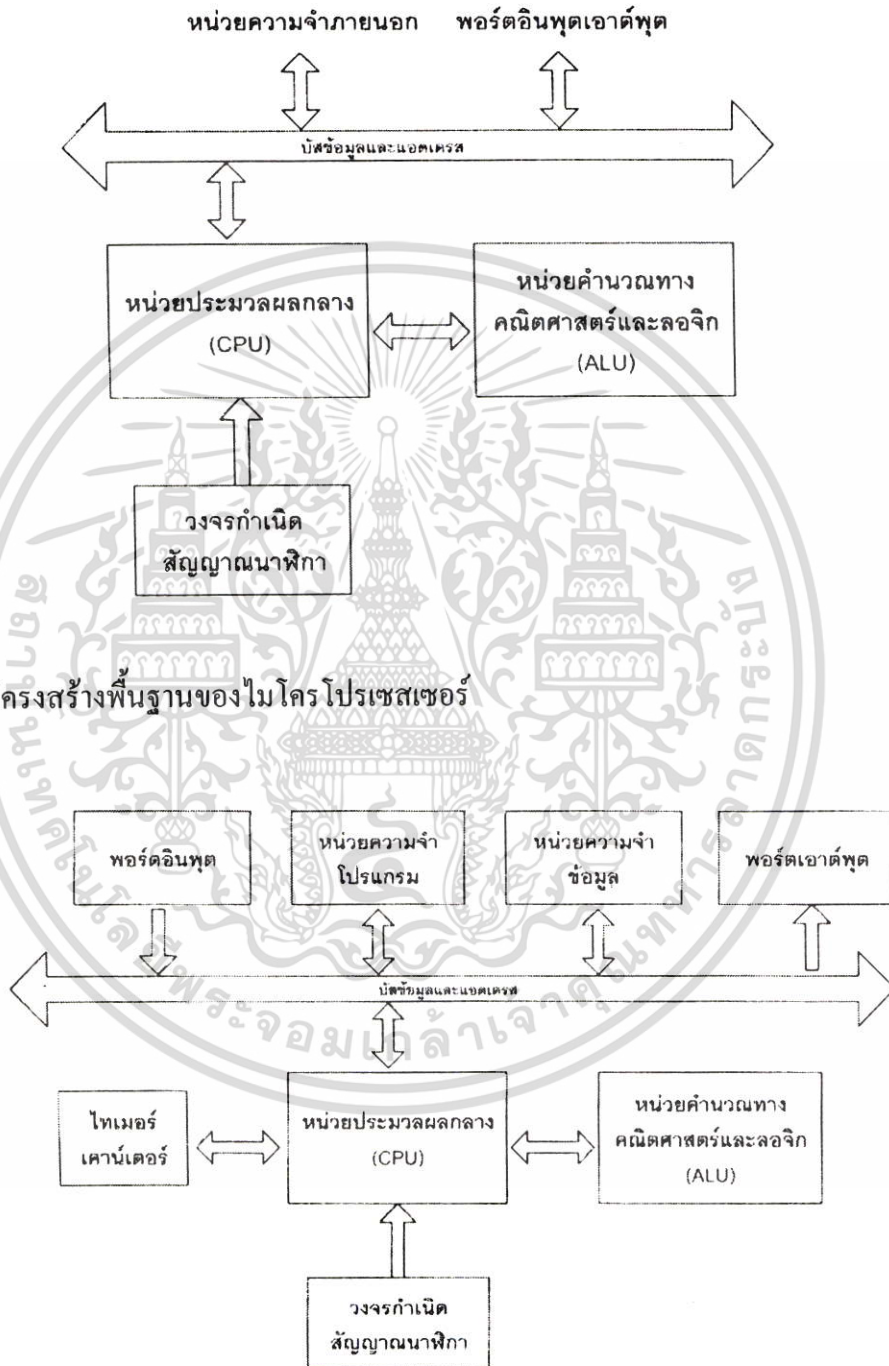
ในภาพที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของไมโครโพรเซสเซอร์ [7] ซึ่งประกอบด้วย หน่วยประมวลผลกลาง, หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์, ลอจิก, บัสข้อมูลและแอดเดรสสำหรับติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก และวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา นั้นหมายความว่าการทำงานไมโครโพรเซสเซอร์จะต้องเชื่อมต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก และถ้าหากต้องการเชื่อมต่ออุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุต ต้องอาศัยอุปกรณ์ที่เรียกว่า ไอซีขยายพอร์ต (port expander) ทำให้การสร้างระบบควบคุมจึงต้องการอุปกรณ์จำนวนมาก ส่งผลให้ขนาดของระบบใหญ่พอสมควร ในรูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ จะเห็นอย่างชัดเจนว่า ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์มีอุปกรณ์พื้นฐานเหมือนกับไมโครโพรเซสเซอร์ หากแต่จะบรรจุหน่วยความจำข้อมูล และพอร์ตอินพุตเอาต์พุตไว้ภายในพร้อมสรรพ ผู้ใช้งานจึงเพียงแค่เขียนโปรแกรมควบคุมลงบนตัวไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกาที่ คริสตอล ตัวเก็บประจุ เป็นต้น สุดท้ายเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อินพุตเอาต์พุตเข้ากับขาพอร์ต เพียงเท่านี้ก็สามารถใช้งานได้แล้ว อย่างไรก็ตาม

ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็สามารถเชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอกได้เช่นกัน โดยพิจารณาให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่บนสื่อใดๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำภายนอกนั้นเป็นอุปกรณ์อินพุตเอาต์พุตตัวหนึ่ง แล้วใช้ซาพอร์ตที่มีอยู่ทำการติดต่อ ในตารางที่ 3.1 เป็นตารางสรุปความแตกต่างที่สำคัญระหว่างไมโครโปรเซสเซอร์และไมโครคอนโทรลเลอร์ [8]



ภาพที่ 3.1 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครโปรเซสเซอร์

ภาพที่ 3.2 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเป็นการสร้างระบบควบคุมขนาด 8 บิต มีความต้องการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกไม่มากนัก (น้อยกว่า 10 แบบ) ควรเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ และถ้าหากต้องมีการประมวลผลข้อมูลจำนวนมาก ต้องใช้หน่วยความจำโปรแกรมสูงถึง 8 กิโลไบต์ ทั้งยังมีความต้องการเก็บรักษาข้อมูลลงในหน่วยความจำข้อมูลมากเป็นกิโลไบต์ควรออกแบบให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในระบบควบคุมนี้เชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก ถ้าหากต้องใช้งานกับข้อมูลมากกว่า 8 บิตตลอดเวลา และต้องการความเร็วในการทำงานสูงๆ สามารถติดต่อหน่วยความจำได้เป็นจำนวนมากๆติดต่อกับอุปกรณ์อินพุทเอาต์พุท ได้จำนวนมากภายในเวลาเดียวกันควรเลือกใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ดังนั้นจะเห็นได้จากในเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เป็นหัวใจหลักในการทำงาน ทำให้สามารถเชื่อมต่อกับหน่วยความจำได้มากเป็นหน่วยกิกะไบต์ ขนาดของข้อมูลสูงถึง 64 บิต ความเร็วสูงเป็นหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ เป็นต้น ดังนั้นพอจะสรุปได้ว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์เหมาะสำหรับการสร้างระบบควบคุม ในขณะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์เหมาะสำหรับการสร้างระบบประมวลผลข้อมูลความเร็วสูงและระบบควบคุมที่มีขนาดใหญ่หลายๆ

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของ ไมโครคอนโทรลเลอร์และไมโครโปรเซสเซอร์

คุณสมบัติ	ไมโครโปรเซสเซอร์	ไมโครคอนโทรลเลอร์
ขนาดของหน่วยประมวลผลกลาง	ไม่น้อยกว่า 8 บิต	ส่วนใหญ่จะมีขนาด 8 บิต
หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิก	มีอยู่ภายนอก	มีอยู่ภายใน
วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา	มีอยู่ภายใน	มีอยู่ภายใน
การเชื่อมต่อกับหน่วยความจำโปรแกรม	เชื่อมต่อภายนอกเท่านั้น	ใช้ได้ทั้งภายในและภายนอก
การเชื่อมต่อกับหน่วยความจำข้อมูล	เชื่อมต่อภายนอกเท่านั้น	ใช้ได้ทั้งภายในและภายนอก
การเชื่อมต่อกับพอร์ตอินพุทเอาต์พุท	เชื่อมต่อภายนอกเท่านั้น	มีอยู่ภายในและสามารถขยายได้
ไทเมอร์/เคาน์เตอร์	ไม่มีในซีพียูขนาดเล็ก	มีอย่างน้อย 1 ตัว ขนาด 8-16 บิต
วอตช์ดอกไทเมอร์	ไม่มีในซีพียูขนาดเล็ก	มีอย่างน้อย 1 ตัว
จำนวนขาต่อใช้งาน	ไม่น้อยกว่า 40 ขา	มีตั้งแต่ 8 ขาขึ้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบแฟลช

สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบแฟลชนั้นนับได้ว่าเป็นที่นิยมในปัจจุบันซึ่งจะมีคุณสมบัติใหญ่ๆหลายประการดังนี้

1. หน่วยความจำโปรแกรมภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นแบบแฟลช ทำให้สามารถลบและเขียนใหม่นับพันครั้ง จึงสามารถใช้งานในรูปแบบของไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวไม่จำเป็นต้องใช้หน่วยความจำภายนอก ส่งผลให้สามารถใช้งานพอร์ตอินพุทเอาต์พุทของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

2. ต้นทุนและเวลาในการพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ลดลงอย่างมาก เนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องมือพัฒนาจำพวกอิมูเลเตอร์และเครื่องโปรแกรมอีพรอม

3. บริษัทผู้ผลิตทำการผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้ออกมาหลายเบอร์ และมีความสามารถแตกต่างกันออกไป ทำให้มีทางเลือกในการใช้งานสูง

4. ด้วยการใช้หน่วยความจำภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำให้สามารถป้องกันการคัดลอกข้อมูลของหน่วยความจำโปรแกรมได้เป็นอย่างดี

5. ในบางเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ผลิตโดยบริษัท Atmel สามารถทำการ โปรแกรม ข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมได้โดยไม่ต้องถอดตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ออกมาทำการ โปรแกรมใหม่ หรือเรียกว่าการโปรแกรมในวงจร หรือ ในระบบ (In-system programming) ทำให้การพัฒนาหรือการซ่อมบำรุงตลอดจนการปรับปรุงหรืออัปเดตข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรม ทำได้อย่างสะดวก ภายใต้งบประมาณที่ไม่สูงมากนัก

6. ชุดคำสั่งและสถาปัตยกรรมพื้นฐานเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ของผู้ผลิตอื่น ไม่ว่าจะเป็นอินเทล, ซิเมนส์ หรือ ดัลลัส

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีหน่วยความจำหลักๆอยู่ 2 ส่วนคือ หน่วยความจำโปรแกรมและหน่วยความจำข้อมูล ซึ่งก็มีขนาดและการจัดสรรแตกต่างกันไปในแต่ละเบอร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51AC2 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวขนาด 8 บิตในตระกูล 80C51 แบบแฟลชที่มีสมรรถนะสูง บรรจุด้วยหน่วยความจำแบบแฟลชขนาด 32 Kbytes พื้นที่ของหน่วยความจำแบบแฟลชสามารถบันทึกได้ทั้งในโหมคนานและโหมคอนุกรมโดยผ่านทาง ISP หรือซอฟต์แวร์อื่นๆ แต่เราก็ยังคงโครงสร้างโดยพื้นฐานส่วนใหญ่เหมือนกับในรุ่น 89C52 คือมีแรมภายในขนาด 256 ไบต์ มีอินเทอร์รัพต์ 7 แหล่ง แบ่งเป็น 4 ระดับเพื่อควบคุมวงจรรันและไทม์เมอร์ แต่อาจยังเพิ่มส่วนของการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล (A/D) ขนาด 10 บิต ใช้หน่วยความจำแฟลช 2Kbytes สำหรับการบูตเริ่มต้น, 2 Kbytes สำหรับ EEPROM, มีโปรแกรมพิเศษ PCA, ต่อแรมภายนอกได้ 1024 ไบต์, มี Watch dog ไทม์เมอร์, มีฟังก์ชันการสื่อสารทางพอร์ตอนุกรมที่มีประสิทธิภาพ (EUSART), มีโหมคประหยัดพลังงานโดยการลดระดับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ค่าต่างๆ

เอกสารนี้แล้วแต่ความเหมาะสมจนกระทั่งถึงระดับสัญญาณไฟตรง โดยไม่ทำให้ข้อมูลสูญหาย T89C51AC2 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีโหมดการทำงานที่ลดกิจกรรมที่กำลังดำเนินอยู่และประหยัดพลังงานที่สามารถเลือกได้อยู่ 2 โหมด คือในโหมดแรกคือโหมดประหยัดพลังงาน (idle mode) ซึ่งพียูจะหยุดดำเนินงานทั้งหมด แต่ว่าการยังคงรอรับโหมดอินเตอร์รัพต์อยู่ ส่วนโหมดที่สองคือโหมดลดพลังงาน (power down mode) แรมจะถูกลดขนาดลงและฟังก์ชันการทำงานอื่นๆจะไม่ทำงาน โครงสร้างของ T89C51AC2 จะเพิ่มในส่วนของ A/D, พี คับบลิว เอ็ม, อินพุท/เอาต์พุทความเร็วสูง ทำให้สามารถใช้งานได้กว้างขวางมากยิ่งขึ้นเช่น การควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม, สัญญาณเตือนภัย และการควบคุมมอเตอร์ เป็นต้น

3.2 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2

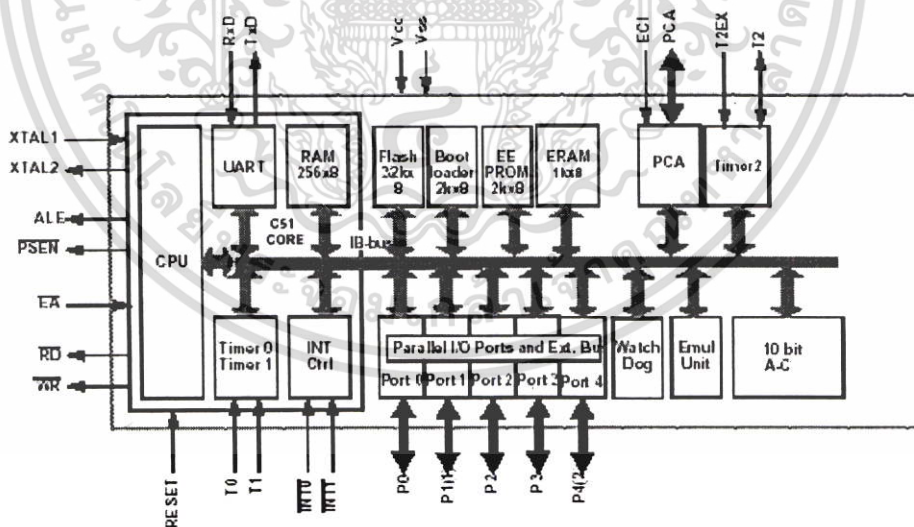
ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ T89C51AC2 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ขนาด 8 บิตของบริษัท Atmel ซึ่งได้มีการพัฒนาขึ้นมาเรื่อยๆ เป็นลำดับจากแรกเริ่มที่มีการนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเป็นของบริษัทอินเทล, ซิเมนส์และดัลลัส แต่ข้อดีของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ T89C51AC2 นี้จะมีคุณสมบัติที่พิเศษกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 อย่าง AT89XX คือจะมีรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษที่ใช้ในการสร้างฟังก์ชันการมอดูเลทแบบไซน์ (Sinusoidal PWM, SPWM) ที่ใช้ในวิทยานพจน์ฉบับนี้ คือจะมีรีจิสเตอร์ที่ชื่อว่า Programmable Counter Array (PCA) ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่ออกแบบมาให้ไว้สำหรับสร้าง พี คับบลิว เอ็ม โดยเฉพาะ ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ T89C51AC2 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีอุปกรณ์สนับสนุนประกอบอยู่ภายในหลายอย่างได้แก่ หน่วยความจำ สำหรับเก็บข้อมูล หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรม ตัวตั้งเวลา/นับเวลา อุปกรณ์ส่งข้อมูลแบบอนุกรม เนื่องจากโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์มีอุปกรณ์สนับสนุนประกอบอยู่ภายในนี้เอง ทำให้การใช้งานง่ายขึ้นและมีประสิทธิภาพมากขึ้นโดยไม่ต้องมีการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มเติมมากเหมือนกับตัวไมโครโปรเซสเซอร์ทั่วไป [9]

3.2.1 คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2

1. มี RAM ภายในขนาด 256 bytes
2. มี ERAM ภายในขนาด 1 Kbytes
3. มีหน่วยความจำแบบแฟลชขนาด 32 Kbytes
สามารถเก็บรักษาข้อมูลได้ 10 ปีที่อุณหภูมิ 85 C°
4. ใช้หน่วยความจำแฟลช 2 Kbytes สำหรับการบูตเริ่มต้น(Bootloader)
5. มี EEPROM ภายในขนาด 2 Kbytes
6. มีอินเตอร์รัพต์ 14 แหล่ง แบ่งเป็น 4 ระดับความสำคัญ
7. มีไทม์เมอร์/เคาเตอร์ขนาด 16 บิต 3 ชุด

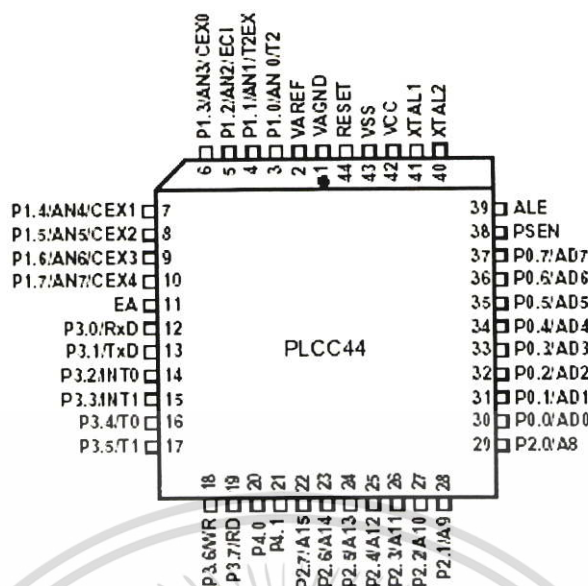
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. สามารถใช้สัญญาณนาฬิกาได้สูงสุด 40 MHz ในโหมด X2 ได้ 20 MHz
10. มี 5 พอร์ตอินพุท/เอาต์พุท
11. มีรีจิสเตอร์ PCA ขนาด 16 บิต 5 ชุด ที่ทำงานเป็น PWM (8 บิต)
เอาพุทความเร็วสูง
นับและจับขอบขาพัลส์
12. พอร์ตเตอร์ ข้อมูล 2 ชุด
13. มีไทม์เมอร์ watchdog ขนาด 21 บิต
14. A/D ขนาด 10 บิต 8 ช่องสัญญาณอินพุท
15. มีฟังก์ชัน Emulation logic ภายในตัว
16. มีโหมดประหยัดพลังงานแบ่งเป็น
Idle mode
Power doen mode
17. แหล่งจ่ายไฟขนาด 5V $\pm 10\%$
18. อุณหภูมิในการทำงาน (-40°C ถึง $+85^{\circ}\text{C}$)
19. มี 2 แพคเกจ TQFP44, PLCC44



ภาพที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างหลักของไมโครคอนโทรเลอร์ 89C51AC2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.4 การจัดขามารฐานของไมโครคอนโทรเลอร์ 89C51AC2

ตารางที่ 3.2 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ T89C51AC2

ชื่อขา	สถานะ	รายละเอียด
VSS	GND	เป็นขากราวด์ สำหรับต่อกับกราวด์ของระบบ
VCC		ใช้สำหรับต่อไฟเลี้ยง +5V
VAREF		แรงดันอ้างอิงของ ADC
VAGND		กราวด์อ้างอิงของ ADC
P0.0:7	I/O	พอร์ต 0 สามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตขนาด 8 บิต สำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาดหนึ่งขาเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล "1" ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย ส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงสามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้ นอกจากนั้นขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์ต่ำของหน่วยความจำภายนอก (A0-A7) และขาข้อมูล (D0-D7) โดยใช้กระบวนการมัลติเพล็กซ์เข้าช่วยเพื่อสลับการทำงานเป็นได้ทั้งขาติดต่อแอดเดรสและขาข้อมูล
P1.0:7	I/O	พอร์ต 1 สามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตขนาด 8 บิต

ตารางที่ 3.2 (ต่อ)

ชื่อขา	สถานะ	รายละเอียด
		<p>สำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุท สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล "1" ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อด้วย นอกจากนี้ยังเป็นพอร์ตที่รับสัญญาณ อนาล็อกเป็นดิจิตอล (ADC)</p> <p>P1.0/AN0/T2</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 0</p> <p>สัญญาณนาฬิกาภายนอกของ ไทเมอร์และวงจรมับ 2</p> <p>P1.1/AN1/T2EX</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 1</p> <p>ขาอินพุททริกเกอร์ของไทเมอร์2และวงจรมับ 2</p> <p>P1.2/AN2/ECI</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 2</p> <p>สัญญาณนาฬิกาภายนอกของรีจิสเตอร์ PCA</p> <p>P1.3/AN3/CEX0</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 3</p> <p>PCA โมดูล 0 อินพุท/PWM เอาท์พุท</p> <p>P1.4/AN4/CEX1</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 4</p> <p>PCA โมดูล 1 อินพุท/PWM เอาท์พุท</p> <p>P1.5/AN5/CEX2</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 5</p> <p>PCA โมดูล 2 อินพุท/PWM เอาท์พุท</p> <p>P1.6/AN6/CEX3</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 6</p> <p>PCA โมดูล 3 อินพุท/PWM เอาท์พุท</p> <p>P1.7/AN7/CEX4</p> <p>ช่องสัญญาณอนาล็อก อินพุท 7</p> <p>PCA โมดูล 4 อินพุท/PWM เอาท์พุท</p> <p>พอร์ต1 จะเป็นตัวรับ แอดเดรสต่ำระหว่าง EPROM ทำการโปรแกรมข้อมูลและการตรวจสอบการ โปรแกรม</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานในท้องถิ่นเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่ไปใช้ในประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 (ต่อ)

ชื่อขา	สถานะ	รายละเอียด
P2.0:7	I/O	<p>พอร์ต 2</p> <p>สามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตขนาด 8 บิต สำหรับใช้งานทั่วไปมีความต้านทานพูลอัปภายใน ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อกับพอร์ต 2 ยังทำหน้าที่ในการส่งตำแหน่งสูงของการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก รวมไปถึงการส่งตำแหน่งของข้อมูลแบบ 16 บิต (MOVX@DPTR) และยังสามารถส่งสัญญาณเป็นอินพุตให้กับ CMOS โดยไม่ต้องมีการต่อความต้านทานพูลอัปภายนอก</p>
P3.0:7	I/O	<p>พอร์ต 3</p> <p>สามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตขนาด 8 บิต สำหรับใช้งานทั่วไปมีความต้านทานพูลอัปภายใน ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อกับฟังก์ชันที่ 2 ของการทำงานพอร์ต 3 คือ</p> <p>P3.0/RxD: ใช้เป็นอินพุตสำหรับรับข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม</p> <p>P3.1/TxD: ใช้เป็นอินพุตสำหรับส่งข้อมูลจากการสื่อสารแบบอนุกรม</p> <p>P3.2/$\overline{\text{INT0}}$: ใช้เป็นอินพุตรับสัญญาณอินเทอร์รัพต์จากภายนอกช่อง 0</p> <p>P3.3/$\overline{\text{INT1}}$: ใช้เป็นอินพุตรับสัญญาณอินเทอร์รัพต์จากภายนอกช่อง 1</p> <p>P3.4/T0: ใช้เป็นอินพุตรับสัญญาณไทมเมอร์จากภายนอกช่อง 0</p> <p>P3.5/T1: ใช้เป็นอินพุตรับสัญญาณไทมเมอร์จากภายนอกช่อง 1</p> <p>P3.6/$\overline{\text{WR}}$: ใช้เป็นขาเขียนสัญญาณเมื่อเชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก</p>

ตารางที่ 3.2 (ต่อ)

ชื่อขา	สถานะ	รายละเอียด
		P3.7/ \overline{RD} : ใช้เป็นขาอ่านสัญญาณเมื่อเชื่อมต่อกับหน่วยความจำภายนอก
P4.0:1	I/O	พอร์ต 4 สามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตขนาด 8 บิต สำหรับใช้งานทั่วไปมีความต้านทานพูลอัปภายใน ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ตใดเป็นอินพุต สามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล “1” ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อดัวย และยังสามารถส่งสัญญาณเป็นอินพุตให้กับ CMOS โดยไม่ต้องมีการต่อความต้านทานพูลอัปภายนอก
RESET	I/O	ใช้ในการรีเซ็ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยในการป้อนสัญญาณบวกเพื่อรีเซ็ตสถานะที่ขานี้ต้องอยู่ในระดับรีเซ็ตอย่างน้อย 2 เมกเฮิรตซ์ โดยวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกายังคงทำงานต่อเนื่องไปอย่างปกติ
ALE	O	เป็นขาที่ใช้ในการควบคุมการแลตซ์ของขาพอร์ต 0 เมื่อมีการใช้งานในหน่วยความจำภายนอก ขา ALE จะเปลี่ยนสถานะทุกๆ 1/6 ของสัญญาณนาฬิกา (1/3 ใน โหมด X2) การกำเนิดสัญญาณของ ALE สามารถยกเลิกได้จากซอฟต์แวร์
PSEN	O	ใช้ในการส่งสัญญาณเพื่อร้องขอติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งสัญญาณออกมาที่ขานี้ 2 ครั้งในแต่ละเมกเฮิรตซ์ แต่หากหากติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอก ขานี้จะไม่มีส่งสัญญาณใดๆออกมา
EA	I	ใช้สำหรับเลือกการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมจากภายนอกหรือภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ถ้าหากขานี้เป็น “0” เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก แต่ถ้าหากขานี้เป็น “1” เป็นการเลือกให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ติดต่อกับหน่วยความจำภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ขาตัวยังใช้เป็นขาอินพุตสำหรับรับแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใจขอยืมหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 (ต่อ)

ชื่อขา	สถานะ	รายละเอียด
		ดันไฟสูงสำหรับการโปรแกรมหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์แบบแฟลช ต้องการแรงดันสำหรับการโปรแกรม +12V
XTAL 1	I	เป็นขาสำหรับต่อคริสตอลเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาในการกำหนดจังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์
XTAL 2	O	เอาต์พุตจากสัญญาณนาฬิกา

3.3 รีจิสเตอร์ตั้งเวลาพิเศษ(Programmable Counter Array; PCA)

รีจิสเตอร์ PCA เป็นรีจิสเตอร์พิเศษที่มีมาพร้อมกับไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ T89C51AC2 ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ไทม์เมอร์พิเศษขนาด 16 บิตจำนวน 5 ตัวซึ่งสามารถใช้ในการเปรียบเทียบและนับจำนวนสัญญาณได้ โดยสามารถแบ่งโหมดการทำงานได้เป็น 4 โหมดคือ จับขอบขาขึ้น/ลงของสัญญาณ, สร้างไทม์เมอร์ภายใน, เอาต์พุตความถี่สูง, สร้างพีคดับบลิวเอ็ม แต่ละโหมดการทำงานมีพอร์ตการทำงานอยู่ที่พอร์ต 1 แหล่งกำเนิดฐานเวลาของรีจิสเตอร์ PCA สามารถเลือกมาจากแหล่งต่างๆได้คือ ทำงานได้ที่ 1/6 และ 1/12 เท่าของสัญญาณนาฬิกา, ไทมเมอร์ 0 โอเวอร์โฟลว (Overflow) หรือจากสัญญาณอินพุตที่ขา ECI (P1.2) การเลือกแหล่งกำเนิดฐานเวลาของรีจิสเตอร์ PCA สามารถกำหนดได้จากรีจิสเตอร์ย่อย CPS1 และ CPS0 จากรีจิสเตอร์ควบคุม CMOD ดังต่อไปนี้

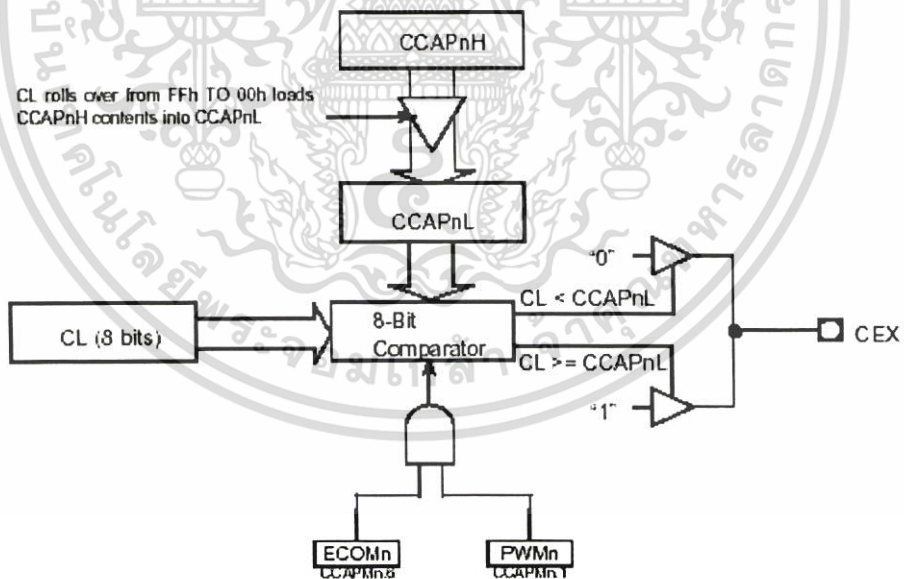
ตารางที่ 3.3 แสดงการกำหนดค่าการใช้งาน บิต CPS1 และ CPS0 ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CMOD

CPS1	CPS0	แหล่งกำเนิดฐานเวลาของรีจิสเตอร์ PCA
0	0	1/6 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (6 clock mode) 1/12 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (12 clock mode)
0	1	1/2 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (6 clock mode) 1/4 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (12 clock mode)
1	0	ไทมเมอร์ 0 โอเวอร์โฟลว
1	1	สัญญาณอินพุตที่ขา ECI

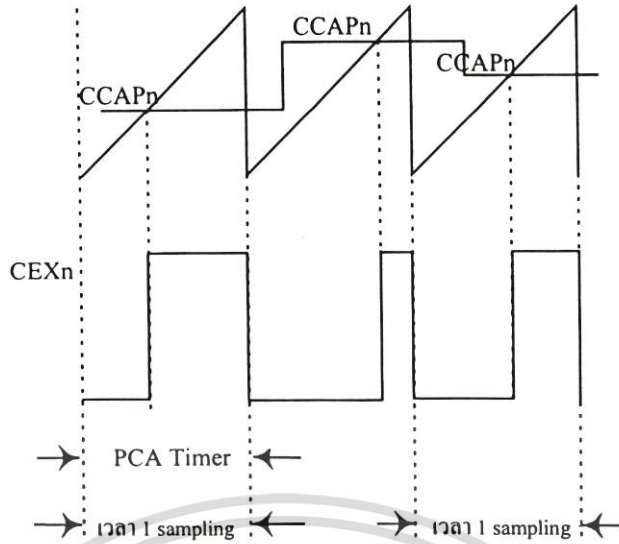
3.3.1 โหมด พี ดับ บลิว เอ็ม (Pulse Width Modulator Mode)

โมดูลของ PCA ทุกตัวสามารถใช้สร้างสัญญาณเอาต์พุตเป็น พี ดับบลิว เอ็ม ได้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับไทม์เมอร์ของ PCA โมดูลทุกตัวจะมีความถี่เดียวกันเพราะว่าโมดูลทุกเอกซาร์นี้เป็นเอกซาร์ที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวจะใช้ฐานเวลาเดียวกัน ความกว้างพัลส์ของแต่ละโมดูลจะเป็นอิสระต่อกันขึ้นอยู่กับค่าภายในรีจิสเตอร์ CCAPLn จากภาพที่ 3.5 เป็นโครงสร้างของการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ด้วยรีจิสเตอร์พิเศษ PCA ในขั้นตอนแรกจะต้องทำการเซตค่าคาบเวลาของ PCA Timer ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CKCON ก่อนซึ่งจะเป็นการกำหนดคาบเวลาของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ด้วย โดยในรีจิสเตอร์ CKCON.0 จะเป็นการกำหนดลูกคลื่นสัญญาณนาฬิกาใน 1 คำสั่ง โดยถ้ากำหนดเป็น 1 จะใช้สัญญาณนาฬิกา 6 ลูกใน 1 คำสั่ง ถ้ากำหนดเป็น 0 จะใช้สัญญาณนาฬิกา 12 ลูกใน 1 คำสั่ง จากนั้นจะต้องทำการกำหนดแหล่งกำเนิดฐานเวลาให้กับรีจิสเตอร์ PCA โดยในงานวิจัยนี้จะใช้แหล่งกำเนิดจากสัญญาณนาฬิกาภายในนั่นก็คือจะต้องกำหนดค่าภายในรีจิสเตอร์ CMOD ให้มีค่า 00000001B ซึ่งจะเป็นการกำหนดให้เลือกฐานเวลาจากสัญญาณนาฬิกาภายใน ÷6 และให้บิต CF ภายในรีจิสเตอร์ CCON ส่งอินเทอร์รัพต์เมื่อฐานเวลาของ PCA เกิดการโอเวอร์โฟลว ภาพที่ 3.6 เมื่อค่าของ PCA CL น้อยกว่าค่าในรีจิสเตอร์ CCAPLn จะได้สถานะ 0 เมื่อมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับจะมีสถานะ 1 เมื่อค่า CL โอเวอร์โฟลวจากค่า FF ไป 00 ค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CCAPLn จะกลับมาไหลคใหม่อัตโนมัติโดยค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์ CCAPHn จะถูกนำไปกำหนดให้กับรีจิสเตอร์ CCAPLn เพื่อเป็นค่าในการเปรียบเทียบใหม่ในรอบต่อไป ค่าบิต PWM และ ECOM ในโมดูล CCAPMn จะต้องถูกเซตจึงจะสามารถทำงานในโหมดพี ดับบลิว เอ็มได้



ภาพที่ 3.5 โหมดโครงสร้าง PCA PWM



ภาพที่ 3.6 แสดงรีจิสเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม

ตารางที่ 3.4 แสดงรายละเอียดการใช้งานบิตต่างๆของรีจิสเตอร์ CMOD

ชื่อนิโมนิก	CIDL	WDTE	-	-	-	CPS1	CPS0	ECF
กำหนดค่า	0	0	0	0	0	0	0	1

ลำดับบิต	ชื่อนิโมนิก	รายละเอียด
7	CIDL	= 0 หยุดการทำงานของ PCA ขณะอยู่ใน Idle mode = 1 หยุดการทำงานของ PCA ขณะ Idle mode เกิดการร้องขอ
6	WDTE	= 0 ไม่ให้ฟังก์ชันวอตซ์ด็อกไทมเมอร์ใน PCA โมดูลตัวที่ 4 ทำงาน = 1 ให้ฟังก์ชันวอตซ์ด็อกไทมเมอร์ใน PCA โมดูลตัวที่ 4 ทำงาน
5	-	สำรอง
4	-	สำรอง
3	-	สำรอง
2	CPS1	CPS1 CPS0 0 0 1/6 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (6 clock mode) 1/12 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (12 clock mode) 0 1 1/2 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (6 clock mode) 1/4 เท่าของสัญญาณนาฬิกา (12 clock mode) 1 0 ไทมเมอร์ 0 โอเวอร์โฟลว 1 1 สัญญาณอินพุตที่ขา ECI

ตารางที่ 3.4 (ต่อ)

ลำดับบิต	ชื่อนิโมนิก	รายละเอียด
1	CPS0	
0	ECF	= 0 กำหนดไม่ให้บิต CF ในรีจิสเตอร์ CCON ส่งอินเทอร์รัพท์ = 1 หยุดการทำงานของ PCA ขณะ Idle mode เกิดการร้องขอ

ตารางที่ 3.5 แสดงรายละเอียดการใช้งานบิตต่างๆของรีจิสเตอร์ CCON

นิโมนิก	CF	CR	-	CCF4	CCF3	CCF2	CCF1	CCF0
ค่าที่ใช้	0	0	0	0	0	0	0	1

ลำดับบิต	ชื่อนิโมนิก	รายละเอียด
7	CF	= 0 หยุดการทำงานของ PCA ขณะอยู่ใน Idle mode = 1 หยุดการทำงานของ PCA ขณะ Idle mode เกิดการร้องขอ
6	CR	= 0 หยุดการทำงานของ ไทเมอร์เคาเตอร์ใน PCA = 1 ให้ ไทเมอร์เคาเตอร์ใน PCA ทำงาน
5	-	สงวนไว้
4	CCF4	= 1 ทางฮาร์ดแวร์เมื่อการเปรียบเทียบเกิดการเท่ากัน และจะส่งอินเทอร์รัพท์ของ PCA เมื่อเซตบิต ECCF4 ใน CCAPM4 เป็น 1 = 0 เซตทางฮาร์ดแวร์
3	CCF3	= 1 ทางฮาร์ดแวร์เมื่อการเปรียบเทียบเกิดการเท่ากัน และจะส่งอินเทอร์รัพท์ของ PCA เมื่อเซตบิต ECCF3 ใน CCAPM3 เป็น 1 = 0 เซตทางฮาร์ดแวร์
2	CCF2	= 1 ทางฮาร์ดแวร์เมื่อการเปรียบเทียบเกิดการเท่ากัน และจะส่งอินเทอร์รัพท์ของ PCA เมื่อเซตบิต ECCF2 ใน CCAPM2 เป็น 1 = 0 เซตทางฮาร์ดแวร์
1	CCF1	= 1 ทางฮาร์ดแวร์เมื่อการเปรียบเทียบเกิดการเท่ากัน และจะส่งอินเทอร์รัพท์ของ PCA เมื่อเซตบิต ECCF1 ใน CCAPM1 เป็น 1 = 0 เซตทางฮาร์ดแวร์
0	CCF0	= 1 ทางฮาร์ดแวร์เมื่อการเปรียบเทียบเกิดการเท่ากัน และจะส่งอินเทอร์รัพท์ของ PCA เมื่อเซตบิต ECCF0 ใน CCAPM0 เป็น 1 = 0 เซตทางฮาร์ดแวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 โหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC)

ในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายถึงโหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D Converter) ขนาด 10 บิตของ T89C51AC2 โดยช่องสัญญาณของ ADC 8 ช่องสัญญาณนั้นมีไว้สำหรับการแซมปลิงของแหล่งจ่ายภายนอก (external source) AN0 ถึง AN7 ซึ่งมัลติเพล็กซ์เซอร์แบบอนาล็อกช่วยให้การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลสามารถเลือกช่องในการรับ 1 ช่องสัญญาณจาก 8 ช่องสัญญาณ แรงดันอินพุต (ADCIN) ของ A/D จะถูกแปลงผันด้วยโพเทนชิโอเมตริก ADC แบบคาสเคด 10 บิต

การแปลงผัน (Conversion) มีทั้งหมด 2 ประเภท ได้แก่

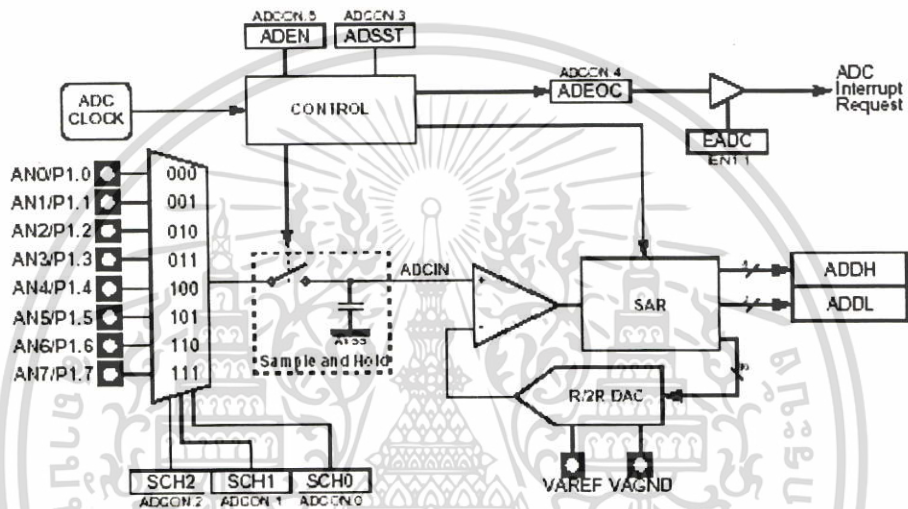
- การแปลงผันแบบมาตรฐาน (8 บิต)
- การแปลงผันแบบแม่นยำ (10 บิต)

สำหรับการแปลงผันแบบแม่นยำจะเซตบิต PSIDLE ใน ADCON รีจิสเตอร์และเริ่มต้นการแปลงผัน ซึ่งอุปกรณ์จะอยู่ในโหมด pseudo-idle โดย CPU จะไม่ทำงานแต่ส่วนอื่นๆยังคงทำงานอยู่ โหมดนี้จะทำให้สัญญาณรบกวนทางดิจิทัลมีค่าลดต่ำลงมากเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อที่จะแน่ใจได้ว่าการแปลงผันนั้นมีความแม่นยำสูง ในโหมดนี้นั้นมีความจำเป็นที่จะต้องทำงานโดยไม่มีอินเทอร์รัพต์การแปลงผัน (end of conversion interrupt) ซึ่งเป็นหนทางเดียวที่จะกระตุ้นให้อุปกรณ์ทำงาน ถ้ามีการอินเทอร์รัพต์อื่นเกิดขึ้นในระหว่างการแปลงผันแบบแม่นยำจะทำงานได้ก็ต่อเมื่อหลังจากการแปลงผันนี้เสร็จสิ้นแล้ว

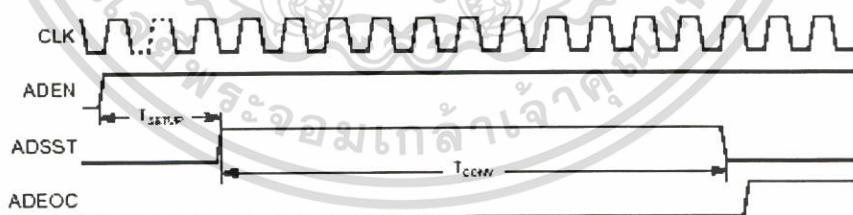
3.4.1 คุณลักษณะของการทำงาน

- มี 8 ช่องสัญญาณพร้อมด้วยมัลติเพล็กซ์อินพุต
- โพเทนชิโอเมตริก ADC แบบคาสเคด 10 บิต
- เวลาการแปลงผัน $10 \mu\text{s}$ (สำหรับค่าปกติ)
- ค่าความผิดพลาดเป็นศูนย์ (Offset) 2 LSB max
- ข่านแรงดันอ้างอิงภายนอกบวก (VREF) 2.4 ถึง 3.0 V (สำหรับค่าปกติ)
- ความไม่เป็นเชิงเส้นแบบรวม (Integral non-linearity) ปกติที่ 1 LSB, สูงสุดที่ 2 LSB
- ความไม่เป็นเชิงเส้นแบบผลต่าง (Differential non-linearity) ปกติที่ 0.5 LSB, สูงสุดที่ 1 LSB
- มีแฟล็กหรืออินเทอร์รัพต์แสดงผลเมื่อการแปลงผันสมบูรณ์
- สามารถเลือกรูานเวลาของ ADC ได้

3.4.2 ฟังก์ชันอินพุตและเอาต์พุตของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลพอร์ต 1
 ขาของพอร์ต 1 เป็นอินพุตและเอาต์พุต (I/O Port) ทัวไปซึ่งถูกแบ่งด้วยช่องสัญญาณการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลพอร์ต 1 โดยบิตสำหรับการเลือกช่องสัญญาณใน ADCF รีจิสเตอร์จะกำหนดว่าขาของสัญญาณพอร์ต 1 ของ ADC ขาไหนจะถูกใช้เป็น ADCIN โดยขาของสัญญาณพอร์ต 1 ของ ADC ที่เหลือสามารถถูกนำมาใช้เป็น I/O สำหรับจุดประสงค์ทั่วไปหรือเป็นฟังก์ชันอื่นที่สามารถใช้ได้ การแปลงผันซึ่งเกิดขึ้นที่ช่องสัญญาณซึ่งไม่ได้ถูกเลือกบน ADCF รีจิสเตอร์จะไม่แสดงผลใดๆ



ภาพที่ 3.7 รายละเอียดของโหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล



ภาพที่ 3.8 ไต่อะแกรมเวลาของโหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

- เวลาเริ่มต้นการทำงาน(T_{setup}) = $4 \mu s$
- เวลาประมวลผล (T_{conv}) = 11 ลูกคลื่นสัญญาณนาฬิกา ADC
- ขณะเริ่มต้นการทำงานต้องเผื่อเวลาอย่างน้อย $4 \mu s$ ระหว่างการกำหนดค่า ADEN กับการเริ่มต้นประมวลผล (ADSST)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 การทำงานของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC Converter)

การเริ่มต้นการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ADC Converter) เริ่มต้นโดยการเซตบิต ADSST (ADCON.3) ที่เซตไว้ หลังจากทำการแปลงผันการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล A/D เสร็จสิ้นลง ADSST บิตจะถูกเคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ แฟล็ก ADEOC ที่จุดสิ้นสุดการแปลงผัน (ADCON.4) จะถูกเซตเมื่อค่าของการแปลงผันนั้นได้มาจาก ADDH และ ADDL ซึ่งมันจะต้องถูกเคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ ถ้าบิต EADC (IEN1.1) ถูกเซตอินเตอร์รัพท์จะเกิดขึ้นเมื่อแฟล็ก ADEOC ถูกเซต (ตามภาพที่ 3.11) การเคลียร์แฟล็กนี้ก็เพื่อสร้างสมอินเตอร์รัพท์ขึ้นใหม่บิต SCH0 ถึง SCH2 ในรีจิสเตอร์ ADCON จะถูกใช้สำหรับการเลือกช่องสัญญาณอนาล็อกอินพุต ตามตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 อนาล็อกอินพุตที่เลือก

SCH2	SCH1	SCH0	อนาล็อกอินพุตที่เลือก
0	0	0	AN0
0	0	1	AN1
0	1	0	AN2
0	1	1	AN3
1	0	0	AN4
1	0	1	AN5
1	1	0	AN6
1	1	1	AN7

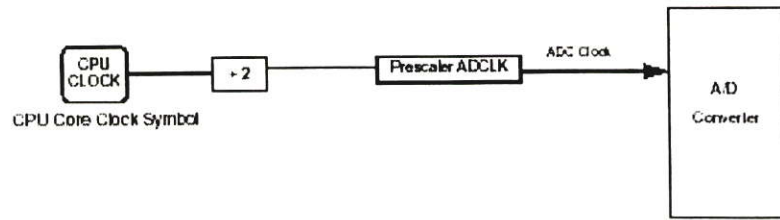
3.4.4 การแปลงผันแรงดัน

เมื่อ ANCIN เท่ากับ VAREF นั้น ADC จะแปลงผันสัญญาณเป็น 3FFh (เต็มสเกล) ถ้าแรงดันอินพุตเท่ากับ VAGND แล้ว ADC จะแปลงผันสัญญาณเป็น 000h โดยแรงดันอินพุตระหว่าง VAREF และ VAGND คือการแปลงผันเชิงเส้นตรง ซึ่งสำหรับแรงดันอื่นๆทั้งหมดจะได้ 3FFh ถ้ามากกว่า VAREF และ 000h ถ้าน้อยกว่า VAGND โดยปกติ ADCIN จะไม่เกิน ย่าน VAREF สูงสุด

3.4.5 การเลือกสัญญาณนาฬิกา

สัญญาณนาฬิกาของ ADC จะเหมือนกับของ CPU ความถี่สัญญาณนาฬิกาสูงสุดสำหรับ ADC คือ 700 kHz ซึ่งการปรับสเกล ADCLK ก็เพื่อที่สร้างสัญญาณนาฬิกาการประมวลผลตามความต้องการของผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.9 สัญญาณนาฬิกาของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

3.4.6 การจัดการอินเทอร์รัพท์ของ ADC

การแปลงผันอินเทอร์รัพท์จะสิ้นสุดลงเมื่อ บิต ADEOC ถูกกระตุ้นและบิต EADC ถูกเซต สำหรับการสร้างอินเทอร์รัพท์ บิต ADEOC จะต้องถูกเคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ เมื่อ ADC ไม่ได้ถูกนำมาใช้ จึงเป็นไปได้ที่จะเซตเป็นโหมดรอการเปลี่ยนโดยเคลียร์บิต ADEN ในรีจิสเตอร์ ADCON ในโหมดนี้การสูญเสียพลังงาน (power dissipation) ของมันจะมีค่าประมาณ $1 \mu W$

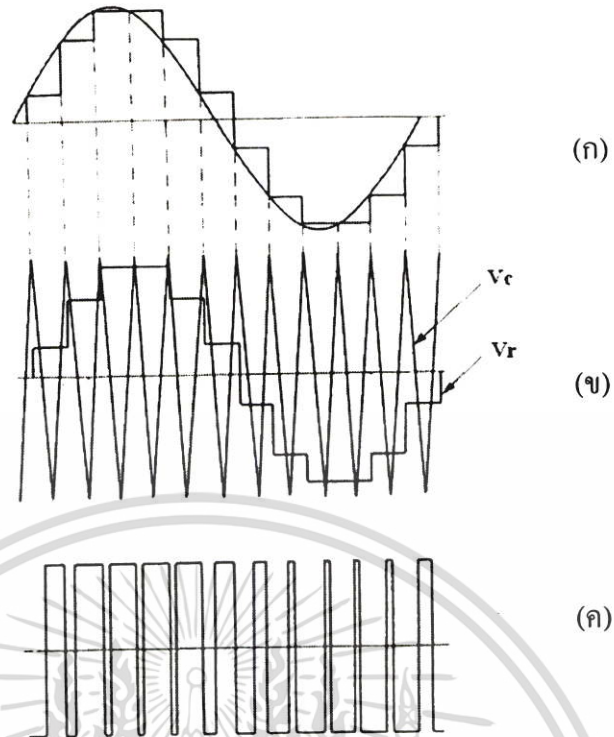


ภาพที่ 3.10 โครงสร้างการอินเทอร์รัพท์ของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

3.5 การสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม เทคนิค SPWM ในไมโครคอนโทรลเลอร์

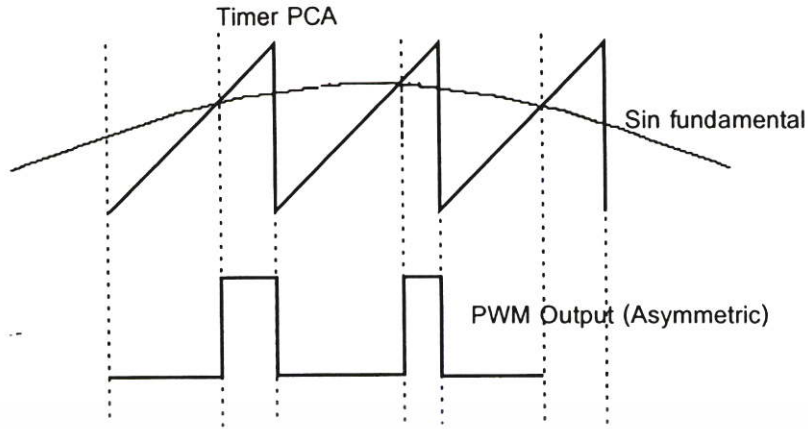
โดยส่วนใหญ่การสร้างสัญญาณดิจิทัลฮาร์ดแวร์ รูปคลื่นไซน์อ้างอิงอาจจะถูกเก็บในรูปแบบของ look-up table ในหน่วยความจำที่อ่านได้อย่างเดียว (ROM) และค่าของไซน์จะสามารถเข้าถึงได้ที่พิกัดซึ่งตรงกับความถี่มูลฐานที่ต้องการ รูปคลื่นพาหะสามเหลี่ยมถูกสร้างขึ้นโดยใช้ตัวนับ ขึ้น/ลง (up/down counter) โดยรูปคลื่น 2 รูปคลื่นจะถูกเปรียบเทียบในดิจิทัลคอมพาราเตอร์ อย่างไรก็ตาม การแซมปลิงแบบธรรมชาติ (Natural sampling) เป็นเทคนิคแบบอนาล็อกที่จำเป็น และรูปแบบการสร้างแบบดิจิทัลนี้ไม่ค่อยจะได้ผลมากนัก ส่วน Regular Sampled PWM นั้น [10,11,12] เป็นทางเลือกอีกทางซึ่งมีความจำเป็นมากขึ้นเรื่อยๆและมีความเหมาะสมมากกว่าสำหรับดิจิทัลฮาร์ดแวร์ หรือการสร้างไมโคร โปรเซสเซอร์ดังแสดงในภาพที่ 3.11(ก) แสดงรูปสัญญาณไซน์ที่เกิดจากการ sample-and-hold ก่อนทำการนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ ภาพที่ 3.11(ข) ลักษณะการเปรียบเทียบของสัญญาณไซน์ที่ผ่านการ sample-and-hold (V_r) กับ สัญญาณพาหะ (V_c) ภาพที่ 3.11(ค) แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

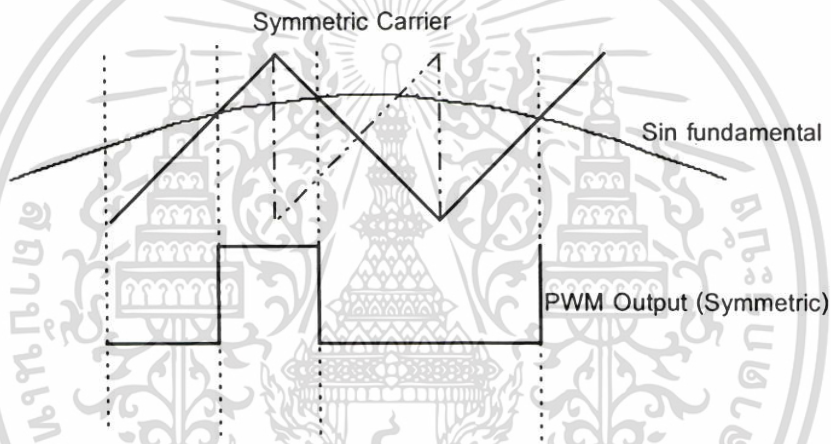


ภาพที่ 3.11 การสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม จากเทคนิค Regular Sampled
 (ก) สัญญาณไซน์ที่เกิดจากการ sample-and-hold
 (ข) ลักษณะการเปรียบเทียบ
 (ค) แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบ

การสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่เป็นเทคนิคได้ใช้สัญญาณพาหะเป็นแบบ Symmetric ซึ่งโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล 89C51AC2 นั้นได้มีการพัฒนาในโหมดของไทยเมอร์ PCA แล้วก็จริงแต่ว่ารูปสัญญาณพาหะของไทยเมอร์ PCA นั้นจะสร้างออกมาในลักษณะที่เป็นแบบ Asymmetric ซึ่งไม่สามารถที่จะใช้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟสได้ เพราะว่าแรงดันไลน์เอาต์พุตจะลบก้นไม่หมด เกิดการไม่สมดุลย์ของไฟทั้ง 3 เฟส ทำให้แรงดันที่ออกมาเพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสไม่ถูกต้องเกิดฮาร์โมนิกส์พร้อมทั้งการกระเพื่อมของแรงบิดขึ้นในระบบ ดังนั้นจึงจะต้องมีการใช้วงจรลอจิกภายนอกต่อเข้ามาช่วยในการปรับไทมเมอร์ของ PCA ที่เป็นแบบ Asymmetric ให้เป็นแบบ Symmetric เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ดังภาพที่ 3.12



ภาพที่ 3.12 สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ที่ได้จากไทมเมอร์ PCA เป็นแบบ Asymmetric



ภาพที่ 3.13 สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ที่ได้จากไทมเมอร์ PCA และใช้วงจรลอจิกภายนอกเข้ามาช่วย

สมการในการคำนวณหาคาบเวลาของเทคนิค SPWM แบบ Symmetric Regular Sampling [13] สามารถคำนวณได้จาก

$$t_{pw} = \frac{T}{2} [1 + M \sin(\omega_m T_1)] \quad (3.1)$$

เมื่อ t_{pw} คือ ค่าเวลาพัลส์วิด

T คือ คาบคลื่นพาหะ

M คือ ดัชนีการมอดเทอกับ อัตราส่วนของแอมพลิจูดคลื่น ไซน์ต่อคลื่นสามเหลี่ยม

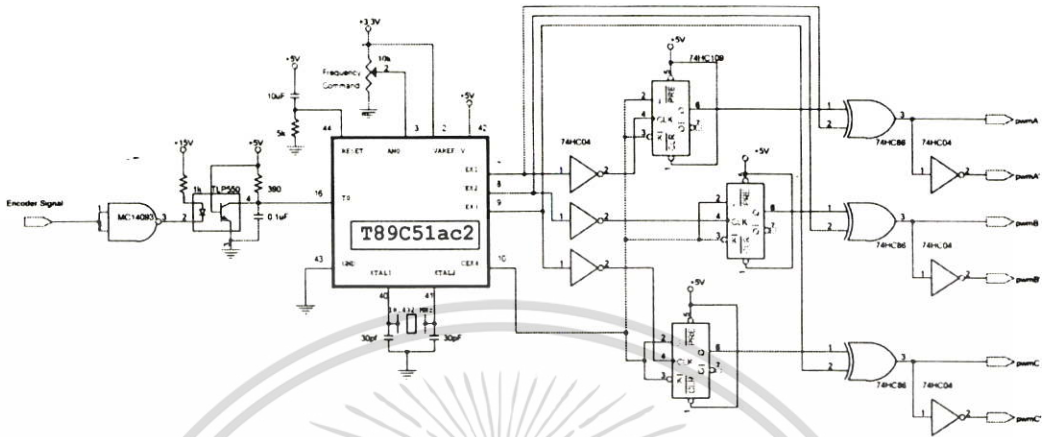
ω_m คือ ความถี่เชิงมุมคลื่น ไซน์

T_1 คือ $n.T$ (n คือ ตัวเลขลำดับของการสุ่ม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบในส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับการสร้าง พี ดับบลิว เอ็ม สามเฟส

3.6.1 การออกแบบวงจรและหลักการทำงาน



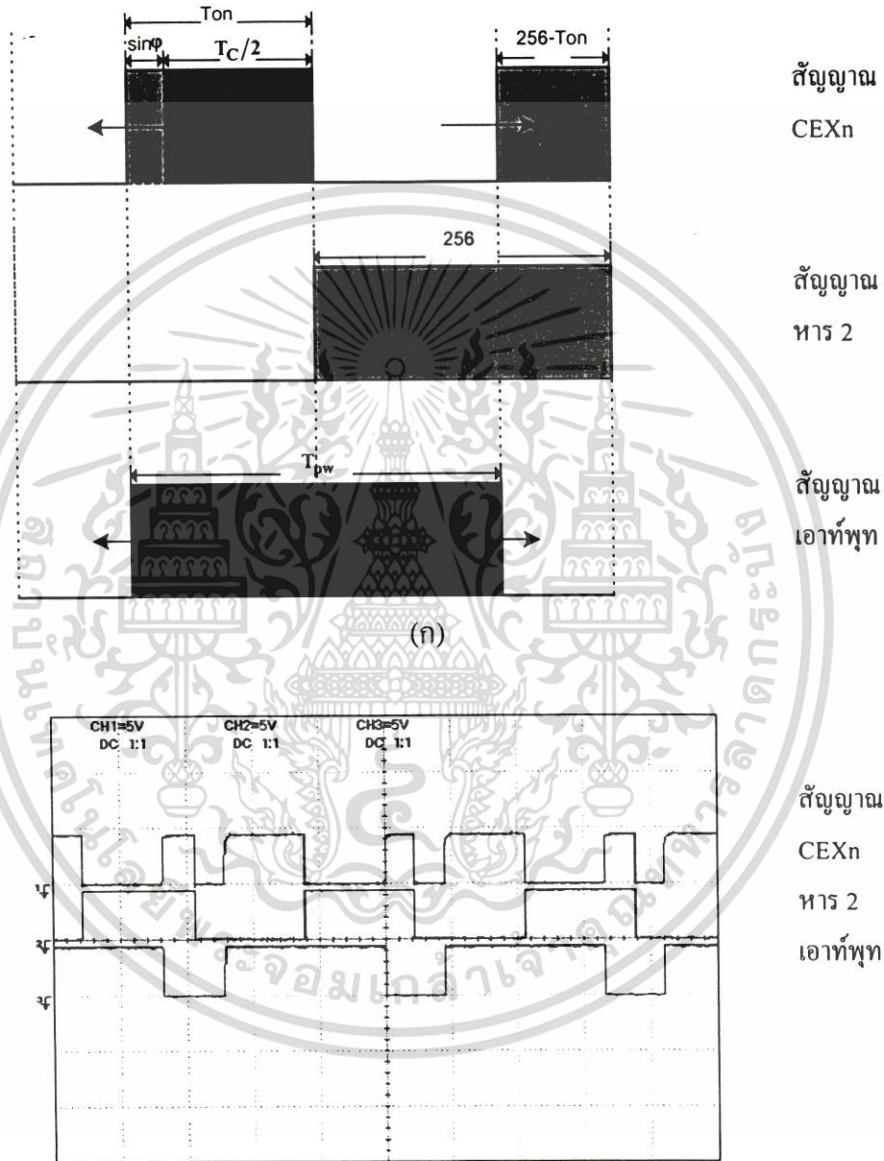
ภาพที่ 3.14 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และวงจรลอจิกภายนอกที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม

หลักการในการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม [13] จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์คำนวณหาค่าคาบเวลาพัลส์วิดออกทางพอร์ท CEX1-CEX3 ตามลำดับ แต่ว่าสัญญาณที่ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างมานี้จะยังไม่ถูกต้องเพราะว่าคาบเวลาที่จะออกมาจะมีลักษณะคลื่นพาหะเป็นแบบ Asymmetric ดังแสดงในภาพที่ 3.11 ดังนั้นในการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ในหนึ่งคาบสวิตซ์ (T_s) จะมีการแบ่งข้อมูลคาบเวลาเป็น 2 ช่วงแต่ละช่วงจะแบ่งให้มีคาบเวลาให้มีขนาดเท่าๆกัน ($T_s/2$) โดยไมโครคอนโทรลเลอร์จะถูกกำหนดให้ส่งข้อมูลคาบเวลาออกมาเป็น 2 ช่วง ในช่วงแรก เป็นขอบขาขึ้นของสัญญาณโดย เฟส A, เฟส B และเฟส C จะถูกคำนวณตามสมการที่ (3.1) แล้วโหนดค่าออกมาจากขา CEX1, CEX2 และ CEX3 ตามลำดับ พร้อมกับการสร้างสัญญาณหารสองที่มีคาบเป็น $T/2$ ออกมาจากขา CEX4 รูปคลื่นที่ได้จากสัญญาณเอาต์พุตทั้ง 3 เฟสที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์ยังไม่ถูกต้อง จึงนำมาเข้าส่วนวงจรดิจิทัลช่วย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะนำมาลบกับสัญญาณหารสองที่สร้างมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์เช่นกัน ซึ่งสัญญาณหารสองนี้จะต้องมีความสัมพันธ์กับสัญญาณเกท จึงใช้ เจเค ฟลิป ฟลอป สร้างสัญญาณหารสองให้ทำงานสัมพันธ์กับสัญญาณเอาต์พุตไมโครคอนโทรลเลอร์ ในบางครั้งสภาวะทั้งสองอาจเกิดขึ้นไม่พร้อมกันจึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้หน่วงออกไป ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้สัญญาณหารสองหน่วงตามสัญญาณเอาต์พุตนี้ด้วยการทำให้ความสัมพันธ์ดังกล่าวเกิดขึ้นได้ใช้ เจเค ฟลิป ฟลอป 7HC109 เป็นตัวสร้าง ต่อจากนั้นจะนำสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณหารสองที่สอดคล้องกันมาลบกับทางดิจิทัลโดยใช้ Exclusive -

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OR 74HC86 ซึ่งจะได้สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ถูกต้องตามต้องการทั้งสามเฟส สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่ได้นี้จะถูกส่งผ่านวงจรเคคไทม์และวงจรขับเกทต่อไป

3.6.2 การคำนวณสัญญาณความกว้างพัลส์

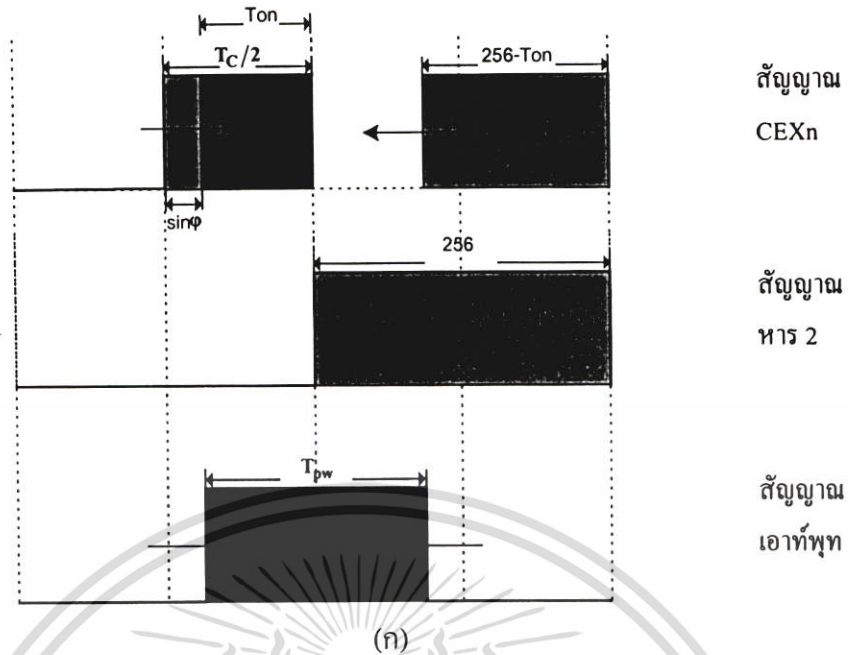


(ข)

ภาพที่ 3.15 สัญญาณไซน์ซีกบวก (ก) หลักการคำนวณค่าในไมโครคอนโทรลเลอร์

(ข) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์

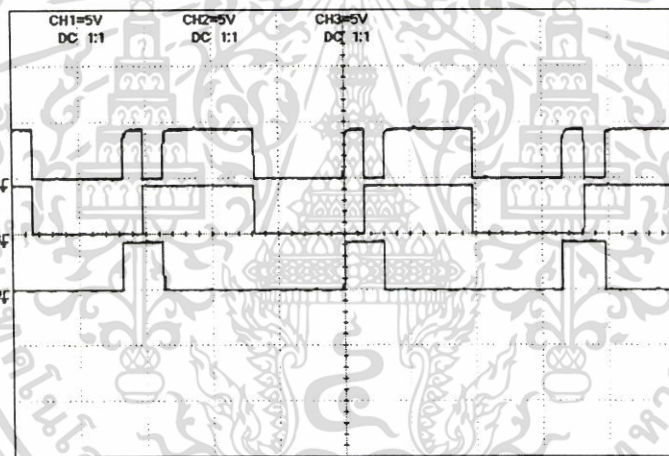
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัญญาณ
CEXn

สัญญาณ
หาร 2

สัญญาณ
เอาต์พุต



สัญญาณ
CEXn

หาร 2
เอาต์พุต

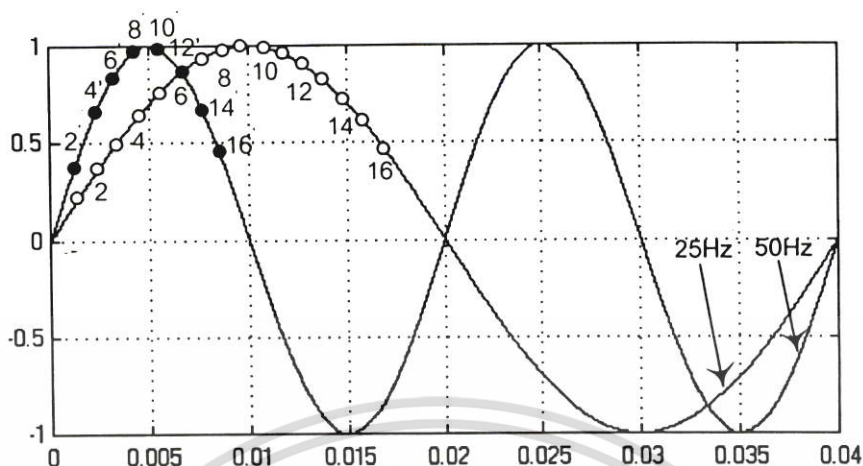
ภาพที่ 3.16 สัญญาณไซน์ซีกกลับ (ก) หลักการคำนวณค่าในไมโครคอนโทรเลอร์

(ข) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไมโครคอนโทรเลอร์

การคำนวณพัลส์ พี ดับบลิว เอ็ม ในเทคนิคไซน์ได้นำเสนอตามภาพที่ 3.14 เป็นการคำนวณในค่าไซน์ซีกบวกจากสมการที่ (3.1) จะเห็นได้ว่าสมการเกิดจากการบวกกันของคาบเวลา ($T/2$) กับค่าสัญญาณไซน์ในช่วงแรก และในช่วงหลังก็จะนำค่าที่คำนวณไว้ในช่วงแรกลบกับค่ารีจิสเตอร์ฐานเวลานั้นคือ 256 เมื่อได้ค่าเท่าไรแล้วก็ส่งออกไปทำการลบกันกับสัญญาณหารสองก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังภาพที่ 3.14 (ก) และภาพที่ 3.14 (ข) เป็นสัญญาณที่ได้จากการทดลองจริง ในส่วนของภาพที่ 3.15(ก) และ 3.15(ข) เป็นการคำนวณค่าไซน์ในซีกกลับซึ่งมีหลักในการคำนวณเหมือนกันต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.3 หลักการเปลี่ยนความถี่มูลฐานภายในไมโครคอนโทรลเลอร์



ภาพที่ 3.17 หลักการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของสัญญาณมูลฐาน

ในส่วนของโปรแกรมจะทำการสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม เทคนิคที่ใช้สัญญาณมูลฐานเป็นฟังก์ชันไซน์ที่สามารถปรับความถี่ และอัตราส่วนของการมอดูเลตเป็นอิสระต่อกัน การสร้างจะใช้รูปแบบของการเรียกข้อมูลจากตาราง (look-up table) ซึ่งค่าของข้อมูลที่เก็บไว้จะเป็นค่าเดียวแต่เปลี่ยนแปลงเวลาในการเรียกออกมาใช้งานจากภาพที่ 3.16 เห็นได้ว่าที่รูปคลื่นไซน์ 25 Hz มีค่าข้อมูลตำแหน่ง 2-16 ในขณะที่เวลาสุ่มเดียวกันถ้าทำการเรียกค่าที่ละ 2 ตำแหน่งนั่นคือที่เวลาสุ่มแรกนำค่าตำแหน่ง 4 มาใช้งานเวลาสุ่มที่สองนำค่าตำแหน่งที่ 6 มาใช้งานนั่นคือเราจะได้รูปคลื่นไซน์รูปใหม่ที่มีค่าความถี่เป็น 50 Hz นั่นเอง เพราะฉะนั้นในการเก็บค่าไซน์ไว้ในตารางจะทำการเก็บค่าความถี่ต่ำเอาไว้ แล้วทำการกระโดดค่าข้อมูลที่ใช้ในการส่งออกซึ่งก็จะทำให้ความถี่ที่ส่งออกไปมีค่าเปลี่ยนแปลงไป

การนับจะใช้สัญญาณนับ 16 บิตในการคำนวณก่อนจะเปลี่ยนค่าของข้อมูลใหม่ การเปลี่ยนช่วงเวลาหน่วงในแต่ละขั้นระหว่างข้อมูลจะทำให้ความถี่มูลฐานของฟังก์ชันเปลี่ยนไป การใช้สัญญาณนับ 16 บิตจะแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ 8 บิตบนจะใช้เป็นตัวนับในการเปลี่ยนแปลงค่าข้อมูลแต่ละค่า สำหรับ 8 บิตล่างจะใช้เป็นตัวเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาในการหน่วงเพื่อเปลี่ยนแปลงความถี่มูลฐานของฟังก์ชัน โดยการตรวจสอบการโอเวอร์โฟลว (Overflow) ยกตัวอย่าง ถ้าตั้งค่าตัวนับให้เริ่มที่ 0000h และทำการเปลี่ยนแปลงขั้นเวลาที่ละ 40h ทุกๆครั้งที่เกิดการเรียกข้อมูลจากตารางจะต้องมีการเพิ่มค่าตัวนับที่ละ 40h เพราะฉะนั้นจะเกิดขั้นเวลาทั้งหมด 4 ครั้งจึงเกิดการโอเวอร์โฟลวครั้งที่ 1-3 จะยังคงค่าข้อมูลเดิมจนกระทั่งเกิดขั้นเวลาครั้งที่ 4 ข้อมูลจากตารางจะเปลี่ยนแปลงค่า ดังแสดงดังตารางที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.7 วิธีการสเตปข้อมูลเพื่อใช้ในการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่มูลฐาน

Step	Accumulator	Counter	Pointer	Step Value = 40h
0	0000 0000h	0000h	00h	1 st value of sine table
1	0000 0040h	0040h	00h	
2	0000 0080h	0080h	00h	
3	0000 00C0h	00C0h	00h	
4	0000 0100h	0100h	01h	2 nd value of sine table
•	•	•		•
•	•	•		•
•	•	•		•
n	0000 FFC0h	FFC0h	FFh	256 th value of sine table
n+1	0001 0000h	0000h	00h	1 st value of sine table
n+2	0000 0040h	0040h	00h	

Step	Counter	Pointer	Step Value = C0h
0	0000h	00h	1 st value of sine table
1	00C0h	00h	
2	0180h	01h	2 nd value of sine table
3	0240h	02h	3 rd value of sine table
4	0300h	03h	4 th value of sine table

สมการในการหาค่าความถี่เอาท์พุทคือ

$$f(\text{step}) = \frac{\text{step}}{T_s \times 2^n} \quad (3.2)$$

เมื่อ $f(\text{step})$ คือ ความถี่มูลฐานที่ต้องการสร้างไมโครคอนโทรลเลอร์

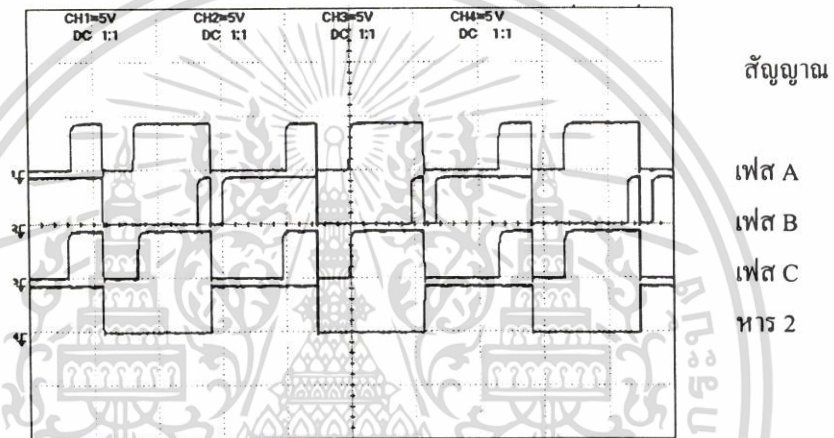
T_s คือ เวลาระหว่างการเปลี่ยนแปลงค่าไซน์แต่ละค่าหรืออาจเรียกว่าค่าเวลาในการ
สุ่ม(Sampling)

N คือ จำนวนของบิตที่ใช้ในการนับ

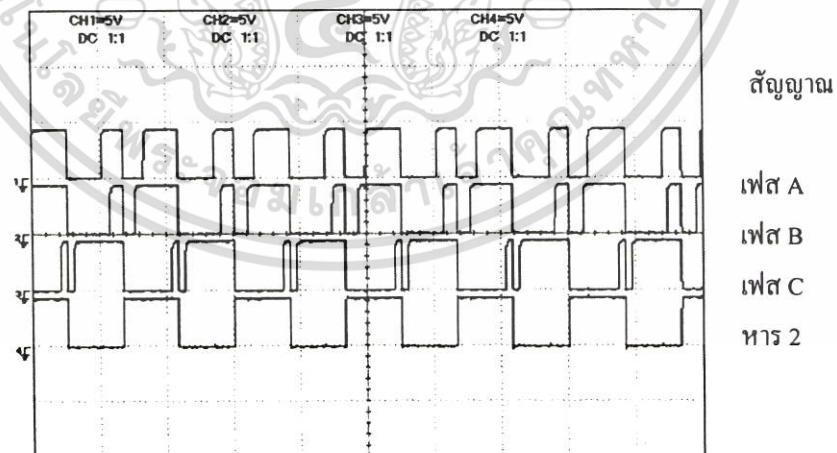
Step คือ ค่าในการกระโดดข้าม

3.7 สัญญาณที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์

ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเสนอรูปสัญญาณที่สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ขาสัญญาณต่างๆ ทั้งที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์จริงๆ และหลังที่ผ่านวงจรช่วยแล้วซึ่งสัญญาณที่ได้จะเป็นรูปแบบของสัญญาณไซน์ พี คับบลิว เอ็ม จริงๆ โดยในภาพที่ 3.17 จะเป็นการนำเสนอสัญญาณขับเกจ ทั้ง 3 เฟสก่อนที่จะผ่านวงจรช่วยและขาของสัญญาณหารสองก่อนที่จะนำเข้าวงจรช่วย ภาพที่ 3.18 เป็นภาพของสัญญาณที่ผ่านวงจรลอจิกช่วยแล้วซึ่งเป็นสัญญาณที่นำไปขับเกจ ไอจีบี กำลังจริง ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปแบบของสัญญาณมีการสวิทช์ที่แน่นอนอน ซึ่งแตกต่างจากวงจรที่ได้จากวงจรรองนำ ล็อกซึ่งจะมีสัญญาณรบกวน อาจจะทำให้การควบคุมเกิดการผิดพลาดได้



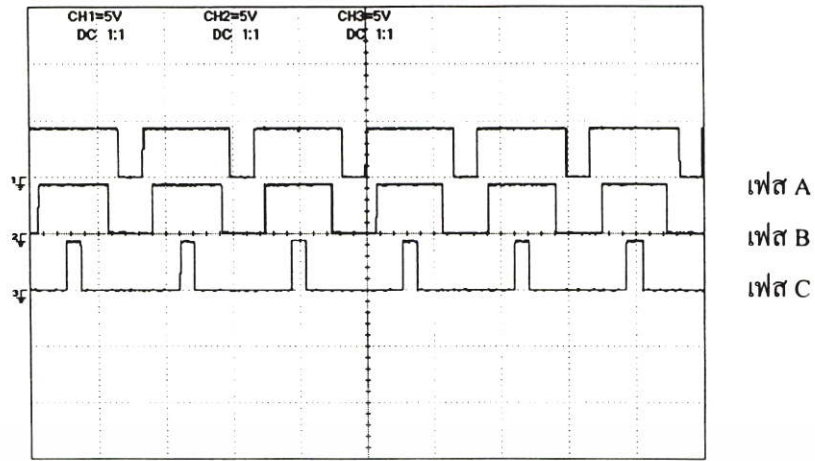
(ก)



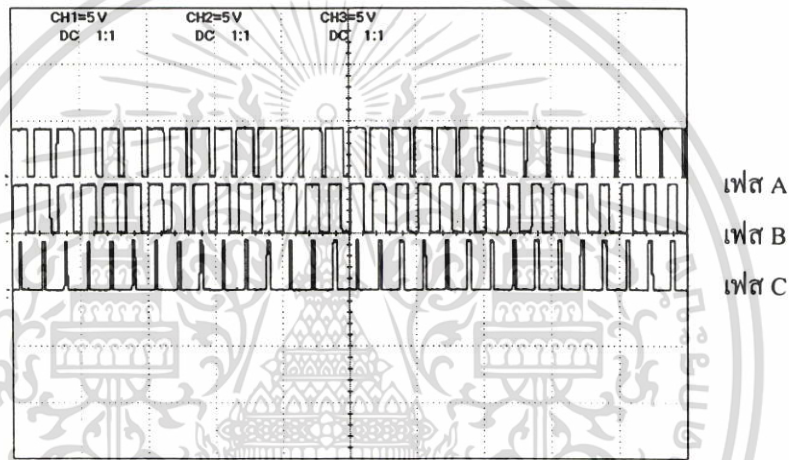
(ข)

ภาพที่ 3.18 (ก), (ข) แสดงสัญญาณจากขา CEXn และสัญญาณหารสองก่อนเข้าวงจรช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

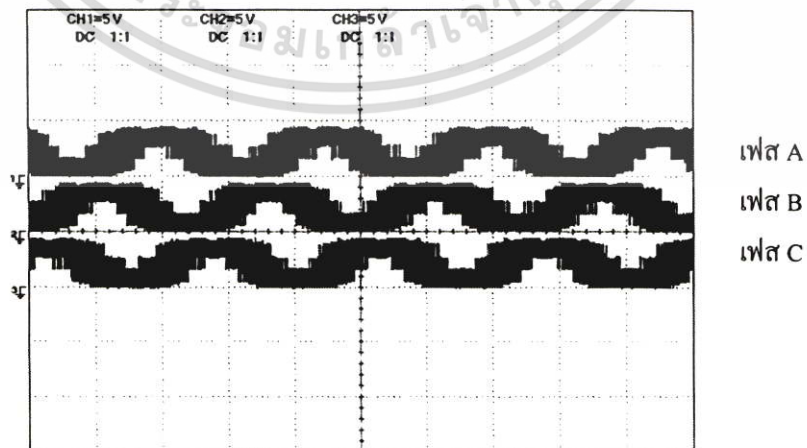


(ก)



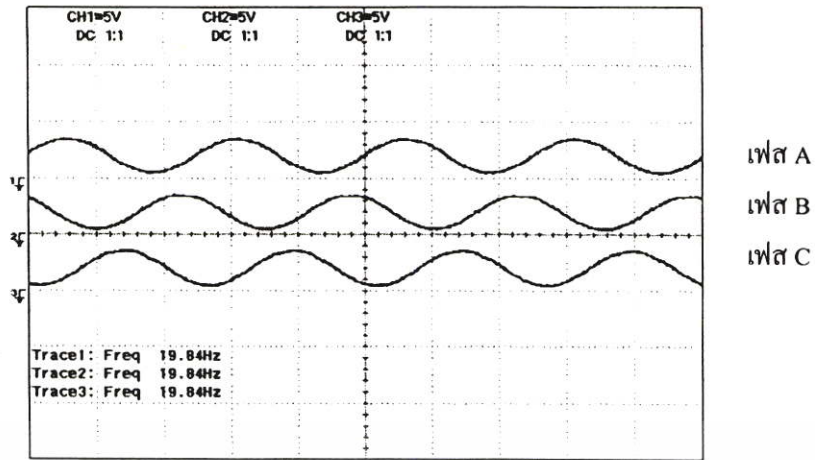
(ข)

ภาพที่ 3.19 (ก), (ข) แสดงรูปคลื่นสัญญาณ พี คับลิว เอ็ม 3 เฟสที่ได้ผ่านวงจรดิจิทัลช่วย



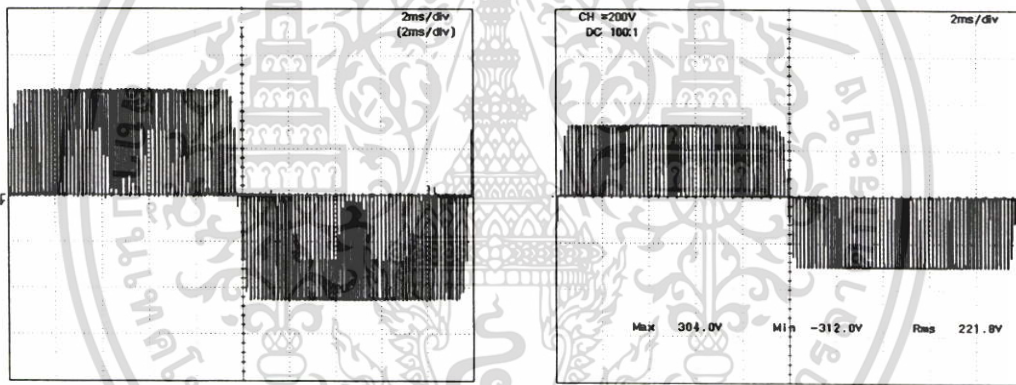
(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



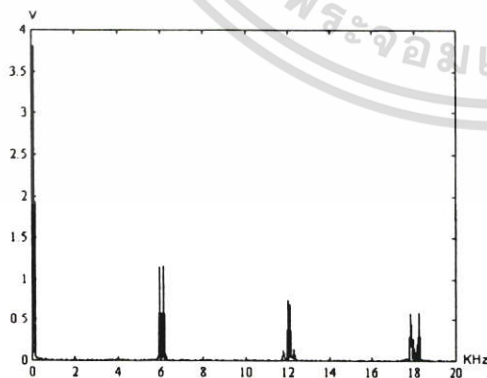
(ข)

ภาพที่ 3.20 สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม (ก) สัญญาณขับเกจ (ข) เมื่อผ่านวงจร RC Filter

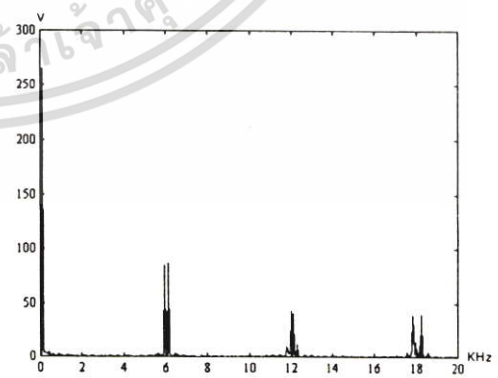


(ก) สัญญาณระหว่างไลน์จากวงจรควบคุม

(ข) สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำลัง



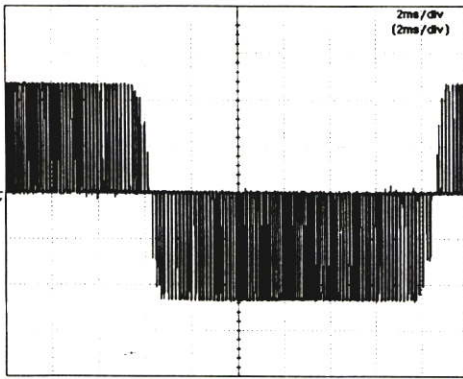
(ค) สเป็คตรานสัญญาณไลน์จากวงจรควบคุม



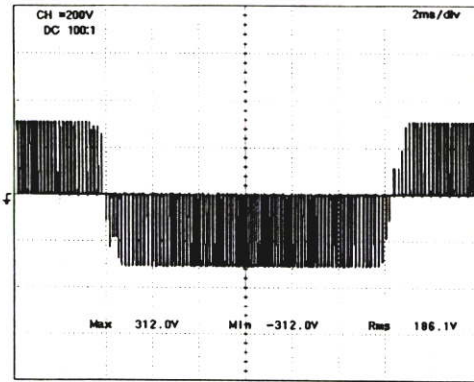
(ง) สเป็คตรานแรงดันเอาต์พุตจากวงจรกำลัง

ภาพที่ 3.21 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 50 Hz, ma=1

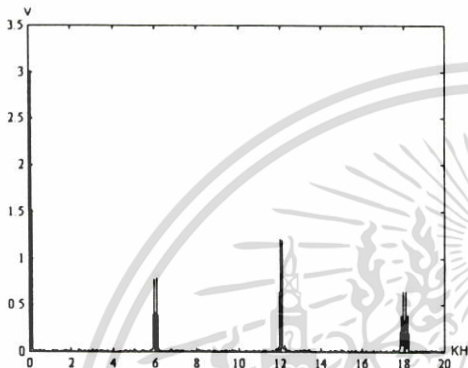
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



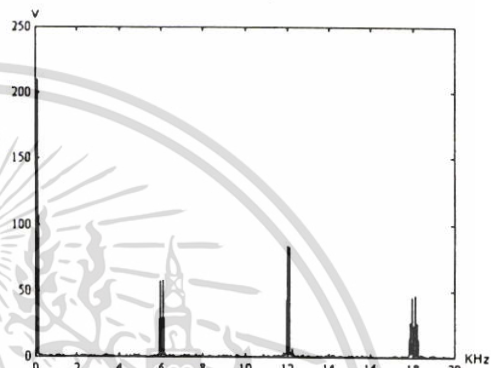
(ก) สัญญาณระหว่างไลน์จากวงจรควบคุม



(ข) สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำลัง

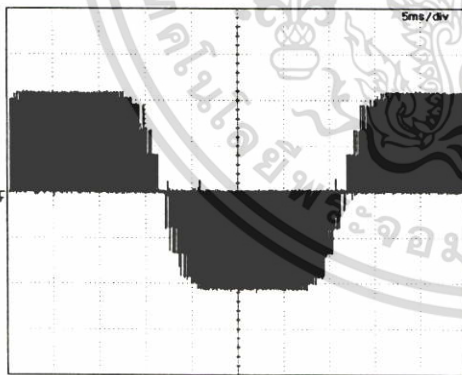


(ค) สเปกตรัมสัญญาณไลน์จากวงจรควบคุม

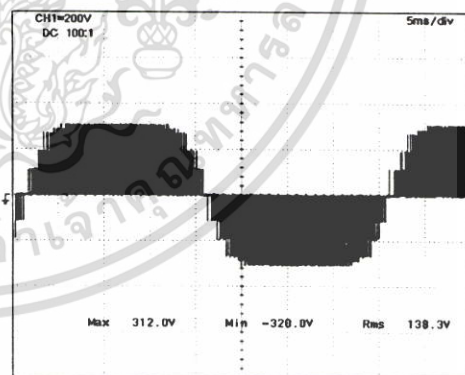


(ง) สเปกตรัมแรงดันเอาต์พุตจากวงจรกำลัง

ภาพที่ 3.22 แสดงแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่ 40 Hz, $m_a=0.8$

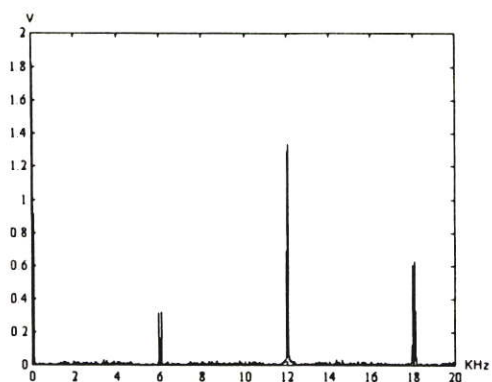


(ก) สัญญาณระหว่างไลน์จากวงจรควบคุม

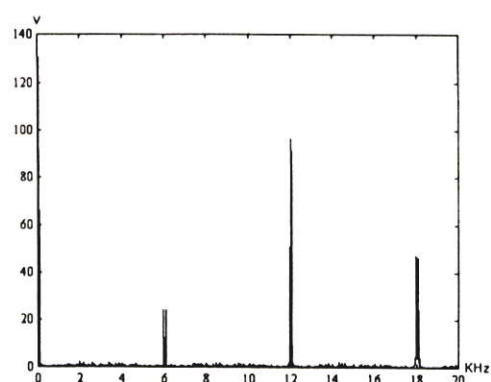


(ข) สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) สเปกตราสัญญาณไลน์จากวงจรควบคุม



(ง) สเปกตราระงัดแอมป์พุทจากวงจรกำลัง

ภาพที่ 3.23 แสดงแรงดันเอาต์พุทที่ความถี่ 25 Hz, $m_a=0.5$

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51AC2 ที่ได้นำมาใช้เป็นตัวประมวลผลของงานวิจัยฉบับนี้ ซึ่งทำให้ทราบถึงโครงสร้างภายใน และสถาปัตยกรรมต่างๆภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์นี้ พร้อมคุณสมบัติพิเศษที่เพิ่มขึ้นมาไม่ว่าจะเป็นวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล, ไทมเมอร์โหมด PCA ที่เพิ่มขึ้นมาเพื่อรองรับการทำงานในรูปแบบของสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ซึ่งตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นี้ก็ยังสามารถทำงานได้อย่างดีเป็นที่น่าพอใจ รวมไปถึงหลักการสร้างสัญญาณไซน์ พี คับบลิว เอ็ม ในเทคนิค Regular Sampled ที่ออกแบบมาให้รองรับกับการทำงานแบบดิจิทัลฮาร์ดแวร์อย่างแท้จริง ซึ่งในการสร้างสัญญาณจริงก็ต้องอาศัยวงจรลอจิกภายนอกต่อเข้ามาเพิ่มอีกเล็กน้อยเพื่อให้วงจรมีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น ในช่วงท้ายได้นำเสนอถึงการออกแบบวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในงานจริง และรูปสัญญาณไซน์ พี คับบลิว เอ็ม ที่สร้างได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์และรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรกำลัง พร้อมทั้งยังได้เปรียบเทียบผลจากสเปกตราระงัดแอมป์พุทด้วยซึ่งผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ

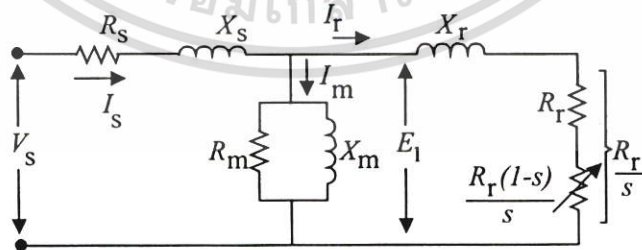
บทที่ 4

ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ

4.1 บทนำ

กำลังงานสูญเสียซึ่งมีสาเหตุมาจากแหล่งจ่ายแรงดันหรือกระแสไม่เป็นรูปไซน์ของอินเวอร์เตอร์แบบ พี ดับบลิว เอ็ม ที่จ่ายให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าถือเป็นการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นจากการสูญเสียปกติจากแหล่งจ่ายที่เป็นรูปไซน์ ซึ่งจะมีองค์ประกอบของแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่เป็นสาเหตุสำคัญอันหนึ่งที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในตัวนำมีค่าเพิ่มสูงขึ้น และจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์มีค่าลดลง ยังรวมไปถึงการทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิด และอายุการใช้งานของมอเตอร์ลดต่ำลง ซึ่งในปัจจุบันการศึกษาถึงผลของกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ยังไม่เป็นที่เข้าใจกันมากนัก โดยส่วนใหญ่จะคิดเฉพาะกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่เกิดจากค่าแรงดันมูลฐาน แต่สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ที่มีความถี่สวิตซ์ซึ่งสูง ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะมีผลต่อกำลังงานสูญเสียทั้งในตัวนำ และแกนเหล็กด้วย ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำ กำลังงานสูญเสียโหลดแฝง (Stray Load Loss) และปรากฏการณ์ทางผิว (Skin Effect) ที่เกิดจ่ายแหล่งจ่ายแรงดันที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ ตั้งแต่เริ่มต้นจ่ายกำลังงานไฟฟ้าเข้าสู่ระบบจนไปถึงผลลัพธ์ของกำลังเอาต์พุตทางกลที่ได้จากมอเตอร์เหนี่ยวนำ รวมไปถึงผลของแรงดันฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆ ที่มีต่อกำลังงานสูญเสียภายในมอเตอร์เป็นที่มาของการเกิดความเร็วฮาร์โมนิกส์ ซึ่งเป็นผลให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดในทิศทางต่างๆ

4.2 การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



ภาพที่ 4.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อเฟส

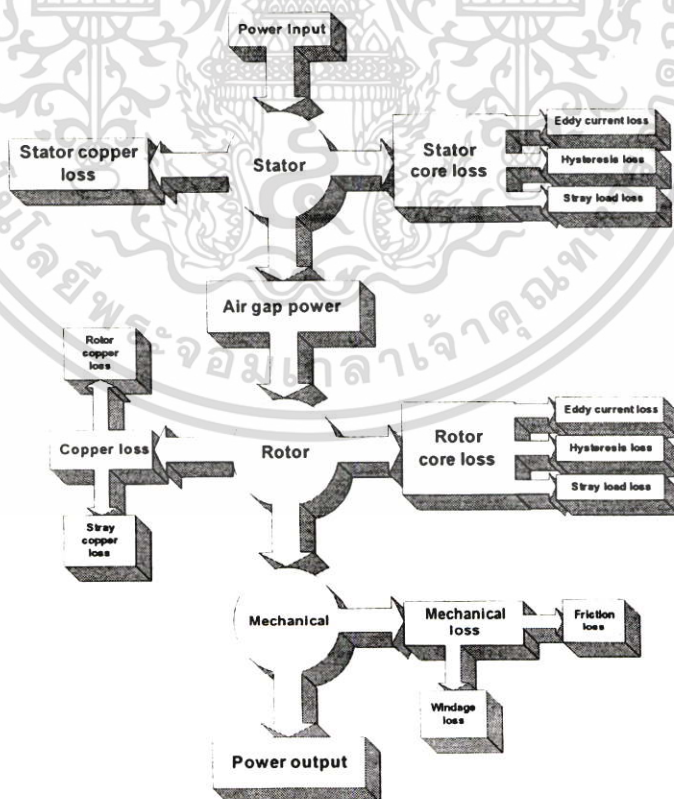
เมื่อ V_s คือ แรงดันต่อเฟสที่ป้อนให้มอเตอร์

I_s คือ กระแสต่อเฟสทางด้านสเตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- X_s คือ รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสเตเตอร์
 X_m คือ รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสนามแม่เหล็ก
 R_m คือ ความต้านทานแทนการสูญเสียของแกนเหล็ก
 E_1 คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ช่องอากาศ
 I_r คือ กระแสต่อเฟสทางด้าน โรเตอร์ที่เข้ามาทางสเตเตอร์
 R_r คือ ความต้านทานต่อเฟสทางด้าน โรเตอร์ที่เข้ามาทางสเตเตอร์
 I_m คือ กระแสเมกนีไตซ์ซึ่งต่อเฟส
 s คือ สลิป

การส่งถ่ายกำลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น โดยปกติจะเกิดจากการส่งถ่ายกำลังงานผ่านช่องว่างอากาศด้วยการเหนี่ยวนำไฟสลัที่ป้อนให้กับขดลวดสเตเตอร์ ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและความถี่ขึ้นที่โรเตอร์ ซึ่งโดยปกติแล้วกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 3 ชนิดใหญ่ๆ คือกำลังงานสูญเสียในตัวนำ (Copper Loss) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss) และกำลังงานสูญเสียทางกล (Mechanical Loss) โดยภาพที่ 4.2 แสดงการส่งผ่านกำลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนสมการที่ (4.1) เป็นสมคูลกำลังงานของมอเตอร์ [14,15,16]



ภาพที่ 4.2 เพาเวอร์-โฟลว์ไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{in} = P_{iron} + P_{cu-stat} + P_{cu-rot} + P_{mech} + P_{out} \quad (4.1)$$

โดยที่

- เมื่อ P_{in} = กำลังงานอินพุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์
 P_{iron} = กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก
 $P_{cu-stat}$ = กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์
 P_{cu-rot} = กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์
 P_{mech} = กำลังงานสูญเสียทางกล
 P_{out} = กำลังงานเอาต์พุตทางกลของมอเตอร์

4.2.1 กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (P_{iron})

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเหล็ก [17] ประกอบด้วยกำลังงานสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Loss) และกระแสไหลวน (Eddy current Loss) ภายในสเตเตอร์และโรเตอร์ โดยขึ้นอยู่กับปริมาณฟลักซ์และความถี่แหล่งจ่ายไฟ ดังสมการ

$$P_{iron} = P_h + P_e \quad (4.2)$$

$$P_{iron} = \beta_h f \phi^2 + \beta_e f^2 \phi^2 \quad (4.3)$$

$$P_{iron} = \left(\frac{\beta_h}{f} + \beta_e \right) f^2 \phi^2 \quad (4.4)$$

- เมื่อ P_h คือ กำลังงานสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิส
 P_e คือ กำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวน
 β_h คือ ค่าคงที่ของการสูญเสียฮิสเตอร์รีซิส
 β_e คือ ค่าคงที่ของการสูญเสียกระแสไหลวน
 ϕ คือ ฟลักซ์ในแกนเหล็ก
 f คือ ความถี่แหล่งจ่ายไฟ

4.2.2 กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ ($P_{cu-stat}$)

กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์

$$P_{cu-stat} = 3R_s I_s^2 \quad (4.5)$$

ในกรณีของมอเตอร์ขนาดน้อยกว่า 1 kW ผลของกระแสไหลวนจะไม่นำมาคิด

4.2.3 กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ (P_{cu-rot})

กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์

$$P_{cu-rot} = 3R_r I_r^2 \quad (4.6)$$

4.2.4 กำลังงานสูญเสียทางกล (P_{mech})

กำลังงานสูญเสียทางกลเกิดจากแรงเสียดทานและแรงต้านทานทางลม โดยส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับความเร็วและอุณหภูมิของมอเตอร์ ซึ่งแรงเสียดทานส่วนใหญ่ถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ส่วนแรงต้านทานทางลมจะแปรผันกับกำลังสามของความเร็ว ในการคำนวณประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานที่ความถี่ควบคุมคงที่ กำลังงานสูญเสียทางกลจะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ที่ค่าหนึ่งด้วย

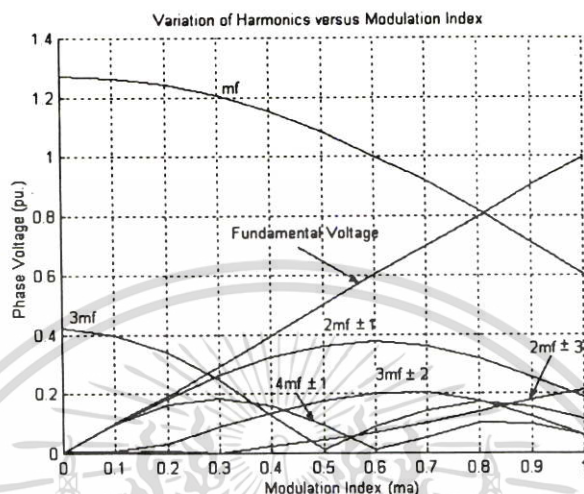
4.3 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไม่เป็นรูปคลื่นไซน์

การเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม เทียบกับดัชนีการมอดูเลต (m_a) ที่เปลี่ยนไปภาพที่ 4.3 แสดงให้เห็นว่ากลุ่มฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่สวิทช์ (m_f) และจำนวนเท่าของความถี่สวิทช์ (nm_f) นั้นมีกลุ่มฮาร์โมนิกส์สำคัญซึ่งทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียเพิ่มขึ้นจากแรงดันมูลฐาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่กลุ่มความถี่สวิทช์อันดับ 1 (m_f) จากภาพจะเห็นได้ว่าขนาดของแรงดันฮาร์โมนิกส์ในช่วงดัชนีการมอดูเลตต่ำกว่า 0.8 นั้นมีค่ามากกว่าขนาดของแรงดันมูลฐาน ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้กำลังงานสูญเสียภายในตัวมอเตอร์เพิ่มขึ้น [18,19]

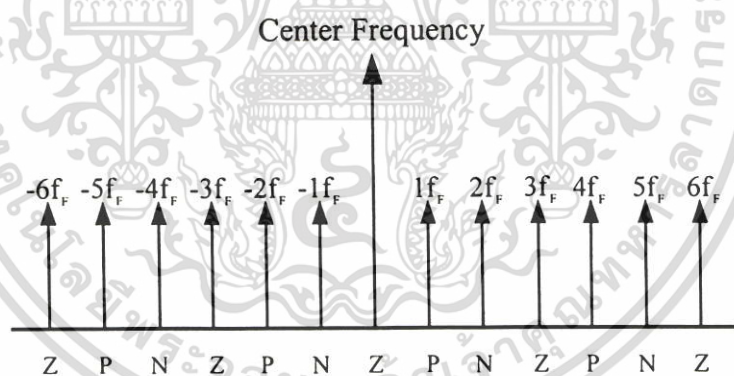
องค์ประกอบและลำดับของแรงดันฮาร์โมนิกส์ในทุกย่านความถี่ที่เกิดจากแหล่งจ่ายแรงดันแบบ พี ดับบลิว เอ็ม แสดงดังภาพที่ 4.4 ซึ่งทุกๆตำแหน่ง $m_f \pm 3K$ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กลำดับศูนย์ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อสนามแม่เหล็กในตัวมอเตอร์ สำหรับสนามแม่เหล็กที่เป็นลำดับบวกนั้นเกิดจากฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ $m_f + [3K + 1]$ และ $m_f - [3K + 2]$ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กฮาร์โมนิกส์ที่หมุนไปในทิศทางเดียวกับความถี่มูลฐาน (Forward Rotating Harmonic Field) ส่งผลให้เกิดแรงบิดเสริมกับแรงบิดที่ความถี่มูลฐานเล็กน้อย ส่วนที่เป็นลำดับลบจะเกิดจากฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิกซ์อันดับที่ $m_f + [3K + 2], m_f - [3K + 1]$ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กฮาร์โมนิกส์ที่หมุนไปในทิศทางตรงกันข้ามกับความถี่มูลฐาน (Backward Rotating Harmonic Field) และมีผลทำให้เกิดแรงบิดต้านกับแรงบิดที่ความถี่มูลฐานเพียงเล็กน้อย



ภาพที่ 4.3 แรงดันฮาร์โมนิกส์เทียบกับดัชนีการมอดูเลตที่ได้จากการคำนวณ



ภาพที่ 4.4 การเรียงลำดับฮาร์โมนิกส์ที่ทุกย่านความถี่สเป็คตรัม

เมื่อ Z คือ การเรียงลำดับศูนย์ (Zero Sequence)

P คือ การเรียงลำดับบวก (Positive Sequence)

N คือ การเรียงลำดับลบ (Negative Sequence)

สำหรับค่าสลิปที่เกิดจากฮาร์โมนิกส์ตำแหน่งต่าง ๆ นั้นมีค่าเท่ากับ $s_n = 1 \pm (1-s)/n$ เมื่อ s คือ ค่าสลิปที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งสลิปฮาร์โมนิกส์ลำดับบวกมีค่าเท่ากับ $s_n = 1 - (1-s)/n$ ส่วนสลิปเอกซาร์โมนิกส์ลำดับลบมีค่าเท่ากับ $s_n = 1 + (1-s)/n$ ค่าสลิปฮาร์โมนิกส์ในแต่ละอันดับจะแปรผันไม่เท่ากันใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนไปตามลำดับฮาร์โมนิกซ์ของแต่ละกลุ่มความถี่ โดยที่ค่าฮาร์โมนิกซ์อันดับสูงๆ ค่าสลิปฮาร์โมนิกซ์สามารถถูกกำหนดให้เป็น 1 ได้ ตารางที่ 4.1 แสดงให้เห็นตำแหน่งฮาร์โมนิกซ์ที่สัมพันธ์กับลำดับและสลิปฮาร์โมนิกซ์ที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ตารางที่ 4.1 ลำดับเฟสของแรงดันฮาร์โมนิกซ์และสลิปฮาร์โมนิกซ์

Sequence	ตำแหน่งอันดับฮาร์โมนิกซ์	ตำแหน่งสลิปฮาร์โมนิกซ์
Zero	$m_f \pm 3K$	-
Positive	$m_f + [3K + 1],$ $m_f - [3K + 2]$	$1 - \frac{(1-s)}{n}$
Negative	$m_f + [3K + 2],$ $m_f - [3K + 1]$	$1 + \frac{(1-s)}{n}$

4.4 กระแสฮาร์โมนิกซ์

กระแสฮาร์โมนิกซ์มีผลโดยตรงต่อกำลังงานสูญเสียในตัวนำ ซึ่งเป็นกำลังงานสูญเสียหลักในมอเตอร์เหนี่ยวนำ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์โมนิกซ์ไม่ได้ขึ้นอยู่กับสมรรถนะของ พี ดับบลิวเอ็ม เท่านั้นแต่จะขึ้นอยู่กับความต้านทานภายในของมอเตอร์ด้วย โดยสามารถหาค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์โมนิกซ์ได้จากสมการที่ (4.7)

$$I_{h\ rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (4.7)$$

โดยมี Distortion Factor เป็นค่า

$$d = \frac{i_{h\ rms}}{I_{h\ rms\ six-step}} \quad (4.8)$$

4.5 แรงบิดฮาร์โมนิกซ์

แรงบิดฮาร์โมนิกซ์แบ่งออกเป็น แรงบิดฮาร์โมนิกซ์ที่สภาวะคงตัว (Steady State Harmonic Torque) และแรงบิดฮาร์โมนิกซ์กระพือม (Pulsating Harmonic Torque) ซึ่งแรงบิดฮาร์โมนิกซ์นี้จะมีผลอย่างมากต่อการทำงานทางด้านเอาท์พุทของมอเตอร์ ซึ่งจะเกิดจากฮาร์โมนิกซ์อันดับต่างๆของ

เอกสารนี้แหล่งจ่ายที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1 แรงบิดฮาร์โมนิกที่สภาวะคงตัว

ฮาร์โมนิกของแรงบิดที่สภาวะคงตัวมีค่าน้อยมากที่แรงบิดพิกัด ซึ่งสามารถที่จะละทิ้งไปได้ ค่าของแรงบิดสามารถคำนวณได้ทั้งค่าแรงบิดมูลฐานและแรงบิดฮาร์โมนิก โดยที่ค่าแรงบิดมูลฐานหาได้จาก

$$T_1 = \frac{pP}{2\pi f_1} (I_r)^2 \frac{R_r}{s_1} \quad (4.9)$$

ในลักษณะเดียวกัน k^{th} คือส่วนประกอบของแรงบิดฮาร์โมนิกที่อันดับนั้นๆ ค่าแรงบิดฮาร์โมนิกที่อันดับใดๆ สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$T_k = \pm \frac{pP}{2\pi k f_1} (I_{rk})^2 \frac{R_{rk}}{s_k} \quad (4.10)$$

แรงบิดที่มีทิศทางไปข้างหน้าจะขึ้นอยู่กับฮาร์โมนิกที่ Positive Sequence ซึ่งมีค่าเป็นบวกและแรงบิดที่มีทิศทางย้อนกลับจะขึ้นอยู่กับฮาร์โมนิกที่ Negative Sequence ซึ่งมีค่าเป็นลบ โดยค่าสลิปมูลฐานจะมีค่าน้อยเมื่อทำงานที่ภาระโหลดพิกัด สมการของฮาร์โมนิกสลิป คือ

$$s_k = \frac{k \mp 1}{k} \quad (4.11)$$

แทนค่าลงในสมการ (4.11) จะได้เป็นสมการ

$$T_k = \pm \frac{pP}{2\pi k f_1} (I_{rk})^2 \frac{R_{rk}}{k \mp 1} \quad (4.12)$$

แรงบิดฮาร์โมนิกอันดับ k^{th} เมื่อแสดงในรูปของแรงบิดมูลฐานจะมีค่าเป็น

$$\frac{T_k}{T_1} = \pm \left[\frac{I_{2k}}{I_2} \right]^2 \left[\frac{R_{2k}}{R_2} \right] \left[\frac{s_1}{k \mp 1} \right] \quad (4.13)$$

ถ้ามอเตอร์ทำงานที่พิกัด ดังนั้น I_r จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแสพิกัดและค่า $\left(\frac{I_{rk}}{I_r}\right)$ มีค่าประมาณเท่ากับค่าต่อหนึ่งหน่วยของกระแสอาร์โมนิกอันดับที่ k หรือ I_k โดยเมื่อนำมาแทนในสมการที่ (4.13) จะได้สมการทั่วไปเป็น

$$\frac{T_k}{T_1} = \pm \left(\frac{V_k}{kf_1 X_{pu}} \right)^2 \left(\frac{R_{2k}}{R_2} \right) \left(\frac{s_1}{k \mp 1} \right) \quad (4.14)$$

$$I_k = \frac{\phi_1}{k^2 X_{pu}} \quad (4.15)$$

โดยที่ X_{pu} คือรีแอกแตนซ์รั่วไหลในหน่วยเปอร์เซ็นต์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำหรือค่าเฉลี่ยของรีแอกแตนซ์ชั่วคราว (Mean Subtransient Reactance) ต่อหนึ่งหน่วยสำหรับมอเตอร์ซิงโครนัส ในกรณีของรูปคลื่นของแรงดันแบบ 6 ชั้น ค่าต่อหนึ่งหน่วย I_k หาได้จากสมการที่ (4.15) โดยเมื่อนำมาแทน $\frac{I_{2k}}{I_2}$ ในสมการที่ (4.13) จะได้สมการแรงบิดที่เกิดจากฮาร์โมนิกส์คือ

$$\frac{T_k}{T_1} = \pm \left(\frac{\phi_1}{k^2 X_{pu}} \right)^2 \left(\frac{R_{2k}}{R_2} \right) \left(\frac{s_1}{k \mp 1} \right) \quad (4.16)$$

โดยที่ ϕ_1 คือ ค่าต่อหนึ่งหน่วยของฟลักซ์ที่ช่องอากาศ

พิจารณาแรงบิดที่เกิดจากฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งทำงานด้วยแหล่งจ่ายแรงดันแบบ 6 ชั้น แรงดันมูลฐานที่พิกัดและความถี่ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อที่ว่า ϕ_1 จะมีค่าเป็น 1 และเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว (Skin Effect) ดังนั้นจึงสมมติให้ค่าความต้านทานทางด้านโรเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 3 เท่าได้เพื่อให้ได้ $R_{2k}/R_2 = 3$ ถ้าค่าสลิปของโหลดพิกัดที่ความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ 0.03 เมื่อนำมาแทนในสมการที่ (4.16) จะได้ $T_5/T_1 = -0.24 \times 10^{-4}/X_{pu}^2$ ดังนั้นสำหรับค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ 0.1 ต่อหนึ่งหน่วย จะได้ $T_5/T_1 = -0.0024$ หรือ T_5 เท่ากับ 0.24 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดที่ความถี่มูลฐาน สำหรับค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลที่ 0.2 ต่อหนึ่งหน่วยนั้น T_5 มีค่าเพียงเท่ากับ 0.06 เปอร์เซ็นต์ของ T_1 ซึ่งแรงบิดเนื่องจากฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 ที่ Negative Sequence นั้นถูกต้านทานด้วยแรงบิดที่หมุนไปข้างหน้าซึ่งน้อยกว่าเนื่องจากฮาร์โมนิกอันดับที่ 7 ที่ Positive Sequence ดังนั้นผลรวมที่เกิดขึ้นทั้งจากฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และ 7 ก่อให้เกิดแรงบิดกลับทิศที่น้อยมากๆซึ่งตรงข้ามกับแรงบิดของมอเตอร์ที่ความถี่มูลฐาน โดยสามารถนำไปประยุกต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์อันใดจากเอกสารนี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้กับฮาร์โมนิกอันดับที่ 11 และ 13 นอกจากนี้ผลรวมทั้งหมดของฮาร์โมนิกที่แหล่งจ่ายซึ่งเป็น การลดลงของแรงบิดในสภาวะคงตัวนั้นสามารถทิ้งไปได้ โดยมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ 1 เปรอร์เซ็นต์

4.5.2 แรงบิดฮาร์โมนิกสักระเพื่อม

การสวิตช์ของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ซึ่งจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกทางด้านสเตเตอร์เป็นผลให้ เกิดการกระเพื่อมของแรงบิด (Torque Pulsation) นอกจากนี้การทำงานที่ความถี่ต่ำจะทำให้การ เปลี่ยนแปลงของความเร็วไม่คงที่และยังทำให้เกิดความล้าที่แกนเพลลาของมอเตอร์ [20,21] แรงบิด กระเพื่อมหาได้จากสมการที่ (4.17)

$$\Delta T = \frac{(T_{\max} - T_{av})}{T_R} \quad (4.17)$$

เมื่อ T_{\max} คือ แรงบิดสูงสุดที่ช่องอากาศ
 T_{av} คือ แรงบิดเฉลี่ยที่ช่องอากาศ
 T_R คือ แรงบิดที่พิคค

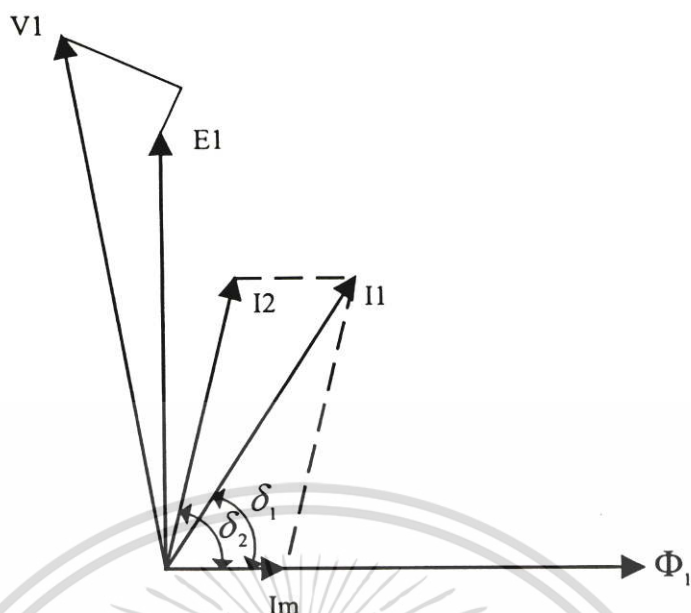
จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถเขียนเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 4.5 โดยให้กระแสแมกนีไตซิ่ง (I_m) เป็นแกนอ้างอิง ซึ่งแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ช่องอากาศ (E_1) จะนำ หน้ากระแสแมกนีไตซิ่งเป็นมุม 90 องศาและกระแสทางด้านโรเตอร์ (I_r) จะล้าหลังแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ช่องอากาศเป็นมุมเท่ากับตัวประกอบกำลังของวงจรโรเตอร์ (θ_2) ส่วนกระแสทางด้าน สเตเตอร์จะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสแมกนีไตซิ่งและกระแสทางด้านโรเตอร์ ฟลักซ์มูลฐาน (ϕ_1) จะอินเฟสกับกระแสแมกนีไตซิ่ง แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเกิดจากฟลักซ์มูลฐานและ winding mmf ขนาดของแรงบิดจะเป็นสัดส่วนกับขนาดของฟลักซ์มูลฐานและ winding mmf และ มุมทางไฟฟ้าระหว่างระหว่างค่าทั้งสอง

$$T = K\phi_1 I_r \sin \delta_2 = K\phi_1 I_s \sin \delta_1 \quad (4.18)$$

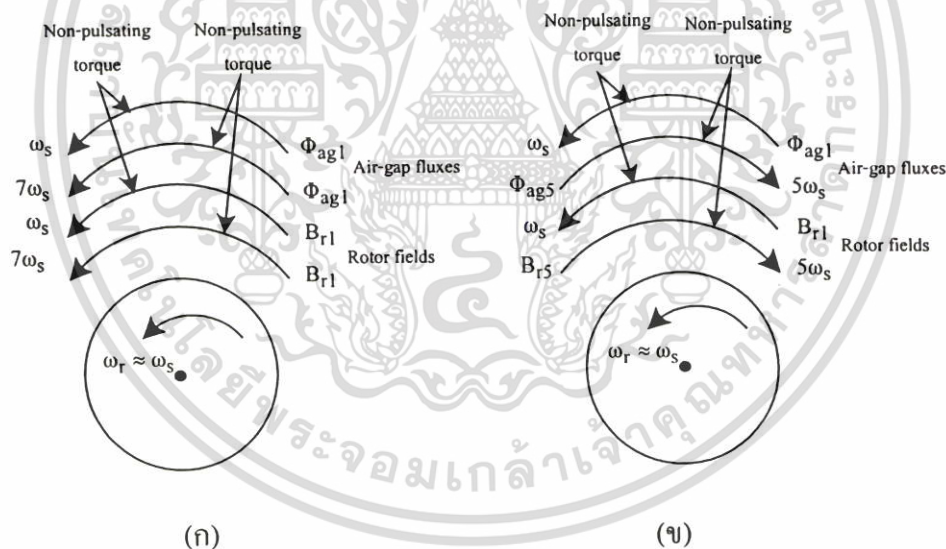
เมื่อมุมของแรงบิด δ_1 และ δ_2 มีค่าคงที่ และ $\delta_2 = \frac{\pi}{2} - \theta_2 = \cos \theta_2$ แทนค่าในสมการที่ (4.20) จะ ได้สมการแรงบิดที่อยู่ในรูป

$$T = K\phi_1 I_r \cos \theta_2 \quad (4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.5 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



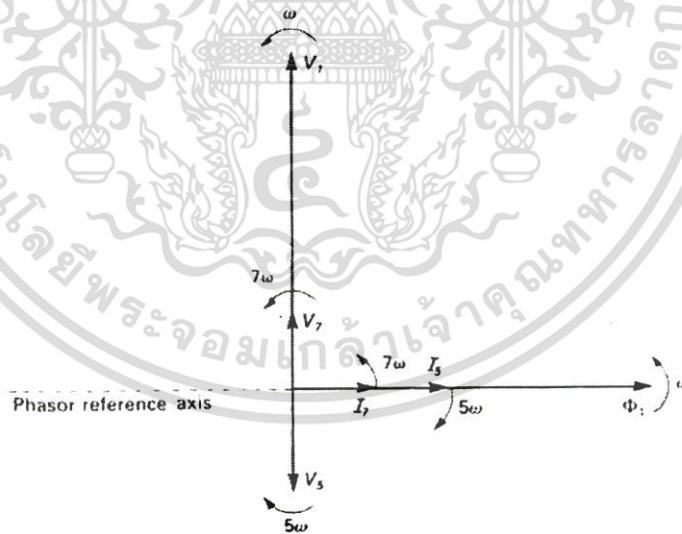
ภาพที่ 4.6 (ก) ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 (ข) ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 5

เมื่อพิจารณาถึงฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำสุดของความถี่ ซึ่งก็คือฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 5 และฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 ในระบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส ดังแสดงในภาพที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 มีผลให้ฟลักซ์ที่ช่องอากาศมีความเร็วเป็น $7\omega_s$ ในทิศทางเดียวกับความเร็วที่ช่องอากาศมูลฐานและโรเตอร์ ถ้าสมมุติให้ความเร็วที่โรเตอร์มีค่าประมาณ ω_s โดยสนามแม่เหล็กในโรเตอร์มีค่า B_{r1} ที่ความเร็ว ω_s และที่ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 มีค่า B_{r7} ที่ความเร็ว $7\omega_s$ จากภาพที่ 4.6 สนามแม่เหล็กนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหล็ก ϕ_{ag1} และ B_{r1} ซึ่งหมุนที่ความเร็วเดียวกันจะไม่มีผลจากการกระเพื่อมของแรงบิด นอกจากนี้ฮาร์โมนิกอันดับที่ 7 ก็เช่นเดียวกันโดยมีการหมุนไปในทิศทางเดียวกัน อย่างไรก็ตามความเร็วสัมพันธ์ระหว่าง ϕ_{ag7} และ B_{r1} คือ $6\omega_s$ เช่นเดียวกับความเร็วสัมพันธ์ระหว่าง ϕ_{ag1} และ B_{r7} คือ $6\omega_s$ ซึ่งความเร็วสัมพันธ์ทั้งสองจะสร้างแรงบิดกระเพื่อม (Pulsating Torque) ที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 6 โดยฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 จะสร้างฟลักที่ช่องอากาศซึ่งมีความเร็ว $5\omega_s$ ในทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางการหมุนของโรเตอร์ เมื่อ ϕ_{ag5} มีผลต่อ B_{r1} และ ϕ_{ag1} มีผลต่อ B_{r5} ในการสร้างแรงบิดกระเพื่อมที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 6

จะเห็นว่าทั้งฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 และฮาร์โมนิกอันดับที่ 7 จะกระตุ้นให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 6 ดังนั้นในการคำนวณสำหรับความถี่ฮาร์โมนิกอันดับอื่นๆก็จะใช้หลักในการคิดแบบเดียวกัน ผลกระทบจากการกระเพื่อมของแรงบิดซึ่งส่งผลไปสู่การกระเพื่อมของความเร็วในโรเตอร์สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (4.20) โดยขนาดของแรงบิดกระเพื่อมสามารถละทิ้งไปได้เมื่อความถี่ของการกระเพื่อมมีค่าสูง

$$\text{ขนาดของความเร็วกระเพื่อม} = k \frac{\text{ขนาดของแรงบิดกระเพื่อม}}{\text{ความถี่กระเพื่อม} \times \text{ความเฉื่อย}} \quad (4.20)$$



ภาพที่ 4.7 ไดอะแกรมเฟสเซอร์รวมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดันเป็นแบบ 6 ขั้ว

ผลกระทบจากแรงบิดกระเพื่อมจะมีมากที่ความเร็วต่ำๆ ซึ่งทำให้การหมุนของมอเตอร์ตะกุกตะกักหรือหมุนเป็นจังหวะๆ การที่ความเร็วของมอเตอร์ไม่คงที่ส่งผลโดยตรงต่อความคงทนของอุปกรณ์ทางกลเช่นระบบเกียร์ฟันเฟืองจะเกิดการเสียหายได้ เมื่อมอเตอร์หมุนในทิศทางไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักเรียนไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้างหน้ากระแส I_5 และ I_7 จะต้องนำหน้า ϕ_1 เป็นมุม δ_1 และ δ_2 ตามลำดับตามภาพที่ 4.5 จากภาพที่ 4.7 เมื่อพิจารณาฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 จะเห็นได้ว่า I_5 จะนำพลา๊กซ์มูลฐาน (ϕ_1) ด้วยมุมของแรงบิด δ_5 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะได้สมการของแรงบิดที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 เป็น

$$T = \phi_1 I_5 \sin \delta_5 \quad (4.21)$$

มุมของแรงบิดอันดับที่ 5 จะลดความเร็วของมอเตอร์ที่ 6ω แรงบิดเริ่มต้นของมอเตอร์จะมีค่าเป็น

$$T = \phi_1 I_5 \sin(\delta_5 - 6\omega t) \quad (4.22)$$

สำหรับฮาร์โมนิกอันดับที่ 7 จะเห็นได้ว่า I_7 จะนำพลา๊กซ์มูลฐาน (ϕ_1) ด้วยมุมของแรงบิด δ_7 มุมของแรงบิดอันดับที่ 7 จะเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ที่ 6ω แรงบิดของมอเตอร์จะมีค่าเป็น

$$T = \phi_1 I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t) \quad (4.23)$$

ส่วนประกอบของแรงบิดกระเพื่อมทุกๆค่าจะเป็นสัดส่วนกับความถี่ 6ω ดังนั้นแรงบิดกระเพื่อมของฮาร์โมนิกอันดับที่ 6 จะเกิดจากผลรวมของฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ

$$\begin{aligned} T_6 &= \phi_1 [I_5 \sin(\delta_5 - 6\omega t) + I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t)] \\ &= \phi_1 \begin{bmatrix} (I_5 \sin \delta_5 + I_7 \sin \delta_7) \cos 6\omega t \\ -(I_5 \cos \delta_5 - I_7 \cos \delta_7) \sin 6\omega t \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.24)$$

สามารถจัดรูปสมการได้เป็น

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 + \delta_7)]^{1/2} \cos(6\omega t + \beta) \quad (4.25)$$

เมื่อ $\beta = \frac{I_5 \cos \delta_5 - I_7 \cos \delta_7}{I_5 \sin \delta_5 - I_7 \sin \delta_7}$ ในลักษณะเดียวกันขนาดของฮาร์โมนิกแรงบิดอันดับที่ 12 ก็จะเกิดจากฮาร์โมนิกของแรงบิดอันดับที่ 11 และอันดับที่ 13

$$T_{12} = \phi_1 [I_{11}^2 + I_{13}^2 - 2I_{11} I_{13} \cos(\delta_{11} + \delta_{13})]^{1/2} \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าฮาร์โมนิกส์ของกระแสอันดับที่ $k = (6n-1)$ และ $k = (6n+1)$ จะทำให้เกิดแรงบิดกระเพื่อมอันดับที่ $6n$

$$T_{6n} = \phi_1 [I_{6n-1}^2 + I_{6n+1}^2 - 2I_{6n-1}I_{6n+1} \cos(\delta_{6n-1} + \delta_{6n+1})]^{1/2} \quad (4.27)$$

ผลที่ได้นี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสที่มีหน้าขั้วซึ่งเห็นได้ชัด (Pole-Face Cage) หรือชุดขดลวดหน่วง (Damper Winding) สมการที่ (4.27) สามารถนำมาใช้เพื่อประเมินแอมพลิจูดที่เกิดจากแรงบิดเนื่องจากการกระเพื่อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดันเป็นแบบ 6 ชั้น ในกรณีนี้รูปคลื่นของแรงดันเฟสสามารถหาได้จาก

$$v_{AN} = \frac{2}{\pi} V_d \left[\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right] \quad (4.28)$$

จากไดอะแกรมเฟสเซอร์รวมสำหรับค่ามุลฐาน ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 5 และฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 7 แสดงดังภาพที่ 4.7 จะเห็นได้ว่ามุมของแรงบิดเริ่มต้น δ_5 และ δ_7 มีค่าเป็นศูนย์ทั้งคู่

สิ่งที่กล่าวมาโดยสรุปนี้จะใช้ได้สำหรับฮาร์โมนิกส์อันดับที่สูงกว่า ดังนั้นโดยทั่วไปแล้ว δ_{6n-1} และ δ_{6n+1} จะมีค่าเป็นศูนย์ สำหรับแหล่งจ่ายซึ่งมีแรงดันเป็นแบบ 6 ชั้น กระแสฮาร์โมนิกส์อันดับที่ k สามารถหาได้จากสมการที่ (4.15) และเมื่อนำมาแทนในสมการที่ (4.27) จะได้แอมพลิจูดของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อม คือ

$$T_{6n} = \phi_1 [I_{6n-1}^2 - I_{6n+1}^2] = \frac{\phi_1^2}{X_{pu}} \left[\frac{1}{(6n-1)^2} - \frac{1}{(6n+1)^2} \right] \quad (4.29)$$

เครื่องหมายลบในสมการนี้ชี้ให้เห็นว่าส่วนประกอบของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อม เนื่องจาก I_{6n-1} และ I_{6n+1} นั้นแสดงถึงการตรงข้ามกันโดยตรงของเฟส (Direct phase opposition) ด้วยเหตุนี้ค่าแอมพลิจูดของแรงบิดที่ได้จึงลดลง แรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมที่มีฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 6 เด่นนั้น สามารถหาได้เมื่อ $n = 1$ ดังนั้น

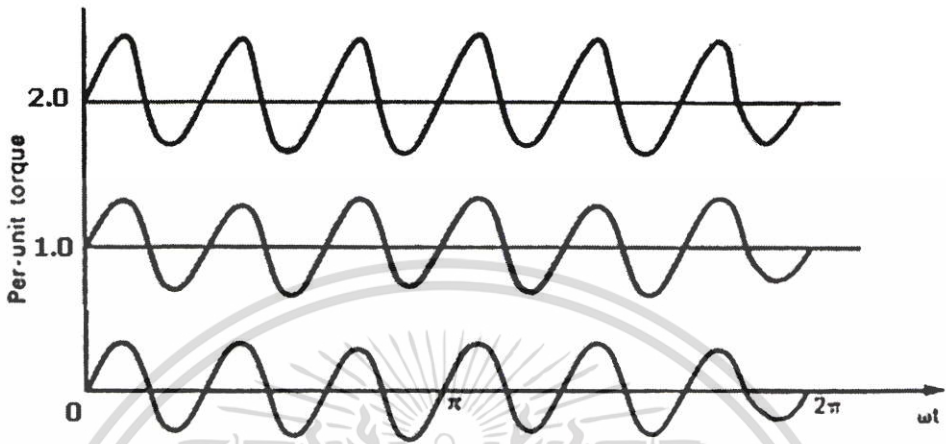
$$T_6 = \frac{\phi_1^2}{X_{pu}} \left[\frac{1}{5^2} - \frac{1}{7^2} \right] = 0.02 \frac{\phi_1^2}{X_{pu}} \quad (4.30)$$

สำหรับการทำงานที่อัตราส่วน V/Hz คงที่ ฟลักซ์ที่ช่องอากาศนั้นเกือบจะคงที่ที่ 1 ต่อหนึ่งหน่วยและเอกสารนี้ค่าโดยทั่วไปของรีแอกแตนซ์รั่วไหลจะอยู่ระหว่าง 0.1 และ 0.2 ต่อหนึ่งหน่วย จากสมการที่ (4.30) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแอมพลิจูดของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 6 นั้นอยู่ในช่วงจาก 0.2 ถึง 0.1 ต่อหนึ่งหน่วย นั่นก็คือจาก 20 เปอร์เซ็นต์ถึง 10 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดฐาน ซึ่งมอเตอร์จะมีรีแอกแตนซ์ที่ต่ำกว่า มีผลทำให้การกระเพื่อมของแรงบิดมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด แรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 12 นั้นมีค่าอยู่ระหว่าง 2.3 เปอร์เซ็นต์และ 1.2 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดฐาน

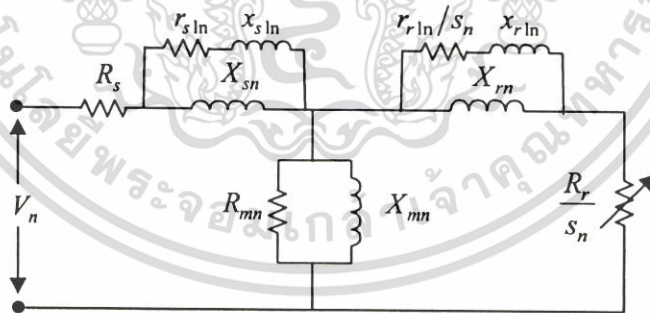
รูปคลื่นแรงบิดที่เกิดจากแม่เหล็กไฟฟ้าช่วงขณะสามารถหาได้จากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์โดยใช้กระบวนการทางอนาล็อกหรือดิจิทัล ซึ่งรูปคลื่นแรงดันแบบ 6 ชั้นได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ภาพที่ 4.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดในระหว่าง 1 รอบ (Cycle) ของความถี่แหล่งจ่ายสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 แรงม้าซึ่งทำงานด้วย V/Hz ที่ระบุ (Nominal V/Hz) ที่ความถี่สเตเตอร์ 50 Hz รูปคลื่นเหล่านี้สามารถหาได้ด้วยการจำลองทางดิจิทัล ซึ่งส่วนประกอบของแรงบิดที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 6 นั้นมีความโดดเด่น จาก oscillogram ได้แสดงให้เห็นด้วยว่าแอมพลิจูดของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมในทางปฏิบัติแล้วจะไม่ขึ้นอยู่กับทำให้โหลดแก่มอเตอร์ โดยสามารถยืนยันได้จากสมการที่ (4.30) ซึ่งแสดงแอมพลิจูดของแรงบิดที่เกิดจากฮาร์โมนิกในรูปของฟลักซ์ที่ช่องอากาศที่ความถี่มูลฐานและรีแอกแตนซ์ของมอเตอร์ ในความเป็นจริงแล้ว สำหรับการทำงานที่ V/Hz คงที่ทั่วไปนั้นฟลักซ์ที่ช่องอากาศเกือบจะคงที่ ซึ่งแอมพลิจูดของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมจะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายด้วย สมการที่ (4.30) ได้ชี้ให้เห็นว่า การลดลงอย่างมากของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมนั้นมีความเป็นไปได้เมื่อฟลักซ์ที่ช่องอากาศที่ความถี่มูลฐานนั้นลดลง ซึ่งแน่นอนจะส่งผลกระทบต่อแรงบิดที่ความถี่มูลฐานด้วย แต่ถ้านำไปประยุกต์ใช้ที่ไม่ได้ต้องการแรงบิดสูงที่ความถี่ต่ำแล้ว ความอ่อนแอของสนาม (Field Weakening) สามารถถูกนำมาใช้เพื่อลดแอมพลิจูดของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมและเพื่อขยายการใช้ประโยชน์จากช่วงความเร็วต่ำของการทำงาน จากรูปคลื่นของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมดังแสดงในภาพที่ 4.8 เมื่อสมมุติให้ความเร็วโรเตอร์คงที่และการคุมค่าของอินเวอร์เตอร์เป็นศูนย์ (zero inverter regulation) นั่นก็คือไม่สนใจค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ แอมพลิจูดของแรงบิดซึ่งเกิดจากการกระเพื่อมจะเพิ่มขึ้นมาก เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆของแรงดันที่อยู่ในระบบ ซึ่งกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นเป็นองค์ประกอบของฮาร์โมนิกอันดับที่ 6 โดยมีตัวเก็บประจุอยู่ตรงตำแหน่งดีซีลิงค์ซึ่งขยายส่วนประกอบแรงดันฮาร์โมนิกในแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ผลที่ได้คือการไหลของกระแสฮาร์โมนิกสู่มอเตอร์มากขึ้นทำให้แรงบิดเพิ่มขึ้น โดยจะเห็นได้ว่าการกระเพื่อมของแรงบิดที่ความเร็วต่ำจะมีค่าเป็น 2 หรือ 3 เท่าของค่าตามหลักทางทฤษฎีที่ทำนายจากการวิเคราะห์ซึ่งสมมุติให้แรงดันอินพุท และความเร็วคงที่ ตัวเก็บประจุที่ดีซีลิงค์ซึ่งมีขนาดใหญ่จะจำกัดผลที่เกิดขึ้นเหล่านี้

การกระเพื่อมของแรงบิดที่ฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำนั้นสามารถหลีกเลี่ยงได้โดยการจ่ายมอเตอร์ด้วยรูปคลื่นแรงดันหรือกระแสที่ได้มีการพัฒนาแล้ว เช่นรูปคลื่น PWM ที่ใช้วิธีการมอดูเลตแบบไขว้ขอยอดตัด โดยการกระเพื่อมของแรงบิดจะเกิดขึ้นมากที่ความถี่สวิตซ์สูง



ภาพที่ 4.8 การสั่นทางกลของแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สภาวะไร้อโหลด ที่แรงบิดพิกัด และที่ 2 เท่าของแรงบิดพิกัด โดยมีแหล่งจ่ายเป็นแบบแรงดัน 6 ชั้น

4.6 กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อคิดผลของฮาร์โมนิกส์



ภาพที่ 4.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่คิดผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงและปรากฏการณ์ทางผิว

- เมื่อ V_n คือ แรงดันอินพุตที่ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ n
- R_s คือ ความต้านทานต่อเฟสทางด้านสเตเตอร์
- X_{sn} คือ รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสเตเตอร์ที่ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ n
- X_{rn} คือ รีแอกแตนซ์รั่วไหลของโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ n

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- X_{mn} คือ รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสนามแม่เหล็กที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 R_{mn} คือ ความต้านทานของแกนเหล็กที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 R_r คือ ความต้านทานต่อเฟสทางด้าน โรเตอร์
 s_n คือ สลิปที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 $r_{s,ln}$ คือ ความต้านทานที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงทางด้านสเตเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 $x_{s,ln}$ คือ รีแอกแตนซ์ที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนทางด้านสเตเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 $r_{r,ln}$ คือ ความต้านทานที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงทางด้านโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 $x_{r,ln}$ คือ รีแอกแตนซ์ที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนทางด้านโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n

วงจรสมมูลดังแสดงในภาพที่ 4.9 เป็นวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สามารถใช้ในการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆ โดยคิดผลที่เกิดจากกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง (Stray Load Loss) และปรากฏการณ์ทางผิว (Skin Effect) ด้วย [22] ซึ่งพารามิเตอร์ที่เพิ่มขึ้นคือค่ารีแอกแตนซ์ $x_{s,ln}$ และ $x_{r,ln}$ ที่เป็นผลจากกระแสไหลวน (Eddy Current) โดยมีค่าประมาณ 5 % ของค่ารีแอกแตนซ์ X_{sn} และ X_{rn} ตามลำดับ ส่วนค่าความต้านทาน R_{lsn} และ R_{lrnn} นั้นเป็นผลจากกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงที่สเตเตอร์ (Stator Stray Load Loss) และกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงที่โรเตอร์ (Rotor Stray Load Loss) ซึ่ง R_{lsn} และ R_{lrnn} [23] สามารถหาได้จาก

$$R_{lsn} = R_{lsb} \frac{f_n(1 + K_i f_b)}{f_b(1 + K_i f_n)} \quad (4.31)$$

$$R_{lrn} = R_{lrb} \frac{s_n f_n(1 + K_i s_b f_b)}{s_b f_b(1 + K_i s_n f_n)} \quad (4.32)$$

- เมื่อ K_i คือ อัตราส่วนของสัมประสิทธิ์กระแสไหลวนกับฮีสเตอร์รีซิส
 f_n คือ ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
 f_b คือ ความถี่ฐาน

ค่าความต้านทาน R_{lsb} และ R_{lrb} แทนถึงกำลังงานสูญเสียโพลดแฟงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ที่ความถี่ตามลำดับ ค่า R_{lsb} และ R_{lrb} สามารถหาได้จากการทดสอบในช่วงการทำงานของรูปคลื่นไซน์ที่สภาวะโพลดพิกัด

สำหรับกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กนั้นประกอบด้วยกำลังงานสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Loss) และกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) กำลังงานสูญเสียทั้ง 2 ส่วนนี้จะแปรผันตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟซึ่งกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กที่สเตเตอร์สามารถหาได้จากสมการ

$$P_{iron_s} = f_s \phi^2 + K_i f_s^2 \phi^2 \quad (4.33)$$

เมื่อ f_s คือ ความถี่ที่สเตเตอร์ และ ϕ คือ ฟลักซ์ร่วม (Mutual Flux) ส่วนกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กที่โรเตอร์สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_{iron_r} = f_r \phi^2 + K_i f_r^2 \phi^2 \quad (4.34)$$

เมื่อความถี่โรเตอร์ $f_r = s f_s$ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กคือ

$$P_{iron} = P_{iron_s} + P_{iron_r} = E_n^2 / R_{mn} \quad (4.35)$$

เมื่อ E_n คือแรงดันในช่องอากาศที่คดล้อม R_{mn} ค่าความต้านทานของแกนเหล็กสามารถหาได้จาก

$$R_{mn} = \frac{1}{k_c \left[\left(\frac{1+s_n}{n f_s} \right) + K_i (1+s_n^2) \right]} \quad (4.36)$$

เมื่อ k_c คือ ค่าคงที่ซึ่งเกิดจากคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้ในการทำมอเตอร์โดยจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำทั้งที่เป็นการสูญเสียที่เกิดจากสัญญาณอินพุตที่เป็นค่าไซน์บริสุทธิ์ และสัญญาณอินพุตที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันแบบพีคดับลิว เอ็ม ซึ่งในการจ่ายกำลังงานอินพุตที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์นั้นจะทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดซึ่งจะทำให้เกิดการหมุนที่มีทิศทางไปในทางที่ทั้งเสริม และหักล้างกับแรงดันมูลฐาน ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับความเร็วลำดับของกลุ่มฮาร์โมนิกส์นั้นๆด้วย นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่คิดผลของกำลังงานสูญเสียโพลดแฟง และปรากฏการณ์ทางผิว ซึ่งพารามิเตอร์ที่นำมาคิดกำลังงานสูญเสียนี้จะเปลี่ยนแปลงไปโดยมีส่วนของความต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำขนานกับคาร์แอกแตนซ์เกิดขึ้นมาเป็นส่วนของกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากโพลดแฟง และปรากฏการณ์ทางผิว ซึ่งก็จะทำให้เข้าใจในพฤติกรรมกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีแหล่งจ่ายเป็นแบบ พีคดับลิว เอ็ม มากยิ่งขึ้น



บทที่ 5

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยเทคนิค ความถี่สลิปเหมาะสมและหลักการคำนวณ

5.1 บทนำ

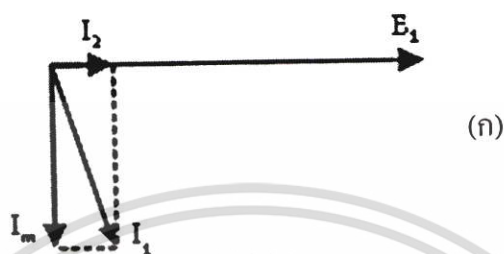
เทคโนโลยีการพัฒนาของไมโครคอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ สำหรับใช้ในการคำนวณ ระบบควบคุมสัญญาณและแปรรูปพลังงาน ได้มีการพัฒนาขึ้นมาให้มีประสิทธิภาพดี ขึ้นมาเป็นลำดับทำให้มีความยืดหยุ่นและใช้งานได้สะดวกยิ่งขึ้น รวมถึงการผสมผสานระหว่างระบบปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์กับระบบอุปกรณ์แปรรูปพลังงานอย่างอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าได้ถูกพัฒนาให้มีสมรรถนะสูงยิ่งขึ้น และสืบเนื่องมาจากแนวโน้มราคาการใช้พลังงานมีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ จึงได้มีการคิดค้นที่จะพัฒนาระบบแปรรูปพลังงานให้มีประสิทธิภาพสูงยิ่งขึ้นด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งการพัฒนาระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ถูกพัฒนาให้มีประสิทธิภาพสูงเป็นที่น่าพอใจอย่างมากในปัจจุบัน

ถึงแม้ว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าค่อนข้างสูงคือประมาณ 95% และประสิทธิภาพของตัวมอเตอร์เองที่มีค่าประมาณ 75% - 88% ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับขนาดของตัวมอเตอร์นั้นๆ ซึ่งก็ได้มีการพัฒนาโครงสร้างของตัวมอเตอร์ให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นเรื่อยๆจนสามารถทำให้มีมอเตอร์ชนิดพิเศษที่สามารถให้ประสิทธิภาพได้สูงถึง 80% - 95% แต่ทั้งนี้ก็ยังขึ้นอยู่กับพฤติกรรมการทำงานขณะนั้นๆด้วย ถ้าเราสามารถพัฒนาประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นก็จะยังทำให้ประสิทธิภาพรวมของระบบสูงขึ้นตามมาด้วย การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไปจะเป็นการควบคุมด้วยวิธี พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์เป็นส่วนใหญ่ เทคนิคที่นิยมใช้กันเป็นอย่างมากก็คือเทคนิคการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F Constant) ทั้งรูปวงเปิดและรูปวงปิดเพราะถือว่าเป็นวิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีสมรรถนะค่อนข้างดี อีกทั้งยังมีขั้นตอนในการทำค่อนข้างง่ายไม่ยุ่งยากซับซ้อนมากนัก อย่างไรก็ตามในการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ขณะที่โหลดเบฟลักซ์ที่แกนอากาศอาจจะถูกสร้างขึ้นมากเกินความจำเป็นที่โหลดต้องการทำให้พลังงานสูญเสียมีค่าสูงมากขึ้น ซึ่งก็จะทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าน้อยลงตามด้วย ในงานวิจัยนี้ได้เสนอผลงานในส่วนของการปรับปรุงค่าประสิทธิภาพการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมความถี่สลิปให้มีค่าที่เหมาะสมทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นได้เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ซึ่งจะได้นำเสนอให้หัวข้อต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

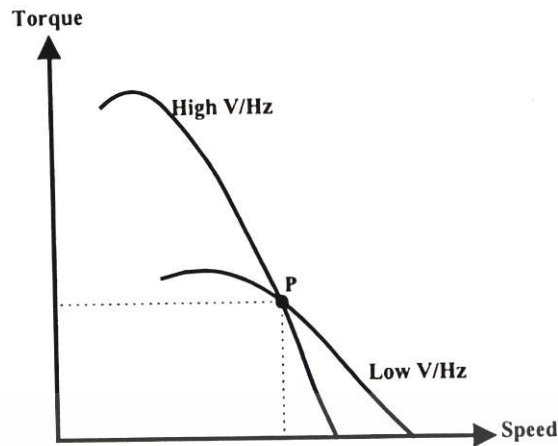
5.2 หลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสม

การพัฒนาระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนใหญ่มีจุดประสงค์หลักในเรื่องของช่วงความเร็วรอบที่กว้างและให้ผลตอบสนองต่อแรงบิดโหลดที่ดี แต่การทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้นก็เป็นสิ่งที่ต้องให้ความสำคัญด้วย



ภาพที่ 5.1 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของการลดแรงดัน

ความสัมพันธ์ระหว่างการลดลงของแรงดัน (E_1) และกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์พิจารณาได้จากภาพที่ 5.1 ซึ่งมอเตอร์จะไร้ภาระโหลดที่แรงดันปกติ กระแสแมกนีโตซิ่ง (I_m) จะมีค่าสูงทำให้กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กมีค่ามากดังแสดงในภาพที่ 5.1(ก) เมื่อลดแรงดันลงดังภาพที่ 5.1(ข) กระแสโรเตอร์ (I_r) จะมีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อให้มอเตอร์มีแรงบิดที่ยังคงสามารถรับภาระโหลดได้ ส่งผลให้ค่าฟลักซ์ที่ช่องอากาศ กระแสแมกนีโตซิ่งและกระแสสเตเตอร์ (I_s) มีค่าลดลง ทำให้กำลังงานสูญเสียในตัวนำและในแกนเหล็กมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ถ้าแรงดันลดลงจนกระทั่งมีขนาดน้อยกว่ากระแสสเตเตอร์ดังภาพที่ 5.1(ค) กำลังงานสูญเสียในตัวนำจะมีค่าเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นถ้าสามารถปรับค่าของแรงดันและความถี่สลิปให้เหมาะสมกับแรงบิดโหลดที่ต้องการได้ ก็จะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด

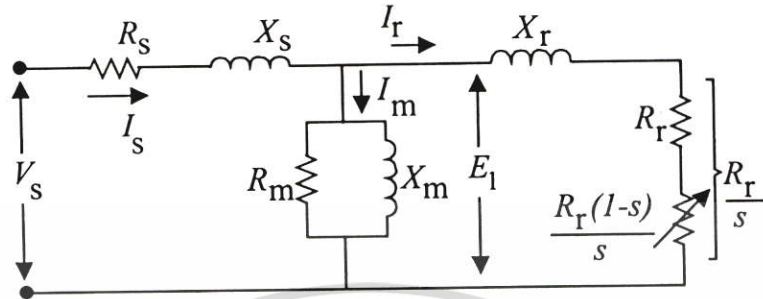


ภาพที่ 5.2 แรงบิด - ความเร็วเมื่อปฏิบัติงานที่ตำแหน่ง P

จากภาพที่ 5.2 แสดงให้เห็นการควบคุมมอเตอร์แบบแรงดันต่อความถี่ที่มีอัตราสูงและต่ำ มอเตอร์เหนี่ยวนำยังคงสามารถปฏิบัติงานที่ตำแหน่ง P ได้แต่ประสิทธิภาพจะมีค่าแตกต่างกัน นั่นคือถ้าแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์มีค่าสูง (V/Hz สูง) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss) จะมีค่ามาก แต่ถ้าแรงดันมอเตอร์ลดลงต่ำ (V/Hz ต่ำ) จะทำให้กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กลดลงแต่กำลังงานสูญเสียในตัวนำ (Copper Loss) จะมีค่าสูง ดังนั้นถ้ามอเตอร์ได้รับค่าแรงดันและกระแสที่เหมาะสม (Iron Loss เท่ากับ Copper Loss) แล้วยังสามารถทำงานที่ตำแหน่งปฏิบัติการที่ต้องการได้ ก็จะทำให้การขับเคลื่อนมอเตอร์มีค่าประสิทธิภาพสูง การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแรงดันต่อความถี่ที่ระบบปิด (Closed Loop) ที่มีการป้อนกลับของลูบความเร็วนั้น ระบบสามารถรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์ให้มีความถี่ที่ได้ โดยการควบคุมให้ความถี่ไฟในโรเตอร์ (ความถี่สลลิป) มีความถี่ในแต่ละสภาวะโหลด แต่ความถี่สลลิปซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบนี้ไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีค่าสูงในทุกๆสภาวะการทำงาน ในสภาวะโหลดเบาการลดแรงดันลง (V/Hz ลดลง) โดยการควบคุมความถี่สลลิปให้มีความถี่ที่เหมาะสมสามารถทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มขึ้นได้เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ทั้งนี้เนื่องมาจากฟลักซ์จากการควบคุมแบบคงค่าแรงดันต่อความถี่ในสภาวะโหลดเบาจะมีค่ามากเกินไปสำหรับแรงบิดที่ต้องการ ส่งผลให้กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าสูง ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำกว่าที่ควรจะเป็น ดังนั้นการเปลี่ยนการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์มาทำการปฏิบัติงานที่จุดความถี่สลลิปเหมาะสม จะช่วยลดกำลังงานสูญเสียในช่วงโหลดเบาได้ การพัฒนาประสิทธิภาพของมอเตอร์ให้มีความถี่สูง โดยทำการปรับเปลี่ยนปริมาณแรงดันต่อความถี่ให้มีความถี่ประสิทธิภาพสูงสุด โดยตั้งอยู่บนพื้นฐานที่สามารถปรับเปลี่ยนย่านความเร็วในการทำงานได้กว้างและมีผลการตอบสนองภาระโหลดได้ดีด้วย ซึ่งการทำงานโดยทั่วไปนั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าประมาณ 80% ที่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิกัด สำหรับที่ภาระโหลดค่านั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์จะปรับปรุงได้โดยการลดระดับฟลักซ์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์



ภาพที่ 5.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

พิจารณาวงจรสมมูลดังแสดงในภาพที่ 5.3 กำลังงานเอาต์พุตทางกลรวมของมอเตอร์ซึ่งรวมกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านทางทางลม [24] ด้วยนั้นหาได้จาก

$$P_{out} = 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s} \quad (5.1)$$

ส่วนกำลังงานอินพุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำหาได้โดย

$$P_{in} = 3I_s^2 R_{in} \quad (5.2)$$

เมื่อ R_{in} คือความต้านทานภายในที่มองเข้าไปของวงจรสมมูลภาพที่ 5.3 (ความต้านทานเทวินิน) ดังนั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\eta = \frac{I_r^2 R_r (1-s)/s}{I_s^2 R_{in}} \quad (5.3)$$

จากสมการ (5.3) เห็นได้ว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์สามารถถูกควบคุมได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าสลิป ดังนั้นจึงนำสมการ (5.3) มาทำการดิฟเฟอเรนเชียลอนุพันธ์ของประสิทธิภาพเทียบกับอนุพันธ์ของสลิปให้มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อแก้สมการหาค่าสลิปที่ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าสูงสุดแสดงได้ดังสมการ (5.4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d\eta}{ds} = \frac{I_r^2 R_r (1-s)/s}{I_s^2 R_{in}} \quad (5.4)$$

หลังจากที่ได้ทำการประมาณและวิเคราะห์แล้วสามารถหาค่าสลิปเหมาะสม (Optimum Slip, s_{opt}) ได้ดังนี้

$$s_{opt} = \frac{R_r}{X_m + X_r} \sqrt{\frac{1+A}{1+(R_r/R_s)}} \quad (5.5)$$

เมื่อ

$$A = \frac{X_m^2}{(R_r \times R_m)} \quad (5.6)$$

ดังนั้นความถี่ไฟในโรเตอร์เหมาะสมหรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าความถี่สลิปเหมาะสม (Optimum Slip Frequency, $f_{sl,opt}$) [24] สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{sl,opt} = f_s s_{opt} = \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \sqrt{\frac{1+A}{1+(R_r/R_s)}} \quad (5.7)$$

เมื่อ f_s คือความถี่ไฟทางค้ำานสเตเตอร์ ค่าความถี่สลิปเหมาะสมจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามแรงบิดโหลด โดยขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์เป็นหลัก ถ้าเราพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำขณะทำงานที่ไม่มีภาระโหลด ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่จัดอยู่ในรูปสลิป (s) จะมีค่า

$$\eta = \frac{R_r r_m (1-s)}{R_r r_m + Z^2 s} \quad (5.8)$$

เมื่อ

$$Z^2 = \left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (\omega_s L_2)^2 \quad (5.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าสลิปที่จะทำให้ค่าประสิทธิภาพสูงสุดคือจะต้องทำการดิฟเฟอเรนเชียลอนุพันธ์ของประสิทธิภาพเทียบกับอนุพันธ์ของสลิป $\left(\frac{d\eta}{ds}\right)$ ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ แล้วหาค่าของสลิป (s) ดังนั้นจะได้ค่าของสลิปที่จะทำให้ค่าประสิทธิภาพสูงสุด s_{opt} ดังนี้

$$s_{opt} = [A + A^2]^{1/2} - A \tag{5.10}$$

เมื่อ

$$A = \frac{R_r^2}{R_r r_m + (\omega_s L_s)^2} \tag{5.11}$$

จากสมการได้แสดงค่าสลิปที่มีค่าเหมาะสมที่สุดที่ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่อิสระต่อสมการของแรงบิด และฟังก์ชันของ Synchronous speed โดยที่สมการของค่าสลิปที่เหมาะสมจะคงที่ที่ความเร็วการทำงานนั้นๆ โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับภาระโหลด จึงสามารถจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\omega_{sl,opt} = C\omega \tag{5.12}$$

$$C = \sqrt{\frac{A}{1+A}} \tag{5.13}$$

ดังนั้นเมื่อการทำงานมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ประสิทธิภาพสูงสุดที่ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ค่าหนึ่งๆ ค่าความเร็วเชิงมุมของสลิปจึงต้องมีค่าคงที่ที่ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของสนามแม่เหล็กหมุนบนสเตเตอร์ค่านั้นๆ

$$\omega_s = \omega_{sl,opt} + \omega_r \tag{5.14}$$

หรือจะจัดอยู่ในรูปความถี่

$$f_s = f_{sl,opt} + P \frac{N}{60} \tag{5.15}$$

5.2.1 การทำงานที่ความเร็วรอบต่ำ

ในการทำงานที่ความเร็วรอบต่ำๆ ถ้าเราให้ความสำคัญถึงความต้านทานทางด้านสเตเตอร์ โดยไม่ได้ละเว้นไป จะทำให้มีผลของแรงดันสูญเสียภายในความต้านทานด้านสเตเตอร์ ในการชดเชยผลที่เกิดจากความต้านทานทางด้านสเตเตอร์นี้ จะทำโดยการยกระดับแรงดันขณะที่ความถี่ต่ำ ในการปฏิบัติงานจะทำการรวมความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วน แรงดันต่อความถี่กับแรงดันที่ยก ระดับขึ้น

$$V_s = V_0 + Cf_s \quad (5.16)$$

$$C = \frac{V_R - R_s I_0}{f} \quad (5.17)$$

- เมื่อ R_s คือ ความต้านทานทางด้านสเตเตอร์
 V_R คือ แรงดันของแหล่งจ่ายที่พิกัด
 f คือ ความถี่ของแหล่งจ่ายที่พิกัด
 I_0 คือ ค่ากระแสของมอเตอร์ที่ไร้อะไรโหลด ขณะทำงานที่แรงดันและความถี่พิกัด

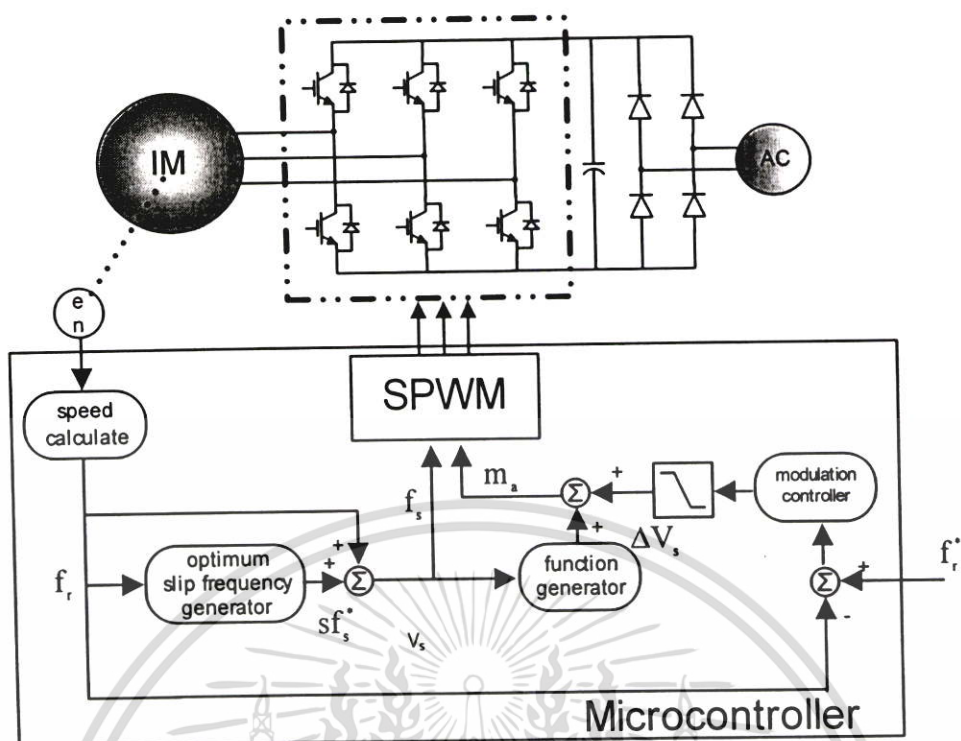
$$V_0 = R_1 I_0 \quad (5.18)$$

โดยที่ค่า V_0 คือค่าแรงดันที่เพิ่มขึ้นเพื่อให้สามารถชดเชยระดับฟลักซ์ที่สูญเสียไปกับความต้านทานด้านสเตเตอร์เพื่อที่จะสามารถทำให้มอเตอร์มีแรงบิดที่จะสามารถเอาชนะภาระที่ความถี่ต่ำๆ ได้ ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์คือ

$$V_s = R_1 I_0 + f_s \left(\frac{V_R - R_1 I_0}{f} \right) \quad (5.19)$$

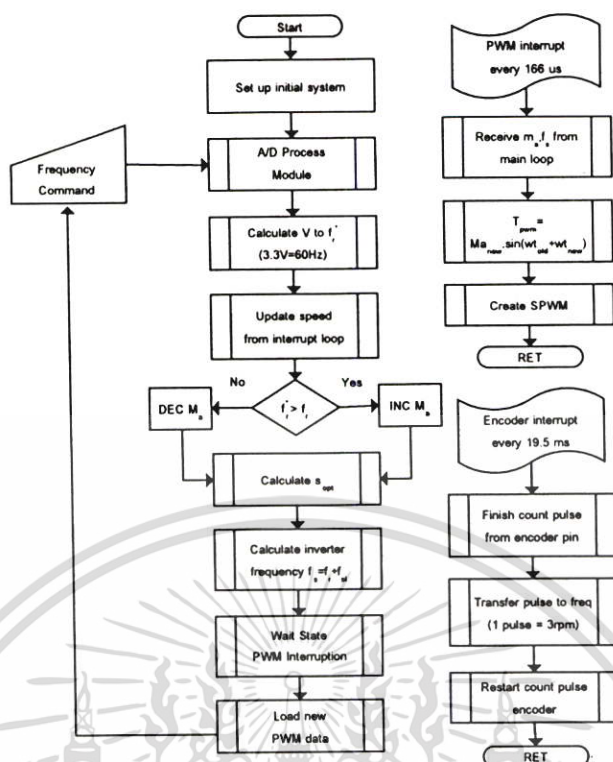
ภาพที่ 5.4 แสดงให้เห็นระบบการทำงานของระบบควบคุมสลิปเพื่อให้ประสิทธิภาพสูงสุด ระบบจะมีการป้อนกลับของลูปลความเร็วจาเ็นโค้ดเคอร์ (Encoder) ซึ่งมีความละเอียด 1024 พัลส์ต่อรอบเข้าสู่ขานับของสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทำการคำนวณค่าเป็นความถี่รอบ (f_r) จากนั้นจะนำค่าความถี่ที่ได้เข้าสู่สมการ (5.5) เพื่อทำการหาค่าความถี่สลิปที่เหมาะสม (sf_s) ในสภาวะการทำงานนั้นๆ เมื่อได้ค่าความถี่สลิปจะนำไปรวมกับค่าความถี่รอบที่ได้ทำการคำนวณไว้แล้วในตอนแรก จะทำให้ได้ความถี่ซิงโครนัส (f_s) ที่นำไปจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.4 วงจรการทำงานทั้งหมดของการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

ในส่วนของคุณค่าแรงดัน (Modulation Index) จะนำค่าความเร็วจริงที่ได้ลบกับความเร็วอ้างอิงที่ได้ จากนั้นนำค่าเครื่องหมายที่เกิดจากสัญญาณผิดพลาด (Error Signal) ไปเพิ่มอัตราการมอดดูเลทนั้น คือถ้าเครื่องหมายของสัญญาณผิดพลาดเป็นบวกจะทำการเพิ่มค่าการมอดดูเลทขึ้นที่ละขั้นซึ่งได้ทำการออกแบบไว้ให้เพิ่มค่าที่ละ 0.1 ในกรณีที่สัญญาณผิดพลาดเป็นลบจะทำการลดค่าการมอดดูเลทที่ละขั้นเช่นกัน โดยจะทำการผ่านค่าลิมิตเตอร์ไว้ที่ค่าพิกัด เช่นในกรณีของความเร็วรอบจริงยังคงน้อยกว่าความเร็วรอบที่ตั้งไว้เครื่องหมายจากสัญญาณผิดพลาดจะเป็นบวกนั่นคือทำให้มีการเพิ่มค่าดัชนีการมอดดูเลทขึ้นเรื่อยๆจนถึงค่าพิกัดที่ตั้งไว้แต่ถ้าเครื่องหมายยังคงเป็นลบอยู่ก็ยังคงค่าดัชนีการมอดดูเลทที่ค่าพิกัดนั้นไว้จนกว่าสัญญาณความเร็วรอบจริงที่ป้อนกลับมาจะมีค่ามากกว่าค่าสัญญาณอ้างอิงนั่นคือจะทำให้ค่าสัญญาณผิดพลาดเป็นลบจึงจะค่อยๆลดค่าดัชนีการมอดดูเลทลงเมื่อผ่านจากช่วงลิมิตเตอร์มาแล้วจะทำการตรวจสอบค่าความถี่จริงซึ่งถ้ายังน้อยกว่า 10 Hz ก็จะมีการบวกค่าแรงดันเพิ่มขึ้นไปให้มีค่าดัชนีการมอดดูเลทที่ 0.15 ไม่นั่นแล้วมอเตอร์จะไม่สามารถตอบสนองภาระได้สูงในช่วงที่ความเร็วรอบต่ำๆ

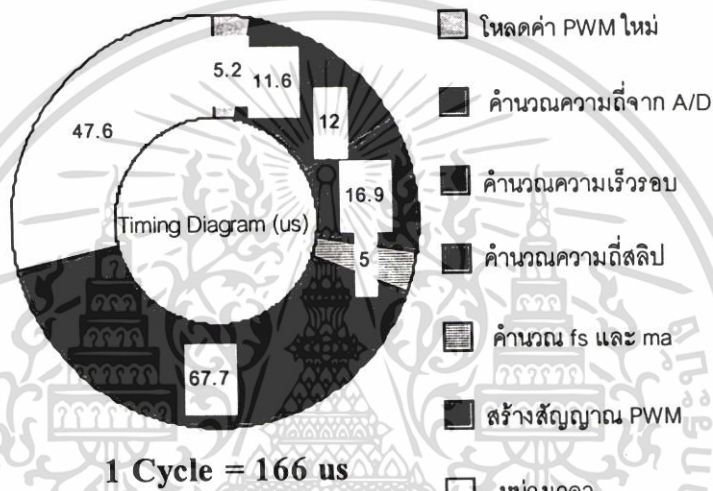


ภาพที่ 5.5 โครงสร้างหลักของซอฟต์แวร์

การทำงานของระบบทั้งหมดแสดงดังภาพที่ 5.5 โดยเริ่มจากกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับโปรแกรมแล้วเข้าสู่กระบวนการกำหนดค่าเริ่มต้นของขาเอาต์พุต (Setup Initial System) จากนั้นจะทำการรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์ไว้ต้นโปรแกรมซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อเปลี่ยนมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง เพื่อนำค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์มาใช้ในการคำนวณหาค่าความถี่สลิปที่เหมาะสม จากนั้นจะทำการรับความถี่ควบคุมจากภายนอกผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D Process) แล้วทำการเทียบอัตราส่วนแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ โดยจะทำการเปรียบเทียบแรงดันที่ 3.3 V ให้มีค่าเท่ากับความถี่ 60 Hz แล้วทำการรับค่าความถี่ควบคุมเก็บไว้ในรีจิสเตอร์คงที่ค่าหนึ่งทำการเก็บค่าตัวแปรของความถี่ควบคุมไว้ จากนั้นทำการเปรียบเทียบความถี่ควบคุมกับความถี่จริงที่ได้จากการประมวลผลจากเอ็นโค้ดเดอร์ที่กำหนดให้ 1 พัลส์มีค่าเท่ากับความเร็วรอบ 3 rpm เมื่อทำการเปรียบเทียบแล้วจะทำการเพิ่มดัชนีการมอดดูเลทถ้าความถี่ควบคุมมากกว่าความถี่โรเตอร์จริงของมอเตอร์ แล้วเข้าสู่กระบวนการของการคำนวณความถี่สลิปตามสมการ 5.5 ซึ่งถือว่าเป็นจุดสำคัญของงานวิจัย เพื่อนำไปรวมกับความถี่โรเตอร์แล้วนำไปสู่การสร้างความถี่ของอินเวอร์เตอร์ต่อไป เมื่อเสร็จสิ้นกระบวนการในการคำนวณต่างๆแล้วโปรแกรมจะทำการรอเวลาเพื่อให้ลูปอินเตอร์รัพท์นำค่าความดัชนีการมอดดูเลทและความถี่ไปสร้างเป็นสัญญาณ SPWM ต่อไป ในขณะที่โปรแกรมหลักได้ทำงานอยู่นั้น ก็จะมีลูปการทำงานอินเตอร์รัพท์ย่อยอยู่ 2 ลูปนั้นก็คือลูปย่อยของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ที่ ดับบลิว เอ็ม และลูปย่อยของการคำนวณความเร็วจากเอ็นโค้ดเดอร์ว่ากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยลูปย่อยการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม จะทำการคำนวณค่าใหม่ทุกๆ $166 \mu\text{s}$ เพื่อทำการรับค่าดัชนีการมอดูเลต และค่าความถี่มาทำการคำนวณรูปแบบการสวิตช์ ส่วนลูปความเร็วรอบย่อยจะคำนวณลูปป้อนกลับความเร็วทุกๆ 19.5 ms นั้นหมายความว่าเมื่อเริ่มการทำงานพร้อมกันทุกลูปการทำงานกระบวนการหลักทั้งหมดจะดำเนินไป แต่ลูปความเร็วรอบจะเริ่มนับจำนวนพัลส์ที่เข้ามาตั้งแต่เริ่มต้น โปรแกรมจนครบเวลาจากนั้นลูปเวลาที่ตั้งไว้ 19.5 ms จะกระโดดไปกระทำในลูปย่อยเพื่อคำนวณค่าความเร็วรอบให้เป็นหน่วย rpm แล้วเก็บค่าไว้เมื่อลูปของโปรแกรมหลักวนมาอีกครั้งก็จะนำค่าความเร็วรอบใหม่ที่ได้ทำการคำนวณไว้มาจัดการกับสัญญาณที่จะจ่ายต่อไป



ภาพที่ 5.6 ไคอะแกรมเวลาการทำงานทั้งหมดของไมโครคอนโทรลเลอร์

ดังนั้นได้จัดรูปแบบของไคอะแกรมเวลาตามภาพที่ 5.6 เพื่อให้มีความเข้าในระบบมากยิ่งขึ้น จากภาพได้แสดงให้เห็นเวลาการทำงานในแต่ละลูปย่อยนั้นคือ ทำการโหลดค่า พี ดับบลิว เอ็ม ใหม่ที่ได้จากการคำนวณลูปย่อย เพื่อใช้ในการคำนวณค่าความถี่และดัชนีการมอดูเลตใหม่ต่อไปใช้เวลาทั้งหมด $5.2 \mu\text{s}$ ทำการคำนวณแรงดันของโมดูลการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอลใช้เวลา $11.6 \mu\text{s}$ แปลงค่าแรงดันที่เข้ามาให้เป็นความเร็วรอบใช้เวลา $12 \mu\text{s}$ จำนวนความถี่สลิปเหมาะสมใช้เวลา $16.9 \mu\text{s}$ ได้ค่าความถี่และดัชนีการมอดูเลตอ้างอิงที่จะนำไปสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ในลูปย่อยต่อไปใช้เวลา $5 \mu\text{s}$ หยุดรอชั่วขณะ กระโดดไปลูปย่อยเพื่อสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ใช้เวลา $67.7 \mu\text{s}$ จากนั้นหน่วยรอเวลาเพื่อให้ขบวนการครบ $166 \mu\text{s}$ เพื่อที่จะได้สัญญาณความถี่สวิตช์ 6 kHz จากนั้นทำการสร้างเป็นสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ต่อไป ดังนั้นได้จัดรูปแบบของไคอะแกรมเวลาตามภาพที่ 5.6 เพื่อให้มีความเข้าในระบบมากยิ่งขึ้น จากภาพได้แสดงให้เห็นเวลาการทำงาน

ในในแต่ละลูปย่อยนั้นคือ ทำการโหลดค่า พี ดับบลิว เอ็ม ใหม่ที่ได้จากการคำนวณลูปย่อย
เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อใช้ในการคำนวณค่าความถี่และดัชนีการมีอคติของมอเตอร์ใหม่ต่อไปใช้เวลาทั้งหมด $5.2 \mu s$ ทำการคำนวณแรงดันของโมดูลการแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลใช้เวลา $11.6 \mu s$ แปลงค่าแรงดันที่เข้ามาให้เป็นความเร็วรอบใช้เวลา $12 \mu s$ คำนวณความถี่สลลิปเหมาะสมใช้เวลา $16.9 \mu s$ ได้ค่าความถี่และดัชนีการมีอคติของมอเตอร์อ้างอิงที่จะนำไปสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ในรูปย่อยต่อไปใช้เวลา $5 \mu s$ หยุดรอชั่วขณะ กระโดดไปรูปย่อยเพื่อสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ใช้เวลา $67.7 \mu s$ จากนั้นหน่วงรอเวลาเพื่อให้ขบวนการครบ $166 \mu s$ เพื่อที่จะได้สัญญาณความถี่สวิดซ์ 6 kHz จากนั้นทำการสร้างเป็นสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ต่อไป

5.3 หลักการคำนวณและเปรียบเทียบการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลลิปเหมาะสม

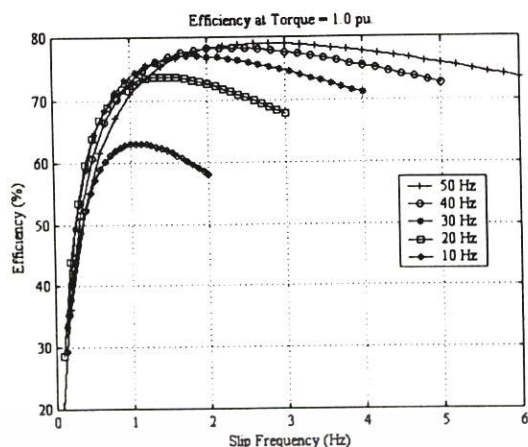
การทดลองหลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลลิปเหมาะสมจากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วได้มีการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม MATLAB [25] ในส่วนของ M-file โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ (ดังแสดงในภาคผนวก ก.) เพื่อใช้เป็นค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณของโปรแกรมหดดังกล่าว โดยในการทดลองจะเริ่มจากการกำหนดขนาดของข้อมูลที่จะใช้พล็อตในแนวแกน X (ความเร็ว) และแนวแกน Y (แรงบิด) โดยจากการคำนวณจะใช้ข้อมูลทั้งหมด 30 ข้อมูลทั้งใน 2 แนวแกนแล้วปรับเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของค่าหนึ่งหน่วย (pu.) โดยค่าแรงบิดที่พิกัดจะอยู่ที่ 14.7 N-m และค่าความเร็วที่พิกัดจะอยู่ที่ 1420 rpm จากนั้นจะทำการสร้างเมตริกที่มีขนาด 30×30 ซึ่งจะต้องอาศัยค่าข้อมูลในแนว Z ทั้งหมด 900 ข้อมูลในทุกๆย่านความเร็วและแรงบิด จากนั้นทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของค่าพารามิเตอร์ต่างๆตามค่ามอเตอร์จริงที่ได้ใช้ในการทดลอง ในการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่จะทำการกำหนดให้ค่าความถี่สลลิปมีค่าคงที่เท่ากับที่ค่าพิกัด คือ $0.053 \times 50 = 2.66 \text{ Hz}$ จากนั้นจะทำการลดค่าลงให้เป็นแบบเชิงเส้นตามความถี่ที่เปลี่ยนไป

$$\text{Slip Frequency} = sf_s \quad (5.20)$$

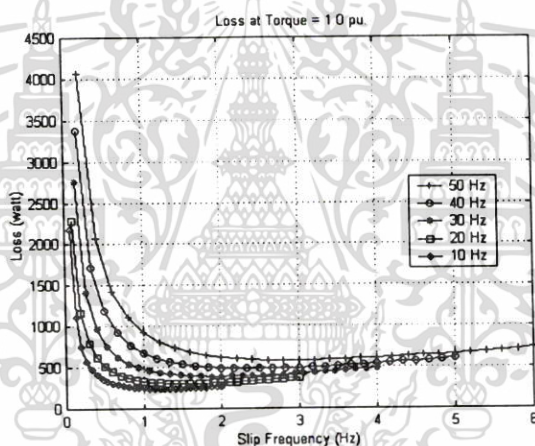
$$\text{Slip Frequency} = 0.053 \times f_s \quad (5.21)$$

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ไปเรื่อยๆ ตั้งแต่ค่าศูนย์จนถึงค่าที่พิกัด จะทำให้ได้ค่าสลลิปที่เปลี่ยนไปเพื่อนำไปแทนค่าในพารามิเตอร์มอเตอร์เพื่อหาค่ากำลังงานสูญเสียต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นกำลังงานสูญเสียในขดลวดตัวนำที่สเตเตอร์ และในขดลวดตัวนำที่โรเตอร์ กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก เพื่อที่จะนำไปหาค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ต่อไป สำหรับการควบคุมแบบความถี่สลลิปเหมาะสม

เอกสารนี้นั้นสามารถคำนวณให้เห็นได้ดังภาพที่ 5.7 และภาพที่ 5.8 นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.7 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเทียบกับความถี่สลลิปที่แรงบิด โหลด 1.0 pu. และที่ความถี่ไฟของสเตเตอร์ค่าต่างๆ

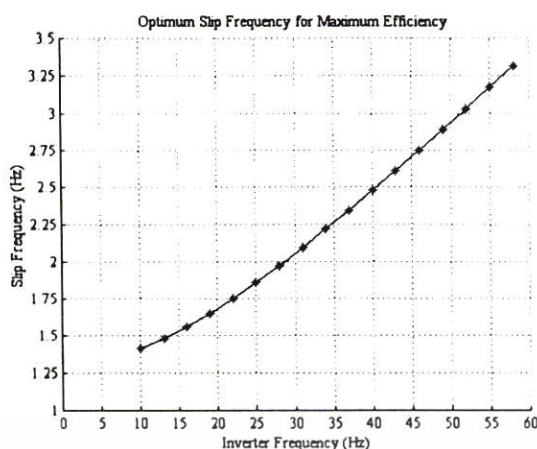


ภาพที่ 5.8 กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เทียบกับความถี่สลลิปที่แรงบิด โหลด 1.0 pu. และที่ความถี่ไฟของสเตเตอร์ต่างๆ

เห็นได้ว่าความถี่สลลิปที่ทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดและกำลังงานสูญเสียต่ำสุดจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ เช่น ที่ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ 50 Hz และ 10 Hz ความถี่สลลิปซึ่งทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดมีค่าประมาณ 2.8 Hz และ 1.2 Hz ตามลำดับ ดังนั้นถ้าสามารถรักษาความถี่สลลิปที่เหมาะสมไว้ได้ การทำงานของระบบก็จะมีประสิทธิภาพสูงสุด การควบคุมแบบความถี่สลลิปเหมาะสมเป็นการควบคุมให้ความถี่สลลิปมีค่าดังสมการที่ (5.5) จากสมการดังกล่าวสามารถนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สลลิปกับความถี่ที่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับมอเตอร์ดังภาพที่ 5.9 จากรูปเมื่อใช้วิธีการคำนวณหาค่าสมการจากกราฟโดยใช้โปรแกรม

Excel จะสามารถหาความสัมพันธ์ของเส้นกราฟได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

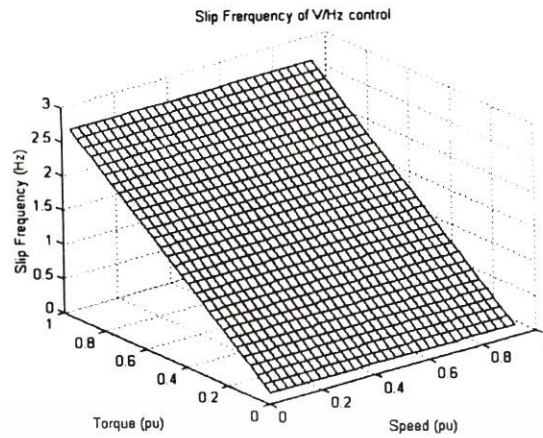


ภาพที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สลลิปเหมาะสมกับความถี่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับมอเตอร์

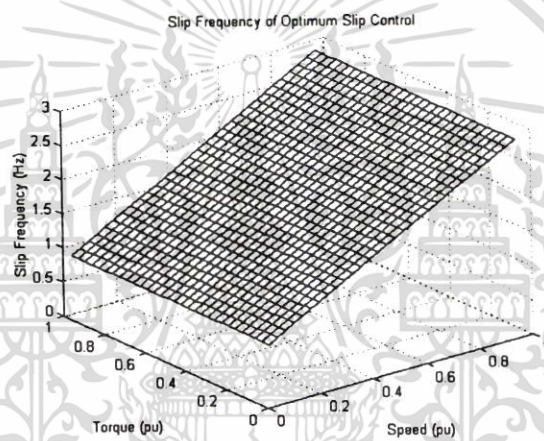
จากภาพที่ 5.9 สามารถประมาณความสัมพันธ์ของความถี่สลลิปกับความถี่อินเวอร์เตอร์ในรูปของสมการเชิงเส้นได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\text{Slip Frequency} = 0.041 f_s + 0.749 \quad (5.22)$$

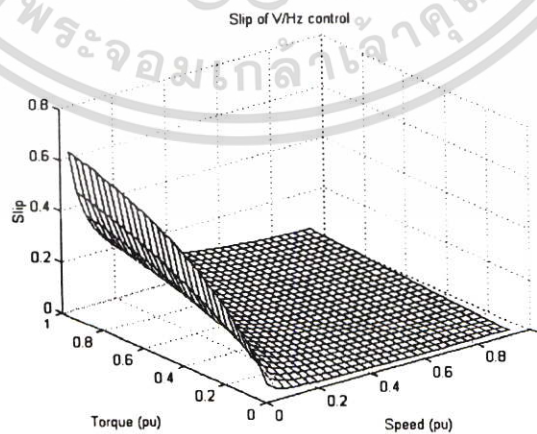
เมื่อนำสมการที่ (5.22) ไปคำนวณหาค่าสลลิปแล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ไปเรื่อยๆตั้งแต่ค่าศูนย์จนถึงค่าที่พิกัด จะทำให้ได้ค่าสลลิปที่เปลี่ยนไปเพื่อนำไปแทนค่าในพารามิเตอร์มอเตอร์เพื่อหาค่ากำลังงานสูญเสียต่างๆไม่ว่าจะเป็นกำลังงานสูญเสียในขดลวดตัวนำที่สเตเตอร์ และในขดลวดตัวนำที่โรเตอร์ กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กเพื่อที่จะนำไปหาค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ต่อไป จากการคำนวณพบว่าในสภาวะโหลดพิกัด การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ($N_s=1500$ rpm, $N_r=1420$ rpm, $f_s=2.66$ Hz) จะควบคุมความถี่สลลิปให้มีค่าคงที่ตลอดย่านความถี่ แต่เมื่อภาระโหลดลดลงความถี่สลลิปที่ต้องการควบคุมจะมีค่าลดลงเป็นเชิงเส้นด้วย ซึ่งความถี่สลลิปมีความสัมพันธ์กับความถี่ไฟของสเตเตอร์ดังสมการที่ (5.22) จากภาพที่ 5.10 เป็นภาพความถี่สลลิปที่เกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ซึ่งจะเห็นได้ว่าความถี่สลลิปจะมีค่าเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับภาระแรงบิดโหลด โดยเมื่อเปลี่ยนความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์เห็นย่นนำไปความถี่สลลิปก็ยังมีค่าคงที่ถ้าภาระโหลดไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลง ภาพที่ 5.11 เป็นการควบคุมค่าความถี่สลลิปที่ได้นำเสนอ เห็นได้ว่าความถี่สลลิปที่เกิดขึ้นไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปตามภาระแรงบิดโหลดเหมือนกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ แต่จะมีค่าขึ้นโดยตรงต่อความถี่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับมอเตอร์ ซึ่งก็เป็นไปตามสมการที่ (5.22) ที่ได้นำเสนอไปแล้ว



ภาพที่ 5.10 ความถี่สลลิปของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

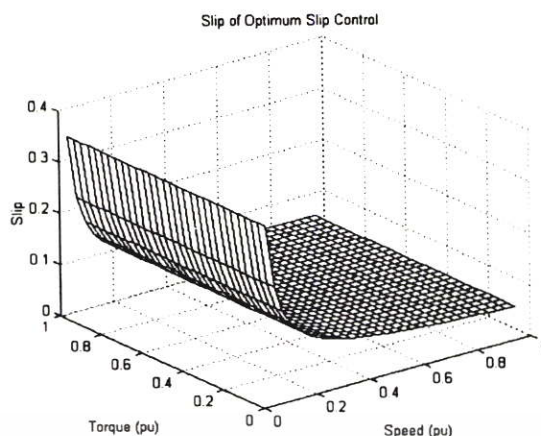


ภาพที่ 5.11 ความถี่สลลิปของการควบคุมแบบความถี่สลลิปเหมาะสม



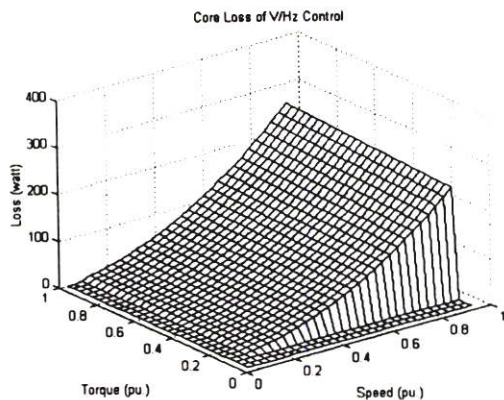
ภาพที่ 5.12 สลิปของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

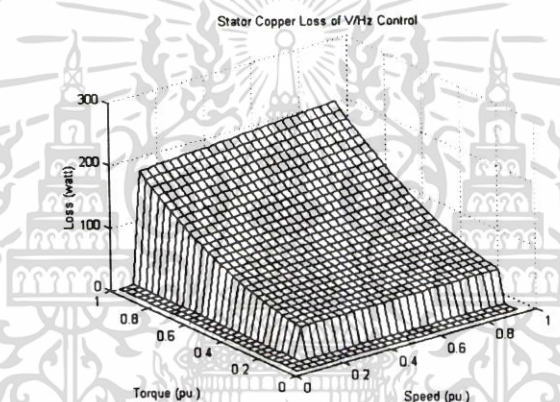


ภาพที่ 5.13 สลิปของการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

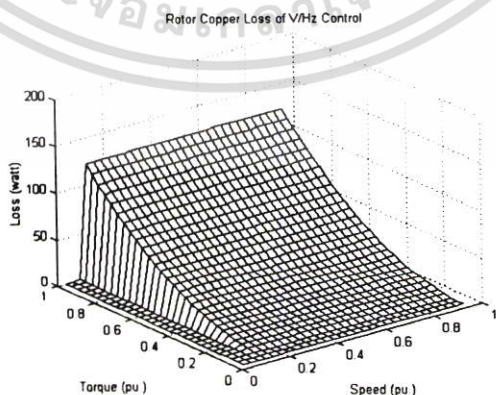
เมื่อได้ค่าความถี่สลิปที่ต้องการแล้วทำการแทนค่าสมการเพื่อหาค่าสลิปจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ของสลิปเทียบกับแรงบิดและความเร็วรอบมอเตอร์ที่เปลี่ยนไปดังภาพที่ 5.12 และ 5.13 ซึ่งเป็นค่าสลิปของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสมตามลำดับ จากหลักการในการคำนวณหาค่าความถี่สลิปของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ดังกล่าวสามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสียในรูปแบบภาพ 3 มิติที่มีความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์และกำลังสูญเสียทั้งหมดเทียบกับแรงบิดและความเร็วรอบดังแสดงในภาพที่ 5.14, 5.15, 5.16 และ 5.17 ตามลำดับ [26] ซึ่งกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กจะมีค่าสูงเมื่อความเร็วและแรงบิดมีค่าสูงนั้นก็เนื่องมาจากเป็นช่วงสถานะที่มอเตอร์รับภาระโหลดมากที่สุดจึงเกิดพลังงานเข้าสู่มอเตอร์สูงที่สุดทำให้เกิดพลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กมีค่าสูงตามไปด้วย ส่วนกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์และโรเตอร์จะมีค่าสูงเมื่อแรงบิดมีค่าสูงทั้งนี้เนื่องมาจากกำลังงานสูญเสียในตัวนำเป็นผลโดยตรงต่อกระแสเข้ามอเตอร์ ซึ่งนั่นก็เป็นช่วงที่มอเตอร์รับภาระแรงบิดโหลดสูงนั่นเอง สำหรับกำลังงานสูญเสียโดยรวมของระบบนั้นจะมีค่าสูงเมื่อแรงบิดและความเร็วเพิ่มขึ้นซึ่งมีค่าสูงสุดประมาณ 580 Watt ที่ความเร็วและที่แรงบิดโหลดที่พิกัด สำหรับภาพที่ 5.18 เป็นประสิทธิภาพที่ได้จากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่



ภาพที่ 5.14 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่

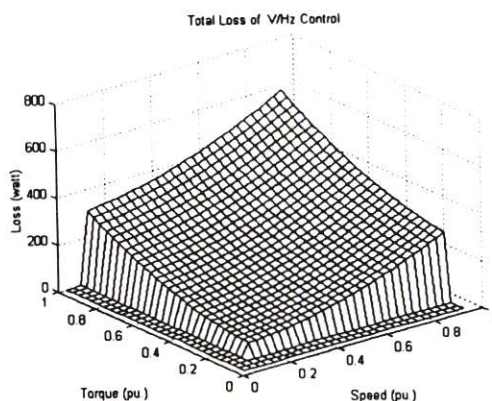


ภาพที่ 5.15 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่

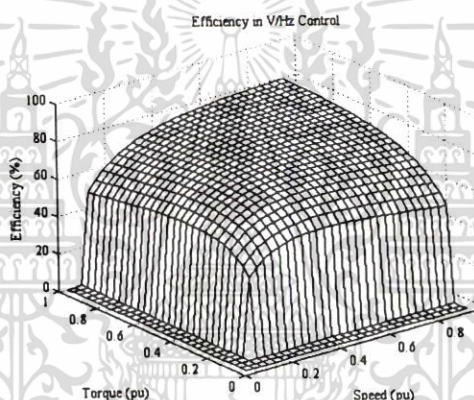


ภาพที่ 5.16 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แบบแรงดันต่อความถี่ที่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

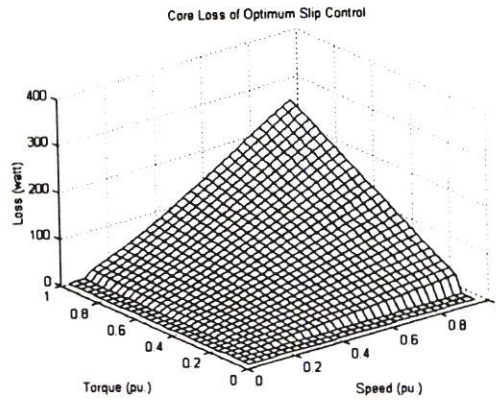


ภาพที่ 5.17 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียทั้งหมดซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

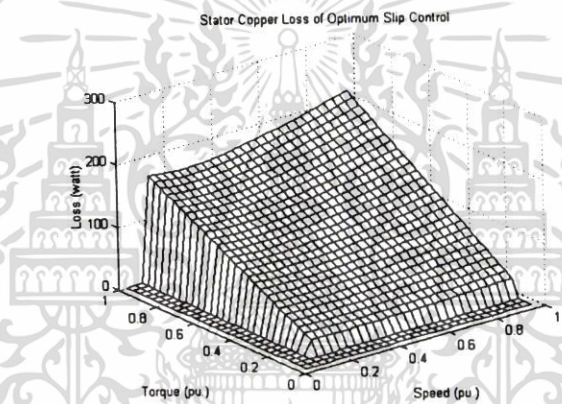


ภาพที่ 5.18 ผลการคำนวณประสิทธิภาพซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

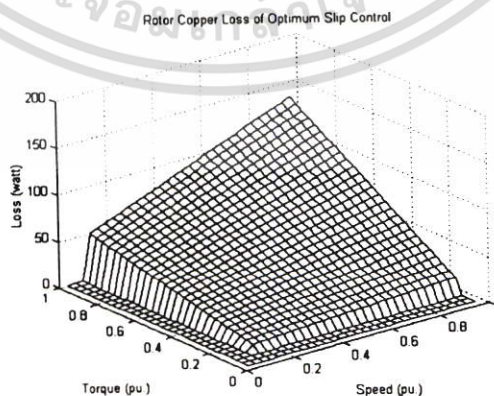
สำหรับการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมจะได้รูปแผนภาพ 3 มิติที่มีความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ และกำลังสูญเสียทั้งหมดเทียบกับแรงบิดและความเร็วรอบดังแสดงในภาพที่ 5.19, 5.20, 5.21 และ 5.22 ตามลำดับ สำหรับภาพที่ 5.23 เป็นประสิทธิภาพที่ได้จากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม ซึ่งแนวโน้มของกำลังงานสูญเสียทั้งหมดจะมีแนวโน้มของการเพิ่มขึ้นคล้ายๆกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ แต่ว่าค่าจะน้อยกว่าเป็นส่วนใหญ่สังเกตเห็นได้ว่าการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าสูงสุดจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะโหลด (แรงบิด) ซึ่งไม่เหมือนกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ดังภาพที่ 5.18



ภาพที่ 5.19 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

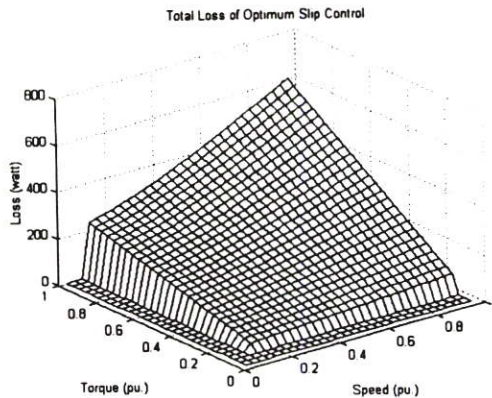


ภาพที่ 5.20 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม



ภาพที่ 5.21 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แบบความถี่สลิปเหมาะสมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.22 ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียทั้งหมดซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม



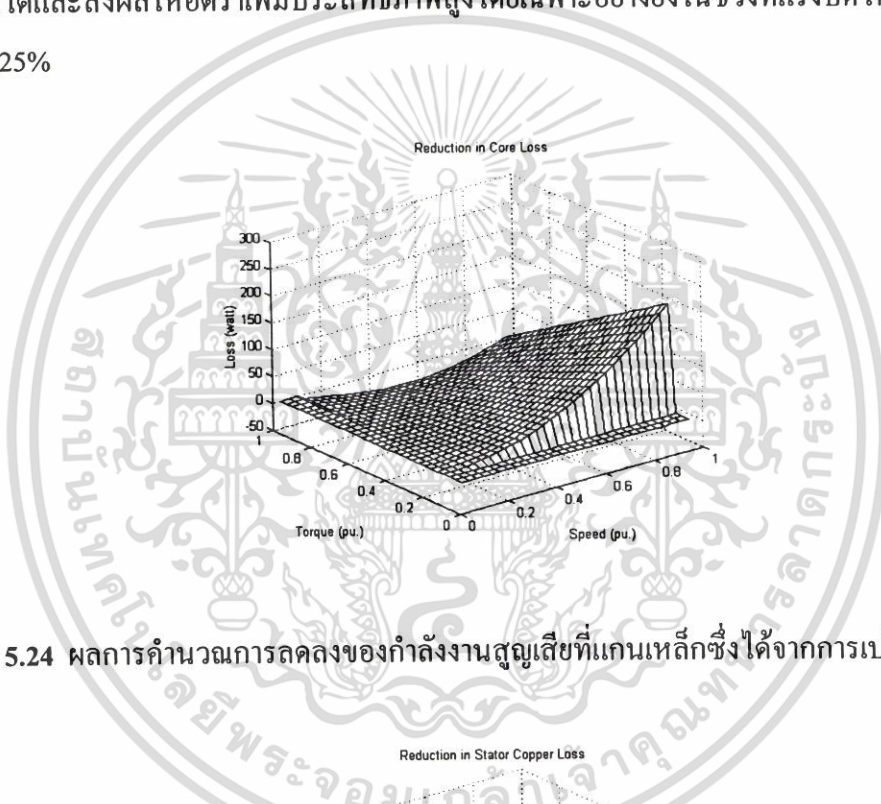
ภาพที่ 5.23 ผลการคำนวณประสิทธิภาพซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

เมื่อนำการคำนวณโดยการนำค่าประสิทธิภาพที่เกิดจากการควบคุมทั้ง 2 วิธีข้างต้นมาทำการเปรียบเทียบในรูปของอัตราเพิ่มประสิทธิภาพ (Efficiency Gain) โดยใช้สมการที่ (5.23) ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบระหว่างประสิทธิภาพจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมกับประสิทธิภาพจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ที่หาประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น

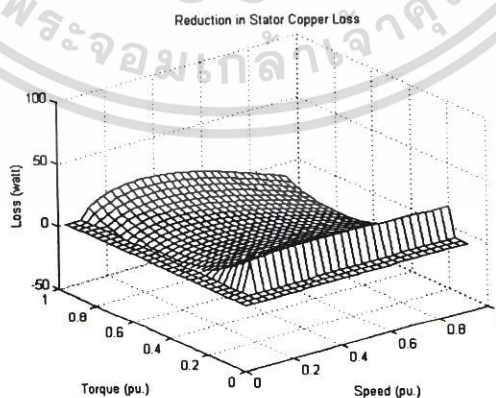
$$Eff\ Gain = \frac{Eff_{(s_{opt})} - Eff_{(V/Hz)}}{Eff_{(s_{opt})}} \times 100 \tag{5.23}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกทั้งยังสามารถเปรียบเทียบให้อยู่ในรูปแบบแผนภาพ 3 มิติตามภาพที่ 5.24, 5.25, 5.26 และ 5.27 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบกันของกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์ กำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมด ตามลำดับ เห็นได้ว่าการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมสามารถลดค่ากำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กและกำลังงานสูญเสียทั้งหมดได้ดีในช่วงความเร็วสูงแรงบิดต่ำ และในช่วงความเร็วต่ำแรงบิดสูงอีกเล็กน้อยสำหรับกำลังงานสูญเสียทั้งหมด ค่ากำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์และที่โรเตอร์จะลดค่ากำลังงานสูญเสียได้ดีในช่วงความเร็วและภาระโหลดต่ำลำดับ สำหรับภาพที่ 5.28 เป็นอัตราขยายประสิทธิภาพที่ได้จากการเปรียบเทียบทั้ง 2 วิธีจะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมสามารถลดกำลังงานสูญเสียทั้งหมดได้และส่งผลให้อัตราเพิ่มประสิทธิภาพสูงโดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงที่แรงบิดโหลดต่ำๆ จะมีค่าถึง 25%

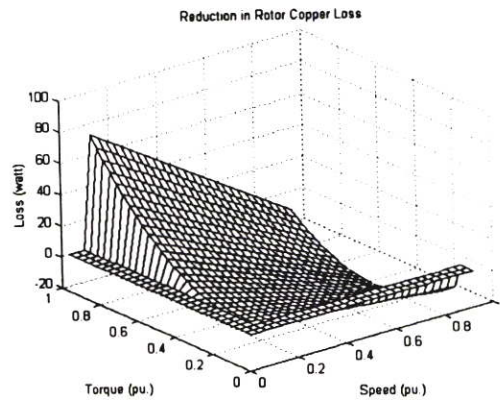


ภาพที่ 5.24 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ

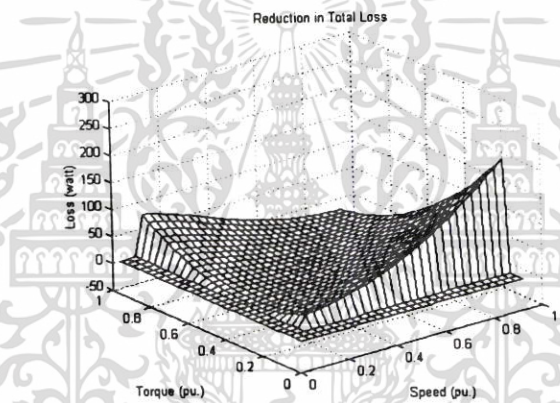


ภาพที่ 5.25 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่สเตเตอร์
ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ

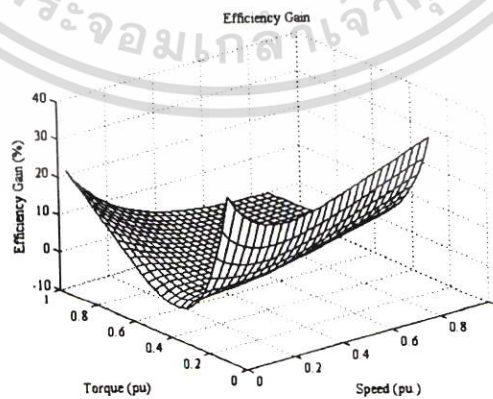
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 5.26 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียในตัวนำที่โรเตอร์
ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ



ภาพที่ 5.27 ผลการคำนวณการลดลงของกำลังงานสูญเสียทั้งหมดซึ่งได้จากการเปรียบเทียบ

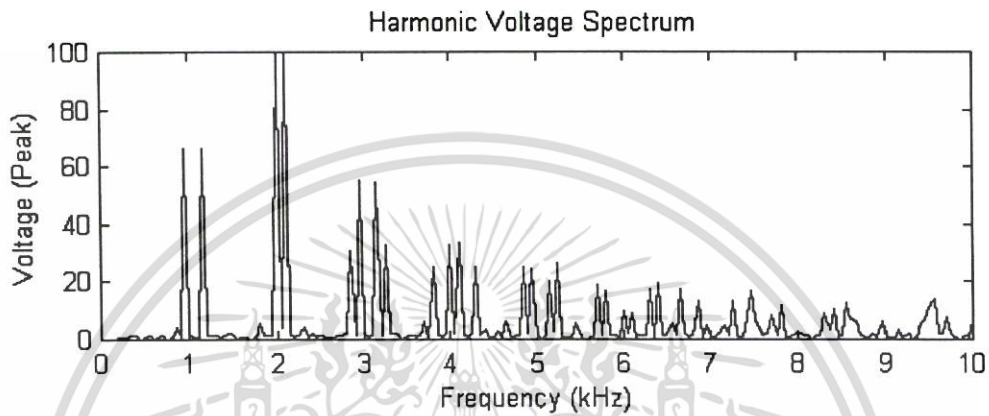


ภาพที่ 5.28 ผลการคำนวณอัตราเพิ่มประสิทธิภาพ

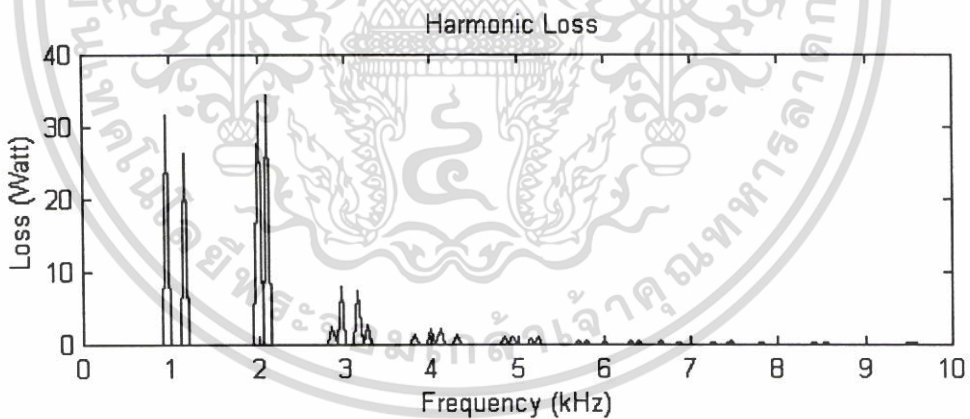
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียและประสิทธิภาพเมื่อคิดผลของฮาร์โมนิกส์

การปฏิบัติการที่จุดประสิทธิภาพสูงสุดนั้นค่าความถี่สลิปที่เหมาะสมจะมีเพียงจุดปฏิบัติการเดียว ถ้าค่าความถี่สลิปมีค่าเพิ่มขึ้นแรงดันมูลฐานจะมีค่าลดลง ส่งผลให้ค่าแรงดันฮาร์โมนิกส์และค่ากำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ลดลง ซึ่งแรงดันที่ค่าฮาร์โมนิกส์ต่างๆจะมีค่าแปรผันตามแรงดันที่ความถี่มูลฐาน [27]



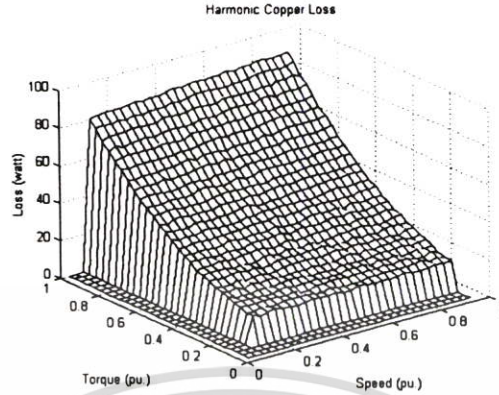
ภาพที่ 5.29 สเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกส์ $m_a = 0.8$, $f_s = 50$ Hz



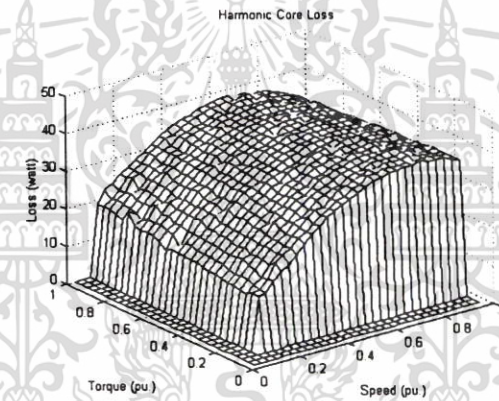
ภาพที่ 5.30 สเปกตรัมกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ $m_a = 0.8$, $f_s = 50$ Hz

ภาพที่ 5.29 และ 5.30 แสดงสเปกตรัมแรงดันอินพุทของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม และกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ที่อันดับต่างๆ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงค่าแรงดันฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆ สำหรับความถี่สวิตซ์ 1 kHz และกำลังงานสูญเสียในแต่ละอันดับฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการแทนค่าขนาดของสเปกตรัมแรงดันที่อันดับต่างๆ เห็นได้ว่าที่อันดับความถี่สูงกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์จะมีค่า

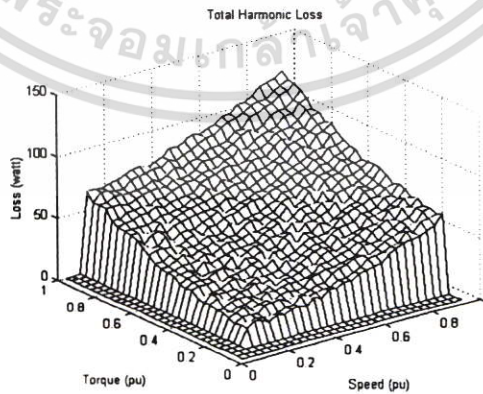
น้อยเนื่องจากอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์จะมีค่าสูงมากขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นของอันดับฮาร์โมนิกส์



(ก) กำลังงานสูญเสียในคานำ

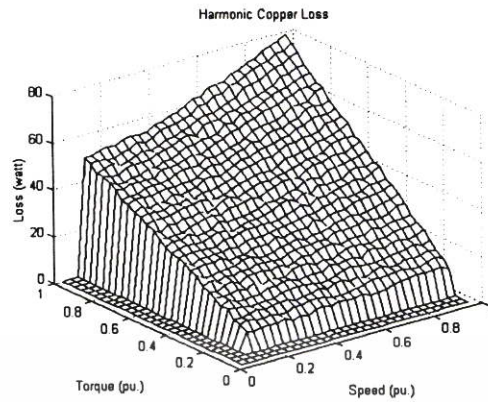


(ข) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก

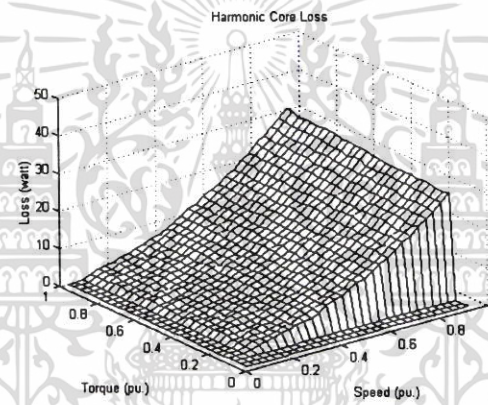


(ค) กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด

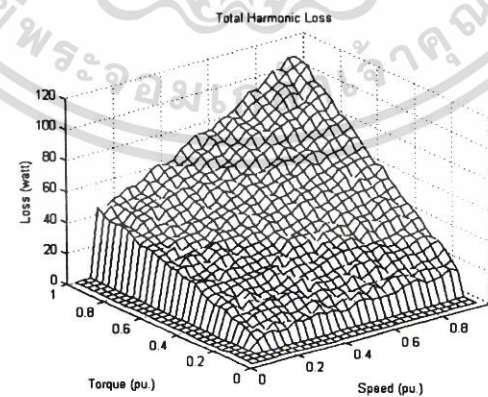
ภาพที่ 5.31 กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เผยแพร่เป็นเชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) กำลังงานสูญเสียในตัวนำ



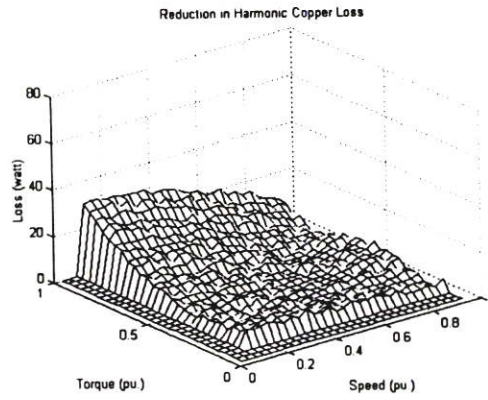
(ข) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก



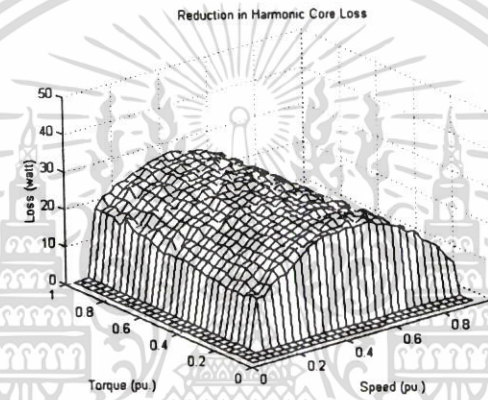
(ค) กำลังงานสูญเสียฮาร์มอนิกส์ทั้งหมด

ภาพที่ 5.32 กำลังงานสูญเสียฮาร์มอนิกส์ที่เกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

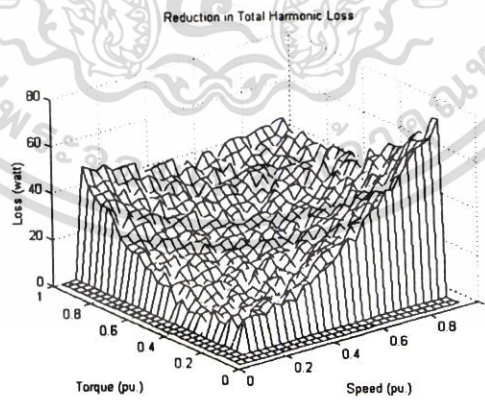
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) กำลังงานสูญเสียในตัวนำ



(ข) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก



(ค) กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด

ภาพที่ 5.33 การลดลงของกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์เนื่องจากการเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการคำนวณภาพที่ 5.31-5.33 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ในเทอมของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก และกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด ที่เกิดจากองค์ประกอบของแรงดันฮาร์โมนิกส์ โดยทำการพล็อตในรูปแบบของแผนภาพ 3 มิติ ที่แปรผันตามค่าความเร็วรอบและแรงบิด จากผลการเปรียบเทียบการควบคุมทั้งสองแบบพบว่า เทคนิคการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมจะให้กำลังงานสูญเสียโหลดแฝง กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กและกำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดจากองค์ประกอบของแรงดันฮาร์โมนิกส์น้อยกว่าแบบแรงดันต่อความถี่คงที่โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะโหลดเบา ส่วนที่สภาวะโหลดเท่ากันกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์จะลดลงมากขึ้นเมื่อความเร็วสูงขึ้น นอกจากนี้การลดลงของกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์จะช่วยลดกระแสฮาร์โมนิกส์ส่งผลให้การกระเพื่อมของแรงบิดลดลงไปด้วย ดังนั้นในช่วงโหลดเบาการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดลงได้มาก

5.5 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยหลักการควบคุมความถี่สลิปเหมาะสม ที่ได้นำเสนอให้เห็นว่าการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ที่นิยมใช้กันอยู่ซึ่งยังมีข้อเสียในเรื่องของกำลังงานสูญเสียในช่วงภาระโหลดเบา ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยวิธีการปรับความถี่สลิปให้มีค่าที่เหมาะสมดังกล่าว อีกทั้งยังได้นำเสนอในส่วนของที่มาและอธิบายหลักการพิสูจน์สมการของการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมทำให้มีความเข้าใจในรูปแบบและวิธีการคิด ทั้งยังได้นำเสนอในส่วนของวิธีการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์อย่างละเอียดทำให้มีความเข้าใจความสัมพันธ์ของสมการคณิตศาสตร์ที่นำมาประยุกต์ในรูปแบบของการเขียนโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ พร้อมทั้งยังได้มีการคำนวณความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสีย การเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสีย ประสิทธิภาพ และอัตราขยายประสิทธิภาพเทียบกับภาระแรงบิดโหลดและความเร็วรอบในรูปแบบของแผนภาพ 3 มิติ ทำให้เห็นถึงพฤติกรรมการเกิดขึ้นและแนวโน้มของการเป็นไปของระบบได้เข้าใจมากยิ่งขึ้น

บทที่ 6

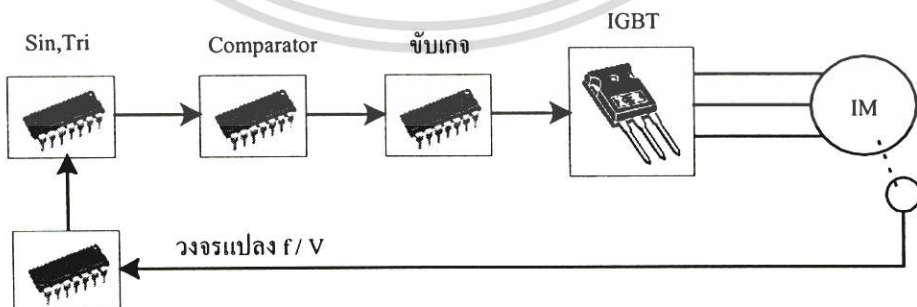
การออกแบบและการสร้าง

วงจรควบคุมการทำงาน และวงจรกำลัง

6.1 บทนำ

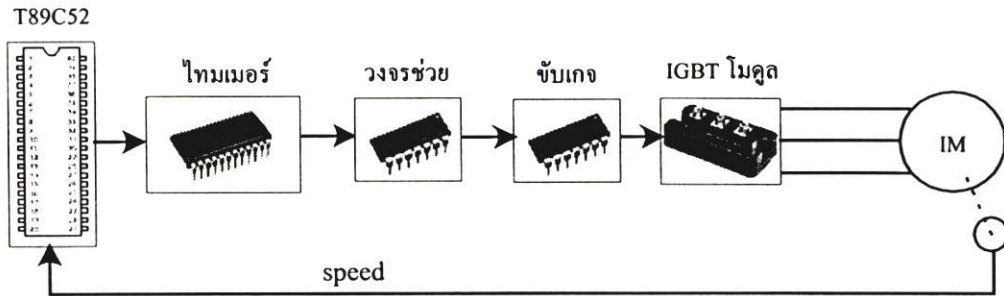
ในบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างระบบควบคุม, วงจรป้องกันต่างๆ และวงจรกำลังที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น ซึ่งจะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสไฟตรง, วงจรเบรก, ชุดไอดีบีทีโมคูล, วงจรป้องกัน, วงจรควบคุมหลักที่ได้สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์, ชุดตรวจจับความเร็วเอ็นโคเดอร์, และวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ได้นำเสนอไปแล้ว

ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ได้สร้างขึ้นนี้ เป็นเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 เป็นชุดควบคุมหลักในการทำงาน ในระบบการควบคุมในสมัยก่อนส่วนใหญ่จะใช้อุปกรณ์จำพวกอนาล็อกเป็นส่วนใหญ่ซึ่งเป็นการสร้างที่ค่อนข้างง่ายแต่จะมีความน่าเชื่อถือค่อนข้างต่ำเพราะจะต้องประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มาต่อเสริมหลายตัวทำให้มีความยุ่งยากในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบควบคุม ส่งผลทำให้วงจรที่ได้มีความน่าเชื่อถือต่ำ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่โครงสร้างโดยส่วนใหญ่จะเป็นระบบดิจิทัลทำให้วงจรมีความเล็กกะทัดรัด ประกอบด้วยไอซีเพียงไม่กี่ตัว โดยที่ไอซีหลักจะอยู่ที่ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้ระบบมีความน่าเชื่อถือสูง

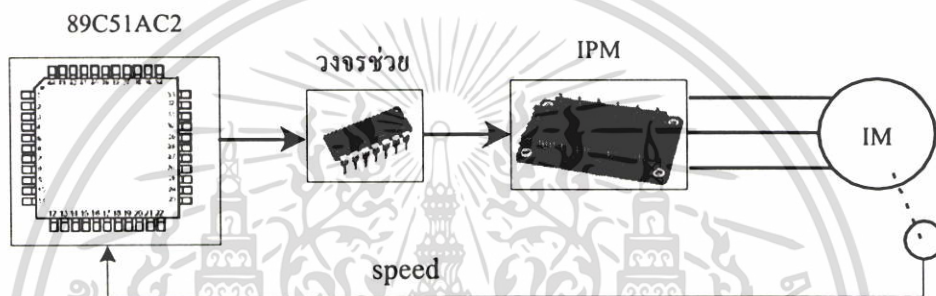


ภาพที่ 6.1 ระบบการควบคุมแบบอนาล็อก และวงจรกำลังแบบชิพเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.2 ระบบการควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ T89C52 และวงจรถ่ายแบบโมดูล



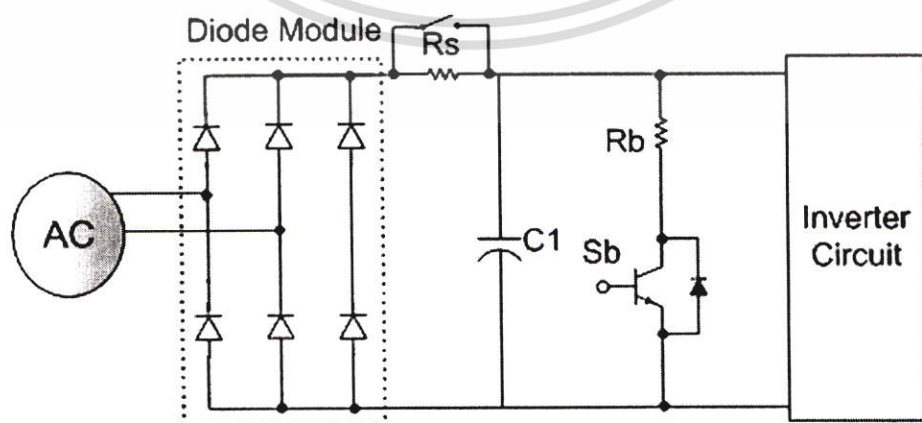
ภาพที่ 6.3 ระบบการควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51AC2 และวงจรถ่ายแบบ IPM

จากภาพที่ 6.1 เห็นได้ว่าเทคนิคการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในสมัยก่อนที่เป็นการควบคุมแบบอนาล็อก การทำงานส่วนใหญ่ของวงจรถ่ายจะใช้วงจรถ่ายอนาล็อกซึ่งมีความยุ่งยากซับซ้อนในการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่างๆในการควบคุมการทำงานสูง และค่าแรงดันไฟตรง (Offset) ที่เกิดขึ้นทำให้ต้องคอยปรับจูนค่าอยู่ตลอดเวลา รวมไปถึงวงจรถ่ายที่ใช้มีขนาดใหญ่กินกำลังไฟฟ้าค่อนข้างสูงและมีความน่าเชื่อถือต่ำ จากรูปจะเห็นว่าระบบจะประกอบด้วยไอซีในหลายๆส่วนยกตัวอย่าง เช่นในวงจรถ่ายแปลงความเร็วจากเอ็นโค้ดเดอร์เป็นแรงดัน (f/v) ใช้ไอซีเบอร์ LM2917 ซึ่งจะมีการวัดความเร็วรอบที่หยาบมากไม่สามารถที่จะรักษาความเร็วรอบที่ละเอียดมากๆได้เพราะว่าถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงไป 0.1 V ความเร็วรอบจะเปลี่ยนแปลงไปถึง 30 รอบต่อนาที (rpm) รวมไปถึงการปรับความถี่ และขนาดของสัญญาณไซน์ก็มีค่าที่ค่อนข้างหยาบขึ้นอยู่กับขนาดของตัวต้านทานปรับค่าได้และไม่สามารถที่จะกำหนดค่าที่แน่นอนได้ ในส่วนของวงจรถ่ายที่ใช้จะเป็นไอจีบีที แบบตัวเดี่ยวซึ่งการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสจะต้องใช้ถึง 6 ตัวประกอบกันเป็นวงจรรวมสัญญาณจะผ่านวงจรถ่ายเข้าสู่อุปกรณ์กำลัง การทำงานไม่สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ถึงค่าพิกัดเพราะว่าจะมีสัญญาณรบกวนทำให้อุปกรณ์กำลังเสียหาย แต่เมื่อมีการวิวัฒนาการสูงขึ้นก็เริ่มมีการใช้อุปกรณ์จำพวกไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ามาทำงานร่วมกับวงจรถ่ายอนาล็อกตามภาพที่ 6.2 ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานดังกล่าวค่อนข้างจะสะดวกเนื่องจากสามารถโปรแกรมการทำงานได้แต่ในช่วงแรกนั้นผู้วิจัยได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ T89C52 ซึ่งต้องใช้ไทมเมอร์ภายนอกเบอร์ D8253C-2 ของบริษัท NEC เข้ามาช่วยในการสร้างสัญญาณพัลส์ พี ดับบลิว เอ็ม เพราะว่าสมรรถนะของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ที่จะทำการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม และประมวลผลด้วยเป็นไปได้ค่อนข้างยาก โดยผู้วิจัยสามารถสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ได้ที่ความถี่สวิดซ์ซึ่ง 1 kHz ปรับความถี่มูลฐานได้ 0-60 Hz ดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 0-1.0 ในส่วนของวงจรกำลังที่ใช้จะเป็นไอจีบีทีโมดูล การทำงานก็จะสามารถขับมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ถึงค่าพิกัดแต่ว่าการป้องกันก็เป็นไปได้ยากถ้าสัญญาณขับเคลื่อนเกิดการคำนวณผิดพลาด วงจรก็ยังคงจะต้องใช้วงจรขับเคลื่อนอยู่ ภาพที่ 6.3 เป็นการพัฒนาครั้งล่าสุดของผู้วิจัยซึ่งจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51AC2 ซึ่งได้มีการพัฒนารหัสตัว PCA ซึ่งเป็นไทมเมอร์ภายในเทียบได้กับไอซี D8253C-2 ของบริษัท NEC เพียงแต่มีเพียงวงจรดิจิทัลภายนอกเข้ามาช่วยเพียงเล็กน้อยก็สามารถทำงานได้เทียบเท่าวิธีการที่สอง ซึ่งในวิธีนี้สามารถสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ความถี่สวิดซ์ซึ่ง 6 kHz ปรับความถี่มูลฐานได้ 0-60 Hz ดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 0-2.0 ซึ่งจะเห็นว่าระบบจะมีความน่าเชื่อถือและสมรรถภาพที่มากกว่า

6.2 การออกแบบและสร้างวงจรกำลังในส่วนของวงจรสร้างแรงดันไฟตรง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างชุดวงจรเรียงกระแสที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงให้กับชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ ชุดวงจรเรียงกระแสไฟตรงจะประกอบไปด้วยบริดจ์โมดูลไดโอดและวงจรกรองที่ใช้ตัวเก็บประจุ โดยแรงดันทางด้านอินพุทเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสขนาดแรงดัน 380 โวลต์ ซึ่งจะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟตรงทางด้านเอาท์พุทประมาณ 538 โวลต์ ซึ่งเพียงพอกับการจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำในลักษณะการต่อแบบสตาร์และเดลต้า แต่ในการทดลองนี้จะทำการต่อมอเตอร์แบบเดลต้าจึงจึงต้องพยายามปรับแรงดันให้ได้ 310 โวลต์ดีซี ดังแสดงรายละเอียดวงจรไว้ในภาพที่ 6.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier) และวงจรกรองแรงดันให้เรียบ (C – Filter)

วงจรส่วนนี้จะใช้บริดจ์โมดูลไดโอด 3 เฟส ทำหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต 3 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมของแรงดันก่อนเข้าส่วนตัวเก็บประจุ (C-Filter) เพื่อกรองให้แรงดันไฟตรงเรียบ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้บริดจ์โมดูลไดโอด 3 เฟสเบอร์ NDM6160-030G ขนาดพิกัด 1600 โวลต์ 30 แอมป์ ซึ่งได้ออกแบบไว้ให้สามารถทนแรงดันและกระแสของการจ่ายกำลังงานให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 2 kW ได้เพราะเป็นมอเตอร์ที่ใช้ในการทำการวิจัยนี้ มอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองจะมีพิกัดของแรงดัน 220 V/380V, 8.7/5.0 A บริดจ์โมดูลไดโอด 3 เฟส มีพิกัด 1600 โวลต์ 30 แอมป์ ซึ่งก็เพียงพอกับการทนแรงดันขณะเริ่มต้นสตาร์ตนั้นก็คือประมาณ 43.5A/35A รวมถึงการทำงานของมอเตอร์ในสภาวะปกติทั้งที่ขณะไว้โหลดและโหลดพิกัด

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่นำมาต่อขานานนี้จะใช้สำหรับกรองแรงดันที่ส่งผ่านมาจากวงจรเรียงกระแสเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดัน โดยเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันจำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุที่ขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันสูง เพื่อจะได้มั่นใจว่าไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุต ที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ และยังทำหน้าที่เก็บพลังงานที่คืนกลับบางส่วน ในสภาวะที่มอเตอร์มีพฤติกรรมการทำงานแบบเจนเนอเรเตอร์ (Regenerative Mode) ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ขนาด 4700 ไมโครฟารัด 450 V 2 ตัวต่อขานานกันซึ่งมีค่าเพียงพอที่ไม่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดัน และเพียงพอกับการใช้กับมอเตอร์ในลักษณะการต่อแบบเคลด้า และเป็นค่าที่หาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด

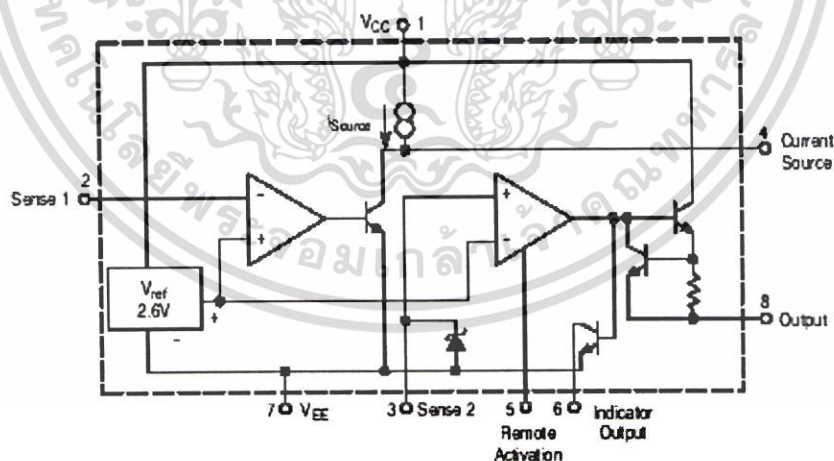
6.2.2 การจำกัดกระแสขณะเริ่มต้นทำงาน

จากภาพที่ 6.4 ความต้านทาน (R_s) ที่ต่ออนุกรมกับเพาเวอร์ไลน์ มีหน้าที่ในการจำกัดกระแสขณะเมื่อเริ่มต้นทำงาน เพราะในช่วงเริ่มต้นทำงานแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะมีค่าเป็นศูนย์ ความต้านทานของตัวเก็บประจุมีค่าน้อยมากเปรียบเสมือนลัดวงจร ทำให้กระแสที่ไหลผ่านบริดจ์โมดูลไดโอดมีค่าสูงมาก ซึ่งอาจทำให้เกิดความเสียหายแก่ตัวบริดจ์โมดูลไดโอดได้ เมื่อแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นถึงระดับค่าสูงสุดของรูปคลื่นไซน์แล้ว ตัวต้านทานนี้จะถูกลัดวงจรด้วยแมกเนติกคอนแทคเตอร์เพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียที่ค่าความต้านทานและเพื่อจะให้พลังงานที่ส่งผ่านมาจากบริดจ์โมดูลไดโอด ส่งถ่ายพลังงานสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ได้อย่างเต็มที่ซึ่งในการจำกัดกระแสขณะเริ่มต้นทำงานนี้จะมีประโยชน์ในกรณีที่ทำการต่อไฟจากแหล่งจ่ายโดยตรงซึ่งจะทำให้กระแสที่ผ่านบริดจ์โมดูลไดโอดมีค่าสูงมาก แต่ในการทดลองจริงๆถ้าใช้เครื่องมือปรับแรงดัน (Variac) ค่อยๆเพิ่มแรงดันขึ้น วงจรจำกัดกระแสขณะเริ่มต้นนี้อาจจะไม่ต้องใช้ก็ได้

6.2.3 การออกแบบและสร้างวงจรไดนามิกเบรก

ในการใช้อินเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ หากความเร็วรอบที่ได้จากการควบคุมมีการเปลี่ยนแปลงจากคำสั่งความเร็วรอบสูงสู่ความเร็วรอบต่ำอย่างทันทีทันใด ทำให้ค่าฟลักแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ (Synchronous Speed) มีค่าน้อยกว่าความเร็วที่โรเตอร์ (Rotor Rotating Speed) ค่าสลิปของมอเตอร์จะมีค่าเป็นลบ นั่นคือ สลิปจะมีค่าติดลบและแรงบิดของมอเตอร์ กลายเป็นแรงบิดของแรงเบรก (Braking Torque) มอเตอร์ทำหน้าที่เสมือนเครื่องกำเนิดพลังงานด้วยการส่งพลังงานกลับจากมอเตอร์และไหลกลับมาเป็นพลังงานไฟฟ้าผ่านทางไดโอดที่เชื่อมสวิทช์กำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์ กลับเข้ามาซาร์ตยังตัวเก็บประจุ (Capacitor) พลังงานที่ถูกส่งกลับมานี้ไม่สามารถผ่านวงจรเรียงกระแสไปสู่แหล่งจ่ายไฟกลับได้ จึงสะสมเป็นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ ส่งผลทำให้แรงดันที่คิซีลิงค์มีค่าสูงขึ้นซึ่งถ้ามีค่ามากจนเกินพิกัดของตัวเก็บประจุจะทำให้ตัวเก็บประจุเสียหายได้

โดยหลักการจะทำการตรวจสอบแรงดันที่คิซีลิงค์ถ้าค่าแรงดันคิซีลิงค์มีค่าสูงเกินค่าที่กำหนดจะสั่งงานให้ไอจีบีทีที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานอยู่ทำหน้าที่สลายแรงดันในส่วนเกินทำงาน ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทานเบรก (R_b) โดยกำลังที่ปล่อยออกมามีค่าเท่ากับ I^2R [28] วิธีนี้เราเรียกว่าการเบรกแบบไดนามิก ตัวต้านทานจะเกิดความร้อนขึ้นเนื่องมาจากการผลาญพลังงานที่เกิดจาก Dynamic Braking ดังนั้นพลังงานที่เก็บสะสมในตัวเก็บประจุก็จะถูกคายออกมาทำให้แรงดันที่คิซีลิงค์ บัสมิค่าต่ำลงและเมื่อมีการลดต่ำลงกว่าค่าที่กำหนด ไอจีบีทีที่ทำหน้าที่สลายแรงดันในส่วนเกินจะหยุดทำงาน



ภาพที่ 6.5 โครงสร้างภายในของไอซี MC 3423

ในการตรวจจับแรงดันเกินได้ใช้ไอซีเบอร์ MC3423 [29] ซึ่งจะทำหน้าที่ในการตรวจจับแรงดันของคิซีลิงค์ (DC link) ไม่ให้มีค่าเกินค่าที่กำหนดไว้ คุณสมบัติพื้นฐานของไอซี MC3423 จะใช้แรงดันของแหล่งจ่าย มีค่าอยู่ระหว่าง 4.5 Volt ถึง 36 Volt แรงดันอ้างอิง (trip voltages) ที่จะทำให้ไอซีส่ง

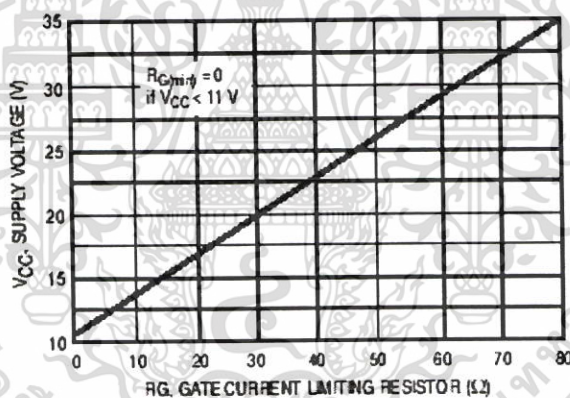
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยละเอียดบนเว็บไซต์เป็นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณขับเกออกมากจะถูกกำหนดโดยการเลือกค่า R1 และ R2 ค่าเหล่านี้สามารถหาได้จากสมการ

$$V_{trip} = V_{ref} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \approx 2.6V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (6.1)$$

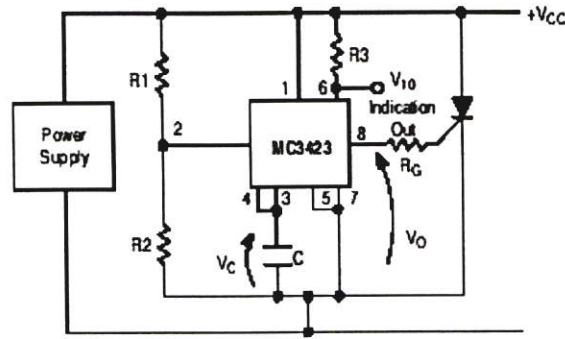
เมื่อค่า $R2 \leq 10k\Omega$

ค่าต่ำสุดของตัวต้านทานที่มีขีดจำกัดกระแสเกต (Gate current limiting resistor) R_G มีค่าดังแสดงในภาพที่ 6.6 เมื่อใช้ค่า R_G นี้ อุปกรณ์กำลังจะได้รับกระแสเกตที่มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้โดยไม่ก่อความเสียหายแก่ MC3423 ถ้าต้องการค่ากระแสเกตที่พูนที่น้อยลงก็สามารถเพิ่มค่า R_G ขึ้นได้ วงจรการทำงานจะมีช่วงเวลาเริ่มต้นการทำงาน (Propagating Delay) โดยทั่วไปอยู่ที่ $1.0 \mu s$ ถ้าต้องการการทำงานที่เร็วขึ้น ขา 3 จะต้องต่อกับขา 2 โดยปล่อยขา 4 ให้ลอยเอาไว้ ซึ่งจะมีผลทำให้ช่วงเวลาเริ่มต้นการทำงานลดลงเหลือประมาณ $0.5 \mu s$



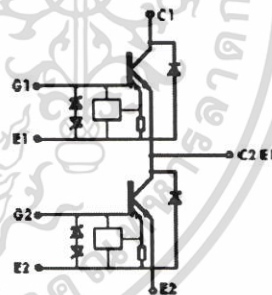
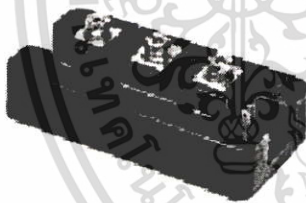
ภาพที่ 6.6 ค่าความต้านทาน R_G ที่ทำให้กระแสเกตที่มีค่ามากที่สุดเทียบกับแหล่งจ่ายแรงดัน

ในหลายๆ กรณี MC3423 ถูกนำไปใช้ในที่ซึ่งมีสัญญาณรบกวนและเพื่อป้องกันการตัดกระแสผิดพลาดของวงจร ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนซึ่งโดยปกติแล้วจะไม่ก่อความเสียหายต่อโหลด MC3423 จะมีลักษณะของการประวิงเวลาที่สามารถโปรแกรมได้ ดังนั้นเพื่อที่จะทำให้เกิดลักษณะดังกล่าวนี้



ภาพที่ 6.7 การต่อวงจรเพื่อป้องกันการตัดกระแสผิดพลาดของวงจร ที่เกิดจากสัญญาณรบกวน

วงจรดังภาพที่ 6.7 ตัวเก็บประจุจะถูกต้องจากขา 3 ไปยัง V_{EE} ค่าของตัวเก็บประจุนี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาต่ำสุดของสภาวะแรงดันเกินซึ่งการทำงานของวงจรมีดังนี้คือ เมื่อ V_{CC} มีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าจุดที่เกิดการตัดซึ่งเซตโดย R1 และ R2 แหล่งจ่ายกระแสภายใน (ขา 4) จะเริ่มต้นอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C ซึ่งต่อกับขา 3 ถ้าสภาวะแรงดันเกินไม่ปรากฏก่อนที่เหตุการณ์นี้เกิดขึ้น ตัวเก็บประจุจะคายประจุที่อัตราซึ่งเร็วกว่าอัตราการคายประจุ ≈ 10 เท่า โดยจะรีเซ็ตลักษณะของการตั้งเวลาจนกระทั่งสภาวะแรงดันเกินถัดไปเกิดขึ้น

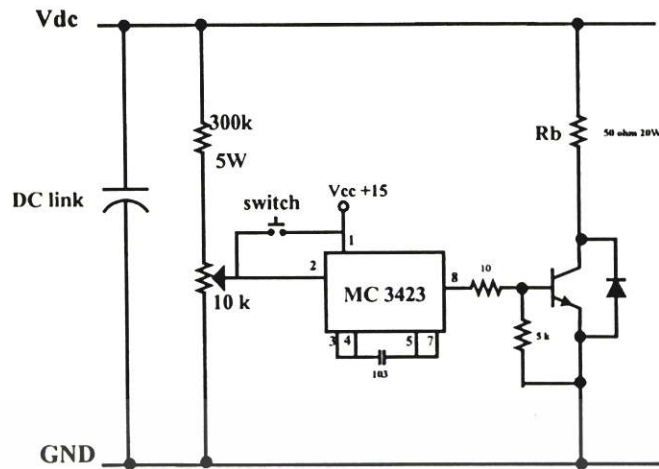


(ก) โครงสร้างภายนอกของไอจีบีทีกำลัง (ข) โครงสร้างภายในของไอจีบีทีกำลัง

ภาพที่ 6.8 โครงสร้างของ ไอจีบีทีกำลัง เบอร์ 2MBI502N-060

ในการใช้งานจริงจะตั้งค่าแรงดันในการเบรกไว้ที่ค่าแรงดันประมาณ 330 โวลต์ (ต่อมอเตอร์แบบเคลต้า) ซึ่งใช้โมดูลไอจีบีทีกำลังเบอร์ 2MBI502N-060 ตามภาพที่ 6.8 มีพิกัดแรงดัน 600 โวลต์ กระแส 150 แอมป์ โดยจะให้แรงดันขาออกประมาณ 2.6 โวลต์ ขึ้นอยู่กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง หากระดับแรงดันทางด้านไฟตรงมีการเปลี่ยนแปลงมากกว่า 330 โวลต์ ส่วนของวงจรเบรกจะมีการทำงาน โดยวงจรสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 6.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



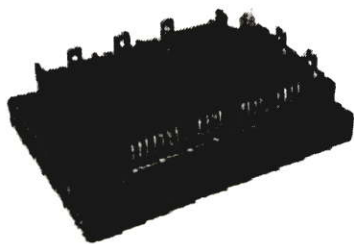
ภาพที่ 6.9 วงจรป้องกันแรงดันเกิน

ไอซี MC3423 ทำหน้าที่ตรวจจับระดับของสัญญาณที่มาจากภาคแบ่งระดับแรงดัน ในขณะที่แรงดันเกิน 330 โวลต์ จะทำให้สัญญาณไฟตรงจากภาคตรวจจับแรงดันมีการเปลี่ยนแปลงส่งผลทำให้ขาสัญญาณทางด้านเอาท์พุทของไอซีมีการเปลี่ยนสถานะจาก Low ไปเป็น High ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งไปทริกซ์ไอจีบีทีที่ใช้ในการเบรกหรือระบายกระแส ส่วนสวิทช์ที่ต่อเพิ่มเข้ามาเป็นจุดทำงานที่เซตระบบให้สามารถเบรกได้ตามความต้องการซึ่งผู้ออกแบบได้ทำขึ้นมาเพื่อให้ง่ายต่อการทดลองวงจรในหลายๆกรณี

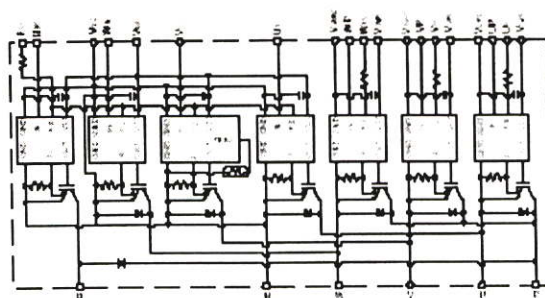
6.3 การออกแบบและสร้างชุดวงจรอินเวอร์เตอร์

ในส่วนของภาคกำลังเป็นส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟตรงที่ได้มาจากชุดเรียงกระแส ให้เป็นแรงดันไฟสลับโดยการสวิทช์ของอุปกรณ์กำลังซึ่งถือว่าเป็นส่วนที่มีการเสียหายบ่อยที่สุดเพราะว่าจะเป็นส่วนแปลงจากสัญญาณควบคุมกำลังต่ำให้มาเป็นไฟกำลังงานสูง ซึ่งอุปกรณ์สวิทช์นี้จะต้องคำนึงถึงพิกัดแรงดัน กระแสและความถี่ไฟสูงสุดที่สามารถรองรับได้ ในส่วนของชุดสวิทช์กำลังนี้ได้เลือกใช้ไอจีบีทีโมดูลกำลังของ บริษัท มิตซูบิชิ เบอร์ PM25RSB120 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 1200 โวลต์รองรับกระแสได้ 25 แอมป์ มีไอจีบีทีกำลังอยู่ภายในทั้งหมด 7 ตัว ออกแบบมาให้ใช้งานในการควบคุมพลังงานในลักษณะ 3 เฟส พร้อมทั้งไอจีบีทีกำลังอีกตัวที่ใช้ในการสลายพลังงานขณะมอเตอร์เบรก ซึ่งสามารถทดกับการทำงานของมอเตอร์ที่พิกัดขนาด 2.2 kW ได้อย่างเพียงพอ ซึ่งไอจีบีทีโมดูลแบบนี้จะมีความทนทานกว่า ไอจีบีที แบบตัวเดี่ยว ซึ่งจะมีคุณสมบัติพิเศษคือสามารถส่งสัญญาณฟลัดจากตัวโมดูลได้เพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขั้วนำในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายในกึ่ง, กระแสเกินหรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูง และสามารถรองรับความถี่สวิทช์สูงสุด

ได้ถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังแสดงโครงสร้างในภาพที่ 6.10 นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



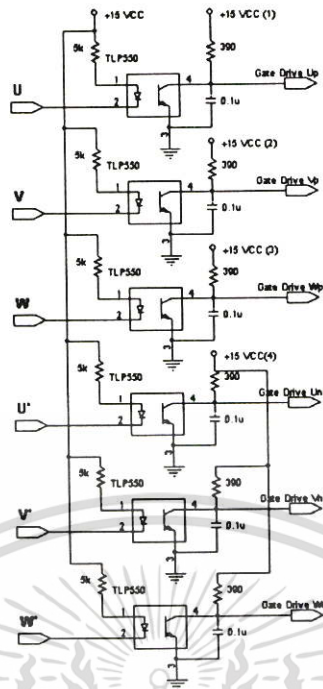
(ก) โครงสร้างภายนอกของไอจีบีทีกำลัง



(ข) โครงสร้างภายในของไอจีบีทีกำลัง

ภาพที่ 6.10 โมดูลไอจีบีทีกำลังเบอร์ PM25RSB120

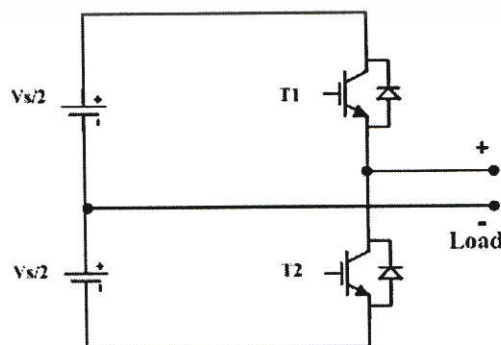
ในการขับเคลื่อนโมดูลของไอจีบีทีกำลังจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แยกแยะระหว่างสัญญาณขับเคลื่อนกับสัญญาณควบคุมเพื่อทำการแยกกราวด์ไม่ให้ไอจีบีทีตัวบนและตัวล่าง ในกึ่งเดียวกันเกิดการช็อตกันเนื่องมาจากใช้กราวด์ร่วมกัน ตามภาพ 6.11 เป็นวงจรแยกกราวด์ที่มาจากไมโครคอนโทรเลอร์ก่อนเข้าสู่ชุดขับเคลื่อน ไอจีบีทีกำลัง ซึ่งได้ใช้อุปกรณ์ออปโต (OPTO) เบอร์ TLP 550 จำนวน 6 ตัว ทำหน้าที่แยกสัญญาณทางไฟฟ้า โดยออปโตที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์ 3 กิ่งบนจะมีการแยกไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ จากแหล่งจ่ายคนละที่กัน ส่วนออปโตที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์ 3 กิ่งล่างจะรับไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ จากแหล่งจ่ายชุดเดียวกันการควบคุมการทำงานของโมดูลสวิทช์นี้สามารถทำได้โดยการควบคุมจากออปโตซึ่งในสภาวะเปิดวงจรจะทำการจ่ายสัญญาณไฟบวกเข้าที่ขาออปโต Up, Vp, Wp, Un, Vn และ Wn ซึ่งจะทำให้ไม่มีกระแสไฟไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงภายในทำให้ชุดไอจีบีทีกำลังด้านเอาต์พุตไม่ทำงานหากต้องการให้สวิทช์ตัวใดตัวหนึ่งภายในโมดูลสวิทช์ทำงานสามารถทำได้โดยการจ่ายแรงดันที่ขาออปโตให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะทำให้มีกระแสไฟไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงภายในทำให้ชุดไอจีบีทีด้านเอาต์พุตทำงาน ส่วนวงจรที่ใช้ส่งสัญญาณฟลัดที่ออกจากตัวโมดูลเพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขับนำ ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายในกึ่ง, กระแสเกิน หรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูงจะใช้อุปกรณ์ออปโต (OPTO) เบอร์ P521 จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่มาจากออปโต 3 ตัวแรกนี้จะมาจากการตรวจจับบริเวณสวิทช์ 3 กิ่งบน ส่วนสัญญาณอีกตัวจะได้รับการตรวจจับจากบริเวณสวิทช์ 3 กิ่งล่าง การทำงานของวงจรนี้ถ้าไม่เกิดสัญญาณฟลัดจะมีสถานะเป็นบวก แต่ถ้าเกิดฟลัดขึ้นจะส่งสัญญาณศูนย์ออกมา ซึ่งในการป้องกันจะทำการสถานะศูนย์นี้เข้าสู่วงจรป้องกัน เพื่อตัดการทำงานของระบบต่อไป [28]



ภาพที่ 6.11 วงจรแยกกราวด์ก่อนเข้าสู่ชุดขับเคลื่อน ไอจีบีทีกำลัง

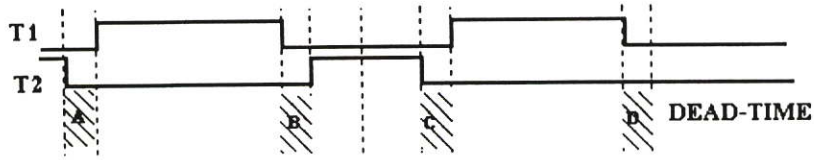
6.4 การออกแบบและสร้างวงจรขับนำและวงจรประวิงเวลา (Dead-Time Circuit)

คุณสมบัติของวงจรประวิงเวลาเป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมสัญญาณพัลส์ของ อุปกรณ์สวิตช์ในชุดบนและล่างในกึ่งเดียวกัน ตามภาพที่ 6.12 เป็นวงจร H-Bridge ซึ่งจะมีสัญญาณ ขับเกา T1 และ T2 เพื่อให้สัญญาณที่ได้ออกมามีทั้งค่าบวกและลบ โดยวงจรจะทำหน้าที่สร้าง สัญญาณประวิงเวลา เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตช์ในกึ่งเดียวกันทำงานพร้อมกันซึ่งนั่นอาจเป็น ผลทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกึ่งเดียวกันซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ โดยหลักการ ประวิงเวลาแสดงได้ดังภาพที่ 6.13 ซึ่งเห็นได้ว่าสัญญาณขับเกา T1 และ T2 ต้องมีค่าเวลาดำเนินกัน กันเล็กน้อยนั่นก็คือส่วนที่แรเงา A, B, C และ D ซึ่งการใช้ค่าประวิงเวลานี้ต้องขึ้นอยู่กับช่วงเวลาได้ ขึ้น และไต่ลงของอุปกรณ์สวิตช์นั้นๆด้วย

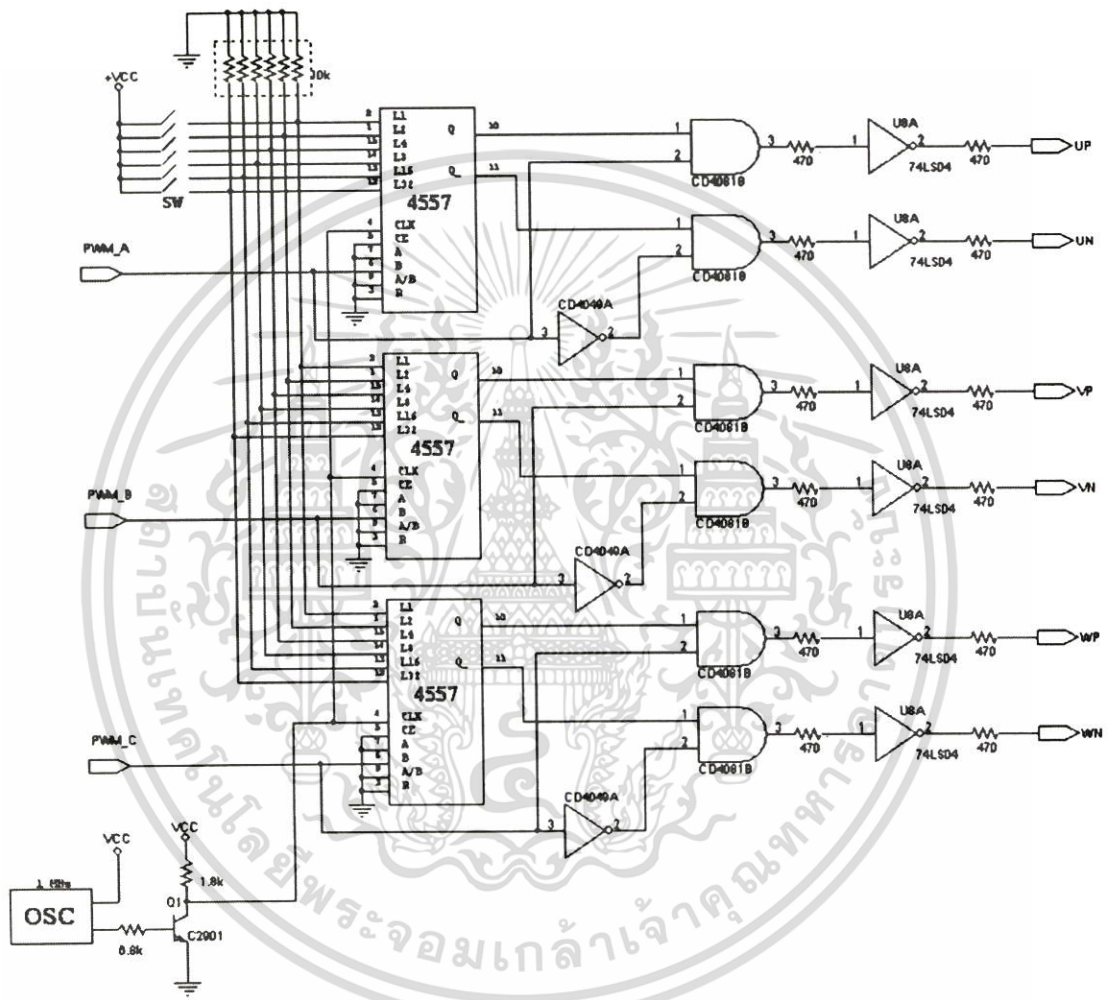


ภาพที่ 6.12 วงจร H-Bridge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 6.13 สัญญาณขั้วเกจ T1 และ T2 ที่มีการประวิงเวลา

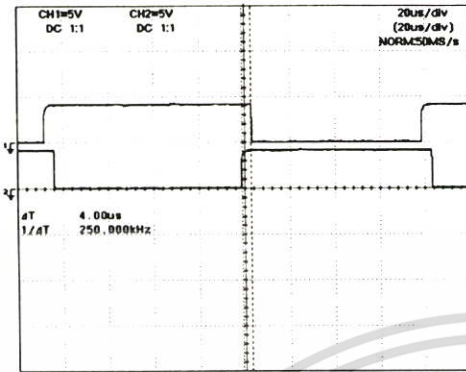


ภาพที่ 6.14 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา (Dead time)

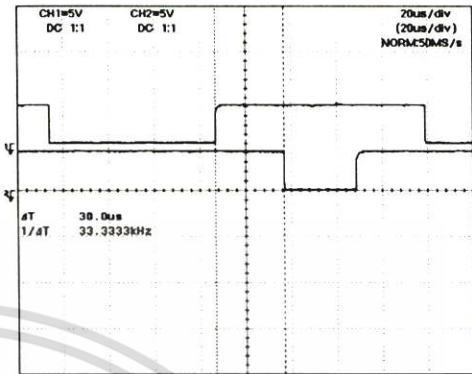
การทำงานของวงจรประวิงเวลาสามารถอธิบายได้ดังจากภาพที่ 6.14 สัญญาณที่ได้จากการปรับระดับของแรงดันจะถูกนำไปเข้าไอซีเบอร์ MC14557 ซึ่งมีคุณสมบัติในการเลื่อนบิต โดยจะอาศัยสัญญาณนาฬิกาภายนอกขนาด 1 เมกะเฮิร์ตซ์ป้อนเข้าที่ขา 4 โดยที่ช่วงเวลากว้างของเวลาประวิงนี้สามารถกำหนดได้จากสภาวะสูงหรือต่ำที่ให้กับขาสัญญาณ L1 ถึง L32 แต่ละสวิตช์ของการสับให้ไฟบวกจะเป็นการเพิ่มค่าการหน่วงเวลาขึ้นที่ละขั้นซึ่งแต่ละขั้นเวลาจะเพิ่มขึ้นทีละ

เอกสารนี้ 1,2,4,8,16 และ 32 μs เช่นถ้าต้องการให้เกิดการหน่วงเวลา 10 μs ก็ต้องทำการเซตที่ขา 1 และ 14 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นไฟบวก ($8+2 = 10$) ซึ่งในโมดูลกำลังที่ได้เลือกใช้นี้เมื่อค่านึงถึงค่าไต่ขึ้นและลงแล้วเห็นได้ว่าค่าที่เหมาะสมที่สุดจะเป็น $4 \mu\text{s}$ นั่นก็คือต้องเซตให้ขา 15 เป็นไฟบวก



(ก)



(ข)

ภาพที่ 6.15 สัญญาณพัลส์ขั้วเกจในกึ่งเดียวกันที่เกิดจากการประวิงเวลา

(ก) เวลาประวิง $4 \mu\text{s}$

(ข) เวลาประวิง $30 \mu\text{s}$

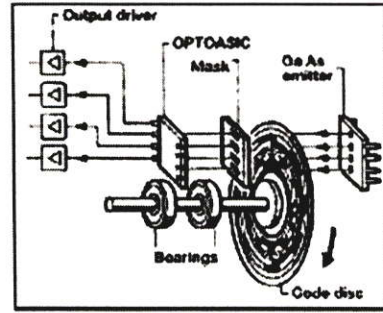
6.5 การออกแบบส่วนตรวจจับความเร็ว

ในการตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์จะใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า เอ็นโค้ดเดอร์ (Incremental Encoders) ภาพที่ 6.16 แสดงโครงสร้างทั้งภายนอกและภายในของเอ็นโค้ดเดอร์ ซึ่งหลักการจะเป็นการใช้อปโตเปล่งแสงยิงผ่านจานหมุนที่มีการเจาะช่องให้มีความละเอียดสูง ในด้านโครงสร้างเอ็นโค้ดเดอร์ จะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะใหญ่ๆ ดังภาพที่ 6.17 คือแบบ Shaft Type และแบบ Hollow Shaft Type ซึ่งก็แล้วแต่การนำไปใช้มอเตอร์ที่มีอุปกรณ์เชื่อมต่ออย่างไร โดยเอาที่พุทของเอ็นโค้ดเดอร์จะสร้างสัญญาณออกมาเป็นพัลส์ที่มีความถี่แปรผัน โดยตรงต่อความเร็วของมอเตอร์ที่เปลี่ยนไปโดยแหล่งจ่ายไฟส่วนใหญ่จะอยู่ในช่วง 4.75-26.4 Vdc ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้เอ็นโค้ดเดอร์ของ KOYO รุ่น TRD-S1024V แหล่งจ่ายไฟ 4.75-5.25 Vdc ทำให้สามารถเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟของไมโครคอนโทรเลอร์ได้โดยตรง สัญญาณเอาต์พุทจ่ายเป็นพัลส์ความกว้าง 50 % ความละเอียดของพัลส์ 1024 พัลส์ต่อรอบ ตอบสนองความถี่ได้สูงสุด 100 kHz มี 6 เอาต์พุทคือ A, \bar{A} , B, \bar{B} , Z, \bar{Z} พัลส์ A กับ B จะจ่ายออกมามีมุมต่างกัน 90 องศา ตลอดเวลาโดยจะพัลส์เปลี่ยนกันนำหน้าตามทิศทางการหมุนของมอเตอร์ ส่วน Z จะจ่ายพัลส์ออกมาความกว้าง 2 ลูกคลื่นของ A เมื่อหมุนครบ 1 รอบ คุณสมบัติของเอ็นโค้ดเดอร์คือสามารถตรวจสอบทิศทางการหมุนของมอเตอร์ได้จากการนำหน้าของพัลส์ A และ B ที่ได้กล่าวไปแล้ว ซึ่งต้องมีวงจรภายนอกทำการตรวจสอบความถี่ของพัลส์ดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

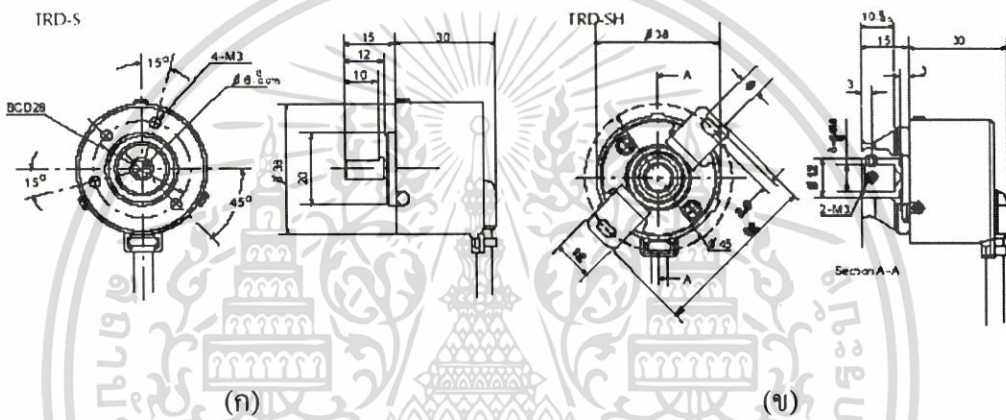


(ก)



(ข)

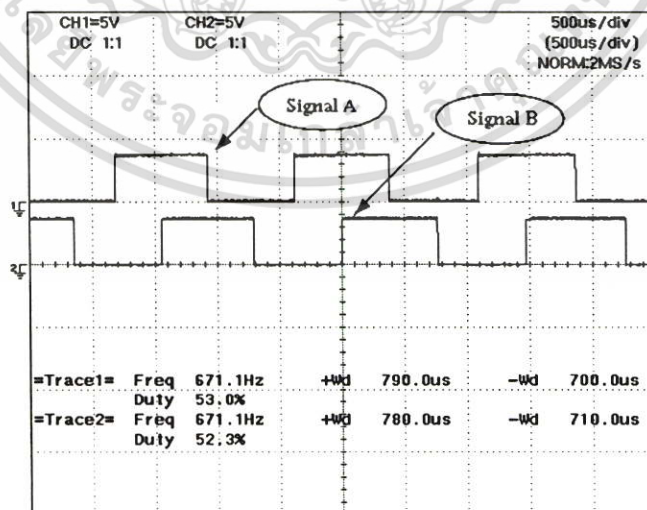
ภาพที่ 6.16 อุปกรณ์ตรวจจับความเร็ว (ก) โครงสร้างภายนอก (ข) โครงสร้างภายใน



(ก)

(ข)

ภาพที่ 6.17 โครงสร้างของเอ็นโค้ดเดอร์ (ก) แบบ Shaft Type (ข) แบบ Hollow Shaft Type



ภาพที่ 6.18 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ขา A กับ B ทำมุมกัน 90 องศาตลอดเวลา

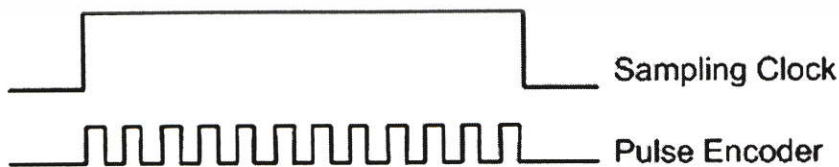
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5.1 การคำนวณความเร็วจากเอ็นโค้ดเดอร์

ในการคำนวณความเร็วจากเอ็นโค้ดเดอร์จะมีหลักการใหญ่ๆอยู่ 2 ประเภทคือ 1. จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการนับเวลาในหนึ่งลูกคลื่นพัลส์เอ็นโค้ดเดอร์ 2. ให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างฐานเวลาที่แน่นอนแล้วทำการนับพัลส์ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลานั้นการคำนวณแบบแรกเหมาะสมในการใช้การคำนวณที่ความเร็วรอบต่ำๆเพราะจะให้ความถูกต้องและแม่นยำสูงกว่าเพราะว่าคาบเวลาของพัลส์เอ็นโค้ดเดอร์ที่เกิดขึ้นจะมีช่วงเวลาที่กว้าง การแบ่งช่วงเวลาในการนับจึงทำได้ง่าย แต่ถ้าความเร็วของมอเตอร์มีค่าสูงจะทำให้คาบเวลาของพัลส์มีค่าต่ำทำให้การนับคาบเวลาของเอ็นโค้ดเดอร์เป็นไปได้ยากเนื่องมาจากการถูกจำกัดความเร็วของไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับวิธีที่สองเหมาะในการใช้หาความเร็วเมื่อมอเตอร์ที่มีความเร็วค่อนข้างสูงเพราะว่าเมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงจะทำให้มีจำนวนพัลส์ในหนึ่งคาบเวลาสูงทำให้การคำนวณเวลาเป็นไปได้ถูกต้องเพราะว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ส่วนใหญ่จะออกแบบให้มีโหมดการทำงานในลักษณะการนับของพัลส์อยู่แล้ว (Counter Mode) ไม่ว่าจะป็นขอบขาขึ้นหรือขาลง แต่ก็ไม่ค่อยเหมาะกับช่วงการทำงานที่มอเตอร์มีความเร็วต่ำเพราะว่าในช่วงที่มอเตอร์หมุนช้าจะทำให้มีจำนวนพัลส์ในหนึ่งคาบเวลามีค่าน้อยหรือถ้าหากการคำนวณไม่ดีแล้ว อาจจะทำให้ในหนึ่งคาบเวลาไม่เจอลูกคลื่นพัลส์เลยก็ได้ซึ่งเป็นปัญหาที่ต้องคำนึงถึงอย่างมาก จากหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วิธีการคำนวณตามแบบวิธีที่สองเพราะว่าการทำงานส่วนใหญ่จะไม่ได้มุ่งเน้นการทำงานที่ความเร็วรอบต่ำมากนักเพราะถ้ามุ่งเน้นการทำงานที่มีย่านการทำงานที่กว้างมากจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบในการคำนวณค่าพัลส์จากเอ็นโค้ดเดอร์

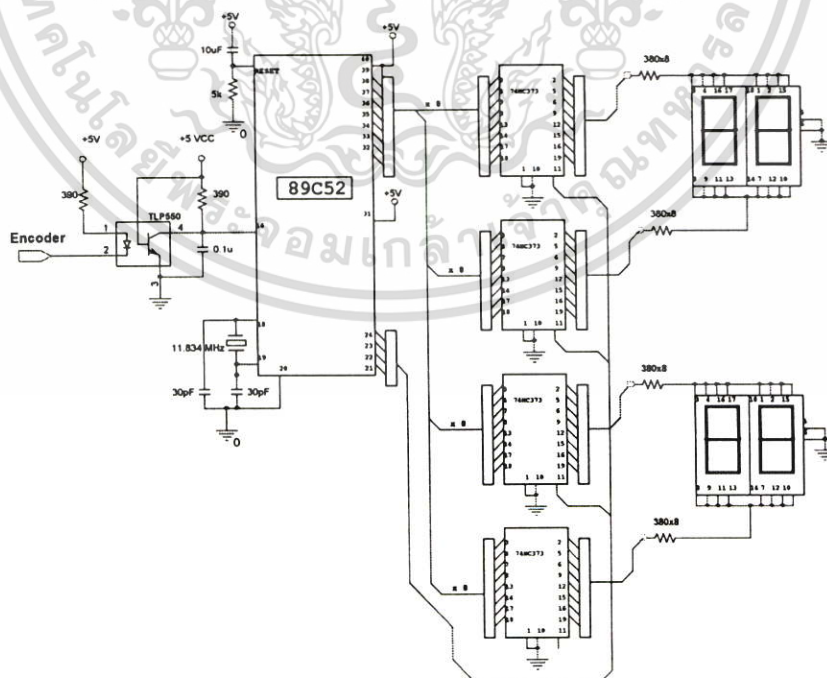


ภาพที่ 6.19 การคำนวณความเร็วรอบจากพัลส์เอ็นโค้ดเดอร์ที่ความเร็วต่ำ



ภาพที่ 6.20 การคำนวณความเร็วรอบจากพัลส์เอ็นโค้ดเดอร์ที่ความเร็วสูง.

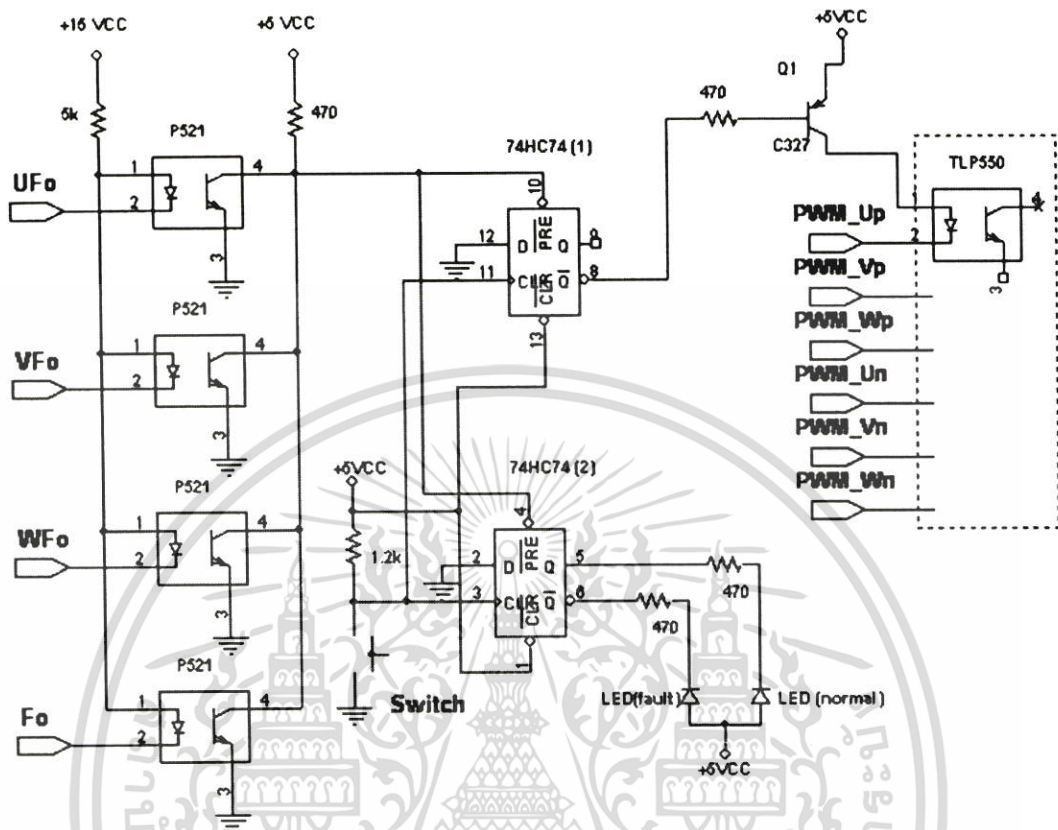
วิธีการคำนวณค่าความเร็วรอบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คำนวณได้จากถ้าเอ็นโค้ดเดอร์ในหนึ่งรอบจ่าย 1024 พัลส์และในหนึ่งนาทีนับได้ 1024 พัลส์นั้นหมายความว่ามอเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบ 1024 รอบต่อนาที (rpm) ในหนึ่งวินาทีนับได้ 17.06 พัลส์ เพราะฉะนั้นถ้าต้องการให้การนับพัลส์ 1 ลูกมีค่าเท่ากับ 1 รอบต่อนาทีจะต้องใช้เวลาในการสุ่ม ($1/17.06$) เท่ากับ 58.6 ms แต่ในการหน่วงเวลาถึง 58.6 ms จะทำให้การตอบสนองนั้นเป็นไปได้ช้าผู้วิจัยจึงใช้เวลาในการสุ่ม ($58.6/3$) เท่ากับ 19.53 ms นั่นคือ ถ้าในช่วงเวลานี้นับพัลส์ได้ 1 ลูกนั้นคือมอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว 3 รอบต่อนาที จากภาพที่ 6.21 เป็นภาพวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในการรับความถี่พัลส์จากเอ็นโค้ดเดอร์แล้วทำการประมวลผลเป็นความเร็วรอบเพื่อแสดงออกมาในรูปของ 7-Segment 4 ตำแหน่งในหน่วยของความเร็วรอบต่อนาที ส่วนประกอบของวงจรจะประกอบไปด้วยภาครับสัญญาณจากเอ็นโค้ดเดอร์ที่จะผ่านออปโตไดโอดหนึ่งตัวก่อนเพื่อทำการตัดสัญญาณที่มีรบกวนออกก่อนเข้าไปในไมโครคอนโทรลเลอร์ จากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการคำนวณความถี่ของพัลส์ตามหัวข้อ 6.5 ที่ได้นำเสนอไปแล้ว เมื่อทำการคำนวณเสร็จเรียบร้อยแล้ว จะส่งข้อมูลออกมาในลักษณะของข้อมูล 8 บิต ที่ทำการส่งเรียงขนานกันไปโดยจะผ่านไอซีคิงค่าสถานะเบอร์ 74HC373 ซึ่งเมื่อส่งข้อมูลในตำแหน่งแรกก็จะส่งสัญญาณ enable จากขา 24 มาสู่ขา 11 ด้วย ซึ่งก็จะทำให้ไอซีคิงสถานะ ขอมรับสัญญาณจากขาอินพุท เพื่อปล่อยออกสู่ขาเอาต์พุทต่อไป เมื่อไม่มีสัญญาณมา enable เอาท์พุทของสัญญาณก็จะคงสถานะเดิมนั้นต่อไป และจะทำในลักษณะนี้ต่อไปเป็นลูวนวนไปจนครบทั้ง 4 ตัว ซึ่งวงจที่ใช้แสดงผลสามารถแสดงความเร็วได้ตั้งแต่ 0 จนถึงความเร็ว 9999 ขึ้นอยู่กับความถี่ของพัลส์ที่เข้ามา



ภาพที่ 6.21 วงจรแสดงผลความเร็วรอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 การออกแบบวงจรป้องกัน (Protection Circuit)



ภาพที่ 6.22 วงจรป้องกันและการหยุดนำสัญญาณพัลส์ชั่วขณะ

ระบบป้องกันที่ได้ออกแบบไว้เพื่อป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นกับระบบควบคุมทั้งหมดได้แสดงดังภาพที่ 6.22 โดยจะใช้หลักการตัดสัญญาณชั่วขณะที่เข้าสู่ชุดกำลังเพื่อหยุดการทำงานของภาคกำลัง เพราะถือได้ว่าจุดที่จะทำให้เกิดความเสียหายมากที่สุดนั้นก็คือชุดไอจีบีทีโมดูลเพราะจะเป็นส่วนที่รองรับกำลังงานสูงทั้งหมด เมื่อวงจรป้องกันตัดสัญญาณชั่วขณะออกจะคงค้างสภาวะนั้นไว้จนกว่าจะเกิดการเคลียร์ฟลัด แล้วทำการรีเซตวงจรป้องกันใหม่ระบบจึงจะสามารถทำงานได้ โดยสัญญาณฟลัดที่เกิดขึ้นนี้จะรับมาจากโมดูลไอจีบีที ทั้ง 4 ขานนั้นคือ UFo, VFo, WFo, Fo ซึ่งจะส่งสัญญาณศูนย์ออกมาแทนค่าแรงดันบวกเมื่อโมดูลกำลังเกิดฟลัดภายในตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อข้างต้นแล้ว โดยสัญญาณฟลัดที่เกิดขึ้นจะนำไปเข้าออปโตเบอร์ P521 เพื่อทำการแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมกับสัญญาณฟลัด ปกติทางด้านเอาต์พุตของออปโตเบอร์ P521 จะมีค่าเป็น High ตามไฟเลี้ยงจึงทำให้ขา PRESET ของ ไอซี 74HC74 มีสถานะสูง ซึ่งจะส่งผลขา Q(1) จะมีสถานะต่ำ ทำให้ LED ติดแสดงสภาวะปกติ (สีเขียว) และขาสัญญาณ \bar{Q} (1) จะมีสถานะสูง ทำให้

LED แสดงสภาวะฟลัดไม่ติด (สีแดง) ในขณะเดียวกันสถานะของขา \bar{Q} (2) ก็จะมีค่าสูงด้วยทำให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เปรียบเสมือนสวิตช์จ่ายไฟให้กับชุดออปโตไดโอดสัญญาณขับเคลื่อนทำงาน แต่เมื่อ โทนที่เกิดสัญญาณฟลัดขึ้นจะทำให้เอาต์พุตของออปโตไดโอดเบอร์ P521 มีค่าเป็นศูนย์ขา PRESET เป็น ศูนย์ ทำให้สถานะของ LED ฟลัดทำงาน และสถานะของขา \bar{Q} (2) จะเป็นศูนย์ทำให้ทรานซิสเตอร์ ตัดไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับชุดออปโตไดโอด ทำให้สัญญาณขับเคลื่อนไม่สามารถทำงานได้ สถานะการตัดไฟเลี้ยง ให้กับออปโตไดโอดจะคงค้างไว้จนกว่าจะมีการส่งสัญญาณพัลส์มาทางขา 3 ไม่อย่างนั้นแล้วขาเอาต์พุต ของ 74HC74 ทั้ง 2 ตัวก็ยังคงสภาวะนั้นต่อไป ในการทำการรีเซตจะป้องกันการกีดกันที่สวิตช์ ที่ต่อกับขา 3 ของ 74HC74 (2) ซึ่งเปรียบเสมือนการป้องกันสัญญาณนาฬิกาให้กับ flip flop ทำให้ สถานะเอาต์พุตของวงจรเปลี่ยนไป ทำให้ขา \bar{Q} (1) มีสถานะเป็นบวกอีกครั้ง สัญญาณ พี ดับบลิว เอ็มจึงสามารถผ่าน ออปโตไดโอด TLP 550 เข้าสู่ขาขับเคลื่อนของ ไอจีบีที โมดูลต่อไป

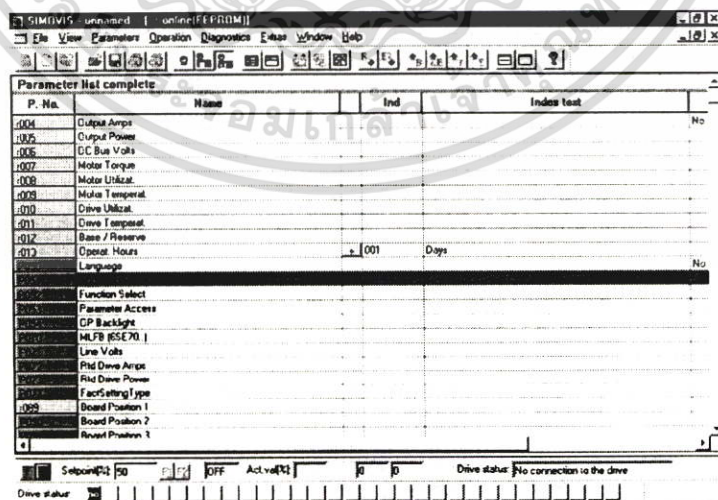
6.7 สรุป

จากการศึกษาในเรื่องการออกแบบและสร้างวงจรควบคุมการทำงานและวงจรกำลังทำให้ทราบ ถึงวิวัฒนาการในการทำอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำขึ้นมาเป็นลำดับ ตั้งแต่ภา คอนา ล็อกที่มีการสร้างค่อนข้างจะยุ่งยากซับซ้อนจนมาถึงภาคดิจิทัลที่มีการพัฒนาเบอร์ขึ้นมา ใหม่เรื่อยๆทำให้มีความเสถียรภาพและความน่าไว้วางใจค่อนข้างสูง พร้อมทั้งทำให้มีความเข้าใจใน ส่วนประกอบขั้นพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ไม่ว่าจะ เป็นภาควงจรเรียงกระแส ส่วนวงจรกรองแรงดัน การจำกัดกระแสขณะเริ่มต้นทำงาน การออกแบบ และสร้างวงจรไดนามิกเบรก ภาคกำลังของชุดอินเวอร์เตอร์รวม ไปถึง ตัวตรวจจับความเร็วซึ่งถือว่า มีการคำนวณที่อาจจะยุ่งยากเล็กน้อยในการแปลงให้สัมพันธ์กับส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ แต่ หลังจากเข้าใจในกระบวนการแล้วก็จะทำให้มีความสะดวกและมีความน่าเชื่อถือในการทำงานค่อนข้างมาก ในส่วน ของวงจรป้องกันก็ถือว่าเป็นหัวใจหลักของความปลอดภัยในระบบซึ่งคุณสมบัติ ของโมดูลไอจีบีทีก็สามารถรองรับสภาวะการทำงานที่ผิดปกติ ซึ่งอาจจะเป็นอันตรายแก่ระบบได้ เป็นที่น่าพอใจ

บทที่ 7

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอผลการทดลองที่ได้จากเครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นมา ในการทดสอบจะนำมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 2.2 kW ต่อเชื่อมโยงกับมอเตอร์กระแสตรงขนาด 4 kW ที่ถูกควบคุมด้วยชุดคอนเวอร์เตอร์ของบริษัทซีเมนส์รุ่น SIMOVIS V5.3.1 โดยคอมพิวเตอร์พีซีจะส่งข้อมูลผ่านทางสาย RS485 แบบ USS bus or PROFIBUS DP ที่สามารถควบคุมผ่านทางคอมพิวเตอร์พีซีได้โดยตรงจึงสามารถทำให้มีความสะดวกและง่ายต่อการเพิ่มภาระโหลดการควบคุมแรงบิดจะเป็นไปอย่างเที่ยงตรง ซึ่งมีอุปป์้อนกลับของแรงบิด, ความเร็วรอบ, กระแสอาร์เมเจอร์, กระแสฟิวส์ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพและมีความน่าเชื่อถือสูง และยังสามารถอ่านค่าแรงบิด, ความเร็วรอบได้จากจอมอนิเตอร์ของเครื่องคอมพิวเตอร์ทำให้สามารถคำนวณหาค่ากำลังงานขาออกได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบรูปคลื่นของแรงดัน, กระแสรวมไปถึงสเป็คตราของสัญญาณต่างๆ นอกจากนั้นยังทำการทดสอบหาประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากหลักการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม (Optimum Slip Frequency) เปรียบเทียบกับหลักการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F Constant) ตั้งแต่ไม่ใส่ภาระโหลด (No Load) จนถึงสภาวะโหลดที่พิกัด (Full Load) ซึ่งจะมีค่าประมาณ 0-14.77 นิวตัน-เมตร เพื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่มีการพัฒนาให้ดีขึ้น โดยในงานวิจัยได้แบ่งการวัดและการทดสอบเป็นหัวข้อต่างๆดังนี้

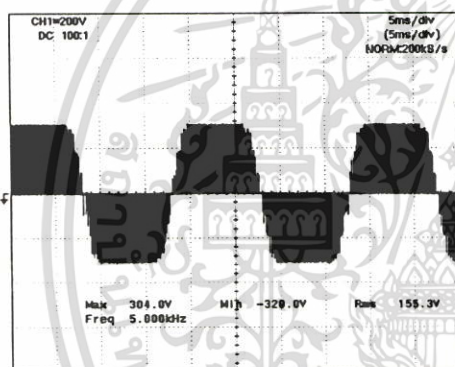


ภาพที่ 7.1 หน้าจอโปรแกรมควบคุมมอเตอร์กระแสตรงที่ใช้เป็นภาระทางกล

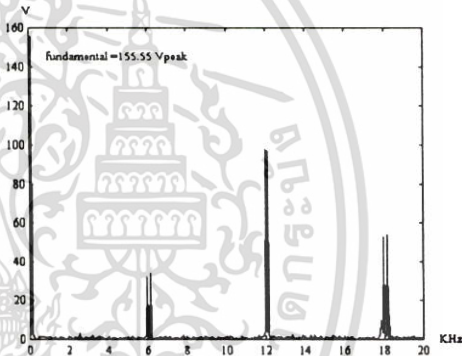
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.1 ทดสอบการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม ด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบไซน์ Sinusoidal PWM (SPWM) ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

ในหัวข้อนี้เป็นการวัดรูปคลื่นที่ได้จากหลักการมอดูเลตแบบไซน์ Sinusoidal PWM (SPWM) ที่สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 89C51AC2 ที่ใช้ในการทำงานวิจัยการแสดงผลจะเป็นการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่ให้มีค่าคงที่ (V/F Constant) โดยกำหนดค่าความถี่สวิทซ์เท่ากับ 6 กิโลเฮิร์ตซ์ แรงดันดีซีลิงค์เท่ากับ 310 โวลต์ การนำเสนอเป็นการแสดงถึงลักษณะรูปคลื่นแรงดัน พร้อมทั้งค่าสเปกตร้าฮาร์โมนิกส์เมื่อมีการปรับอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่ไปเพื่อจะได้ศึกษาพฤติกรรมของค่าแรงดันมูลฐาน (Fundamental) ที่เปลี่ยนไป พร้อมทั้งยังมีการแสดงสัญญาณของแรงดัน, กระแสทางด้านอินพุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์, แรงดันและกระแสที่คิซีลิงค์และในเอซีไลน์ พร้อมทั้งค่าสเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของค่าแรงดันและกระแสเพื่อจะให้เห็นค่ามูลฐาน (Fundamental) และกลุ่มการกระจายของฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ซึ่งจะเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไปแล้ว

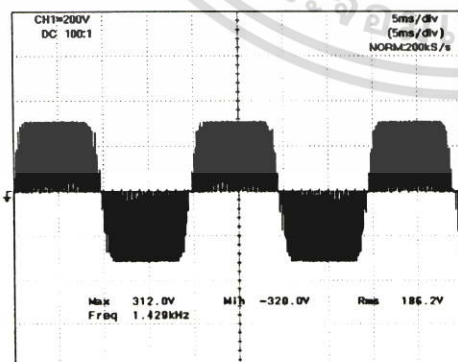


(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์

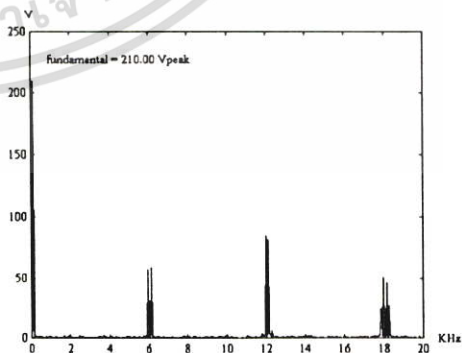


(ข) สเปกตร้าของแรงดัน

ภาพที่ 7.2 ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.6 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz



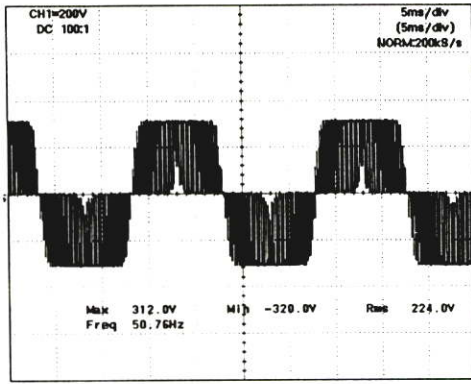
(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์



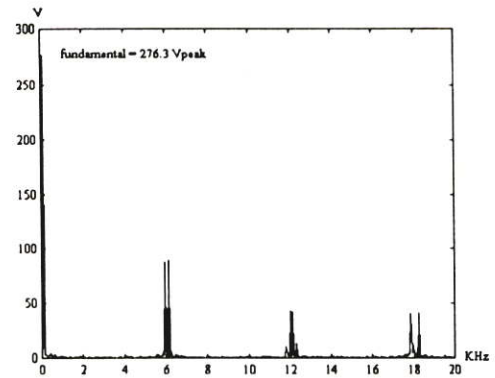
(ข) สเปกตร้าของแรงดัน

ภาพที่ 7.3 ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.8 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

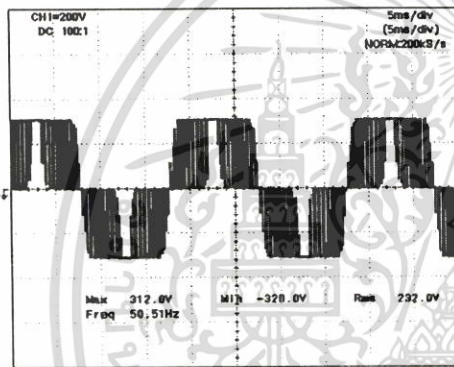


(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์

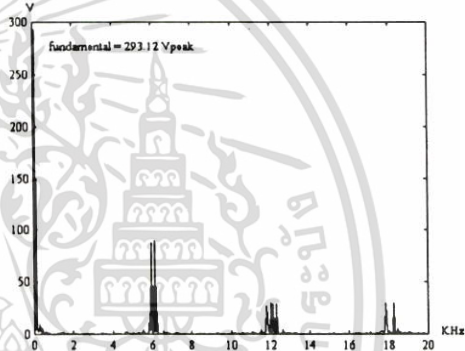


(ข) สเปกตร้าของแรงดัน

ภาพที่ 7.4 ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz

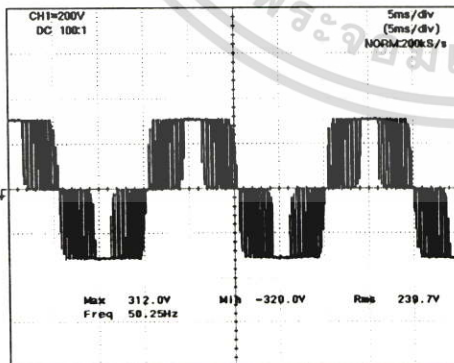


(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์

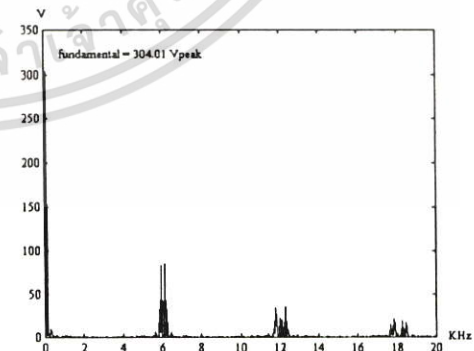


(ข) สเปกตร้าของแรงดัน

ภาพที่ 7.5 ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.15 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz



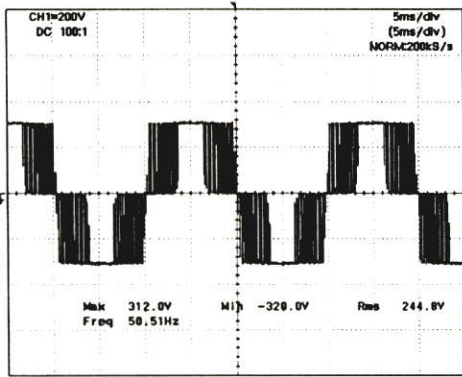
(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์



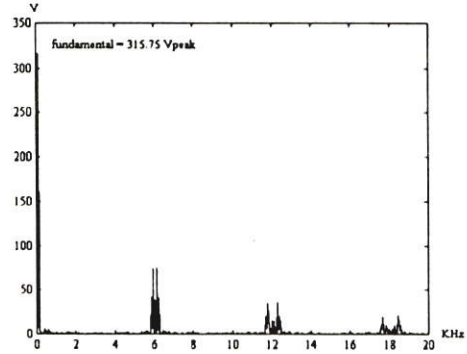
(ข) สเปกตร้าของแรงดัน

ภาพที่ 7.6 ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.3 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

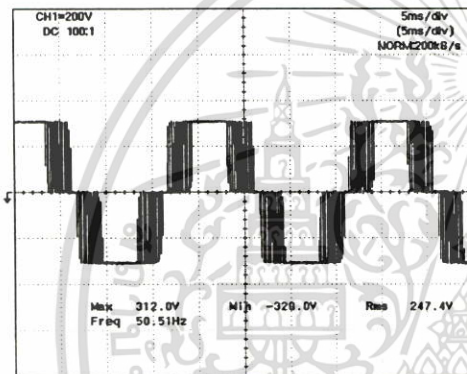


(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์

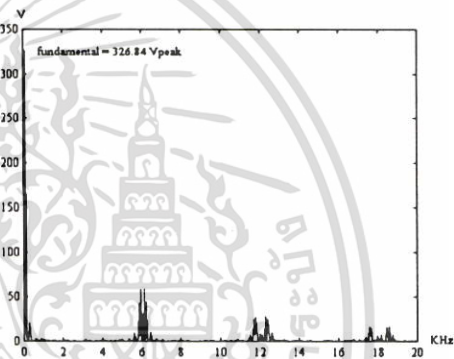


(ข) สเปกตรัมของแรงดัน

ภาพที่ 7.7 คำนีการมอดดูเลขเท่ากับ 1.5 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz



(ก) รูปคลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์



(ข) สเปกตรัมของแรงดัน

ภาพที่ 7.8 คำนีการมอดดูเลขเท่ากับ 1.99 ความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz

จากภาพที่ 7.2-7.8 เป็นการแสดงถึงรูปสัญญาณของแรงดัน พี คับบลิว เอ็ม ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ เหนี่ยวนำที่ค่าคำนีการมอดดูเลขต่างๆ รวมไปถึงค่าสเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดัน เพื่อที่จะทำการศึกษขนาดของสัญญาณแรงดันมูลฐาน จากภาพจะสังเกตได้ว่าค่าความถี่การสวิตช์จะมีค่าคงที่อยู่ที่ 6 กิโลเฮิร์ตซ์พอดี ซึ่งทำให้สามารถที่จะออกแบบตัวกรองแรงดันด้านเอาท์พุทได้ง่าย เนื่องจากค่าความถี่สวิตช์มีการเกาะกันเป็นกลุ่ม จากภาพที่ 7.2-7.3 จะเป็นย่านคำนีการมอดดูเลขที่เป็นเชิงเส้น (Linear) ซึ่งจะเห็นได้ว่า สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันจะไม่มีกลุ่มฮาร์โมนิกซ์อันดับต่ำและแรงดันอาร์ เอ็ม เอส จะมีค่าเป็นไปดังสมการที่ 7.1 นั่นคือ

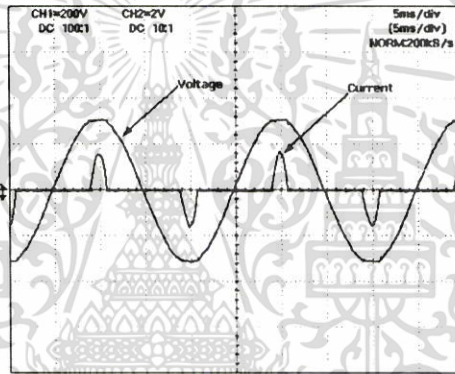
$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \tag{7.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $V_{LL} = 0.612 m_a V_d$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (7.2) การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

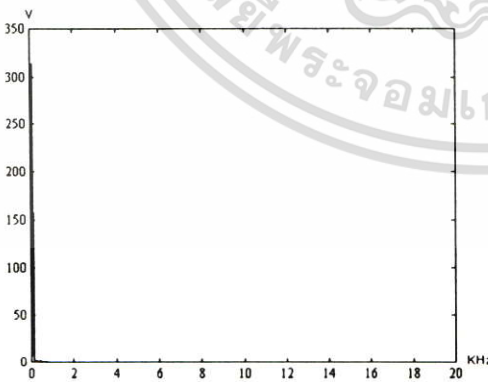
ภาพที่ 7.2 $V_{LL} = 0.612 \times 0.6 \times 310 = 113.83 V_{rms} = 160.97 V_{peak}$

ภาพที่ 7.3 $V_{LL} = 0.612 \times 0.8 \times 310 = 151.77 V_{rms} = 214.63 V_{peak}$

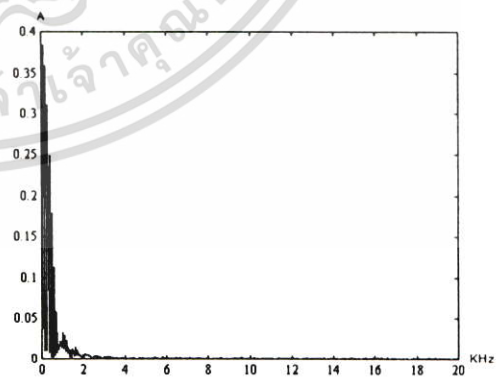
จากภาพที่ 7.4-7.8 จะเป็นรูปสัญญาณที่มีช่วงค้ำนี้การมอดดูเลทตั้งแต่ 1 ขึ้นไปซึ่งสังเกตเห็นว่าจะมีฮาร์โมนิกอันดับต่ำเข้ามาปะปน เพราะว่ารูปคลื่นสัญญาณเมื่อมีย่านค้ำนี้การมอดดูเลทเกิน 1 (Over Modulation) จะมีลักษณะของรูปคลื่นที่เหลี่ยมเข้ามาปะปน และลักษณะการเพิ่มขึ้นของแรงดันจะไม่เป็นเชิงเส้นเพราะฉะนั้นค่าแรงดันที่พิกัดจะได้จากการทดลองแล้วหาค่าแรงดันมูลฐานเพื่อให้ได้ค่าแรงดันมูลฐานที่พิกัด จากการทดลองผู้วิจัยได้ทำการทดลองแล้วจะได้ค่าค้ำนี้การมอดดูเลทประมาณ 1.50 เพื่อที่จะทำให้ได้แรงดันมูลฐานที่เพียงพอกับการจ่ายกำลังงานให้มอเตอร์สามารถทำงานได้ที่พิกัด



ภาพที่ 7.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้าวงจรทางด้านเอซีไลน์



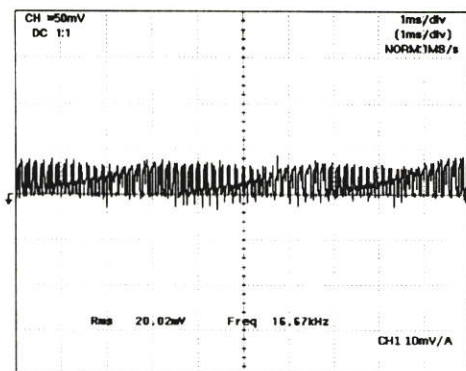
(ก) สเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน



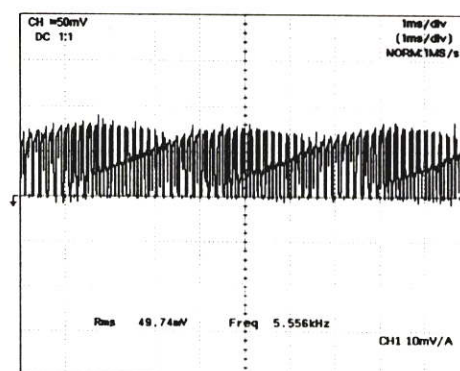
(ข) สเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของกระแส

ภาพที่ 7.10 สเปกตร้าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่ป้อนเข้าวงจรทางด้านเอซีไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ขณะไร้อภาระทางโหลด



(ข) ขณะภาระโหลด 50% ของที่พิกัด

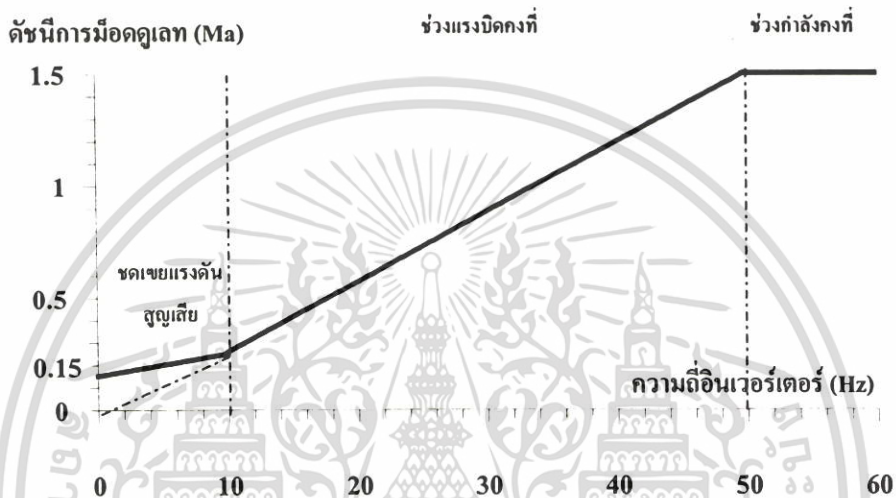
ภาพที่ 7.11 รูปคลื่นกระแสที่คิซิงค์

จากภาพที่ 7.9 ถึง 7.11 จะเป็นการแสดงถึงรูปคลื่นและสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่เอซีไลน์ และที่คิซิงค์จากการทดลองสังเกตได้ว่าค่าแรงดันที่เอซีไลน์จะไม่มีผลของฮาร์โมนิกส์อยู่เลยเพราะถือว่าเป็นแรงดันที่บริสุทธิ์จากการไฟฟ้าไม่มีผลของฮาร์โมนิกส์เข้ามาเกี่ยวข้อง แต่ที่กระแสในเอซีไลน์นี้จะมีค่าฮาร์โมนิกส์ของกระแสอันดับต่ำอยู่ค่อนข้างมาก และมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำ ซึ่งถือว่าเป็นคุณสมบัติขั้นพื้นฐานของวงจรเรียงกระแสอยู่แล้ว เนื่องจากการควบคุมการทำงานนี้ไม่ได้มีการติดตั้งอุปกรณ์ปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ร่วมอยู่ในวงจร จากการศึกษาในหัวข้อนี้เพื่อเป็นการศึกษาพฤติกรรมพื้นฐานของระบบ ทำให้มีความเข้าใจในระบบการทำงานมากยิ่งขึ้นเพื่อที่จะนำไปสู่การออกแบบวงจรหรือการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบไม่ว่าจะเป็นค่าตัวประกอบกำลัง (PF) หรือค่าฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ทั้งทางด้านเอซีไลน์และทางด้านอินพุทของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่อาจจะต้องการปรับปรุงภายในอนาคต

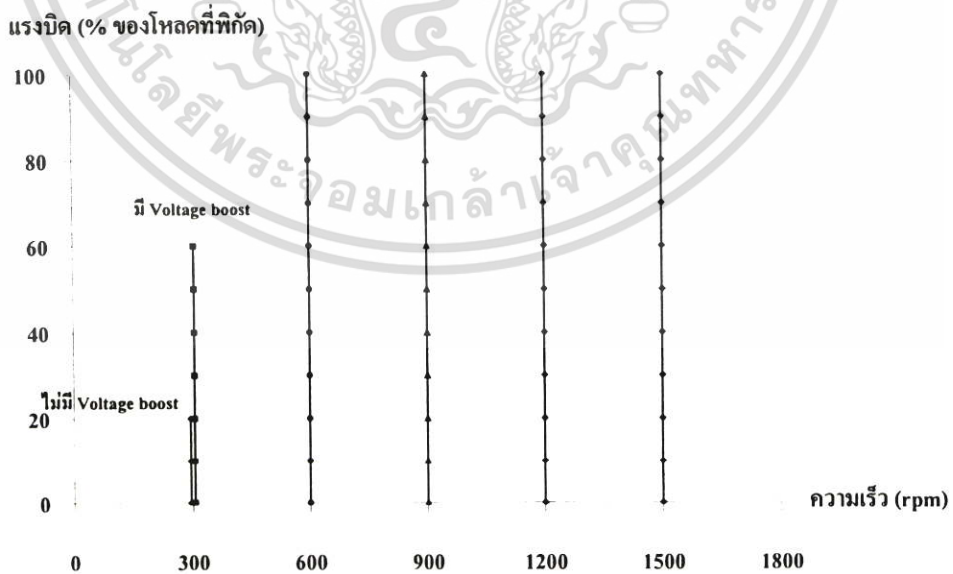
7.2 การออกแบบดัชนีการมอดดูเลทและความถี่ของอินเวอร์เตอร์

ในหัวข้อต่อไปนี้จะเป็นการออกแบบรูปแบบการปรับแรงดันและความถี่พื้นฐานที่ใช้ในการทดลอง ตามภาพที่ 7.12 ผู้วิจัยได้ออกแบบความถี่ของอินเวอร์เตอร์ให้สามารถสร้างความถี่ได้ตั้งแต่ 0-60 Hz และสามารถปรับดัชนีการมอดดูเลทได้ตั้งแต่ 0 - 1.50 เพราะจากการทดลองที่ดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 1.50 จะได้ค่าแรงดันมูลฐานที่ทำให้มอเตอร์สามารถรับภาระทางกลที่ค่าพิกัดได้ ซึ่งถือว่าการปรับพารามิเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ให้สามารถรองรับภาระโหลดทางกลที่พิกัดได้ และยังสามารถรักษาความเร็วรอบที่ต้องการได้ด้วย ในการออกแบบการปรับดัชนีการมอดดูเลทผู้วิจัยได้ออกแบบให้มีการชดเชยแรงดันช่วงความถี่ต่ำด้วย เพื่อชดเชยแรงดัน (Voltage Boost) ที่เกิดการสูญเสียเนื่องมาจากความต้านทานทางด้านสแตเตอร์ (IR drop) ในขณะที่ค่าแรงดันมีค่าต่ำๆ ในการออกแบบการชดเชยแรงดันจะต้องคำนึงถึงจะต้องให้มอเตอร์ทำงานได้ที่กำลังสูงสุดแต่ก็ไม่ต้องไม่เพื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันชดเชยมากจนเกินไปเพราะจะเป็นการเพิ่มการสูญเสียทางแกนเหล็กให้กับตัวมอเตอร์และยังทำให้มอเตอร์เกิดความร้อนและอาจจะทำให้เกิดความเสียหายแก่ฉนวนภายในได้ ดังนั้นจึงได้ทำการชดเชยแรงดันขณะเริ่มต้นสตาร์ทเป็น 10% ของค่าพิกัดแรงดันจนถึงค่าความถี่ที่ 10 Hz แล้วก็จะคงอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ต่อไปในช่วงของแรงบิดคงที่ (Constant Torque Region) จนถึงความถี่ 50 Hz หลังจากนั้นก็จะคงแรงดันไว้ที่ค่าพิกัดนั้นก็คือดัชนีการมอดดูเลขที่ 1.50 จนถึงความถี่ 60 Hz (Constnt Power Region)



ภาพที่ 7.12 ความสัมพันธ์ของความถี่อินเวอร์เตอร์กับดัชนีการมอดดูเลข



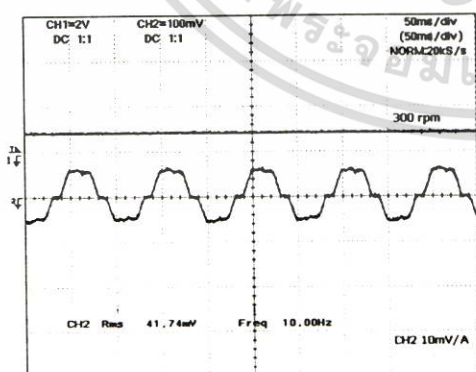
ภาพที่ 7.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วที่ค่าตั้งควบคุมค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

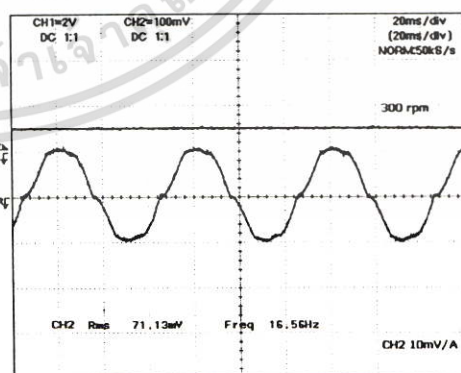
หลังจากการออกแบบแล้วจะเป็นการทดสอบการทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่คำสั่งต่างๆกัน โดยจะทำการปรับเปลี่ยนความถี่ควบคุมที่ละ 10Hz จากนั้นใส่ภาระเพิ่มให้กับมอเตอร์เรื่อยๆจนถึงค่าที่พิกัด แล้วทำการบันทึกค่าของภาระโหลดและความเร็วของมอเตอร์ เพื่อนำมาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็ว และกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ เพื่อคุณูปการของการควบคุมการปรับความเร็วมอเตอร์ จากภาพที่ 7.13 จะแสดงให้เห็นถึงการทดสอบหาสมรรถนะของระบบอินเวอร์เตอร์ จากการทดลองทำให้ได้ผลความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงบิด ซึ่งจะเห็นได้ว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถรับภาระโหลดทางกลได้ถึง 100% ของภาระโหลดทางกล ตั้งแต่ความเร็ว 600 rpm จนถึงที่ความเร็ว 1500 rpm แต่ที่ความเร็ว 300 rpm จะรับภาระโหลดได้เพียง 20% ของค่าพิกัด ในกรณีที่ไม่มีแรงดัน (Voltage Boost Compensation) และจะรับภาระโหลดได้ถึง 60% ของค่าพิกัดในกรณีที่มีการชดเชยแรงดัน

7.3 การทดสอบสภาวะคงตัวของการการรับภาระโหลด

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบสภาวะการรับภาระโหลด ซึ่งโหลดที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะเป็นมอเตอร์กระแสตรงขนาด 4 kW ที่ถูกควบคุมด้วยชุดคอนเวอร์เตอร์ของบริษัทซีเมนส์รุ่น SIMOVIS V5.3.1 โดยการทดสอบจะป้อนคำสั่งควบคุมให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่างๆ โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงคำสั่งควบคุมความเร็วโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่แหล่งจ่ายของอินเวอร์เตอร์ไปที่ค่าต่างๆ แล้วทำการเพิ่มภาระโหลดให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้เป็นภาระโหลดให้เพิ่มภาระโหลดไปที่ค่าพิกัดเพื่อที่จะตรวจสอบสมรรถนะของระบบควบคุมที่ใช้ในการทดลอง

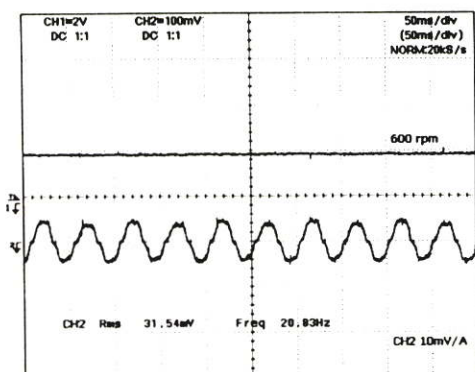


(ก) ที่คำสั่ง 300 rpm ขณะไร้ภาระ โหลด

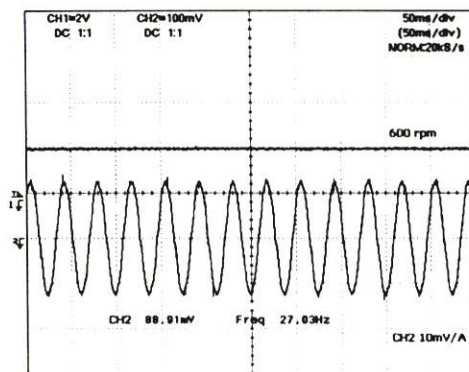


(ข) ขณะรับภาระ 100% ของ โหลดพิกัด

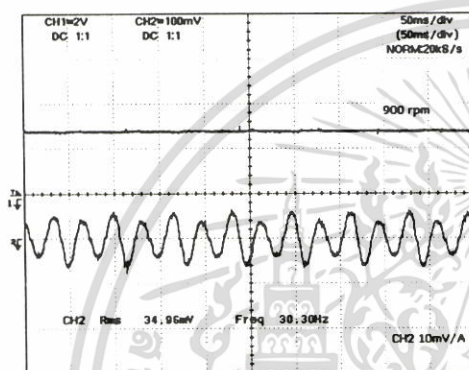
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



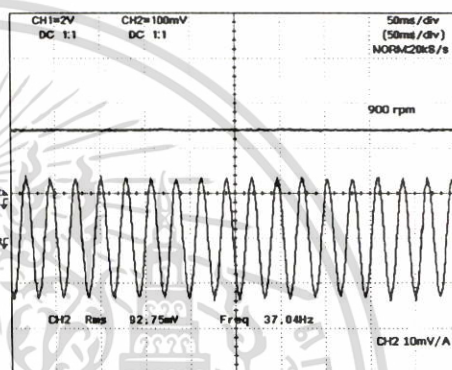
(ก) ที่คำสั่ง 600 rpm ขณะไร้ภาระโหลด



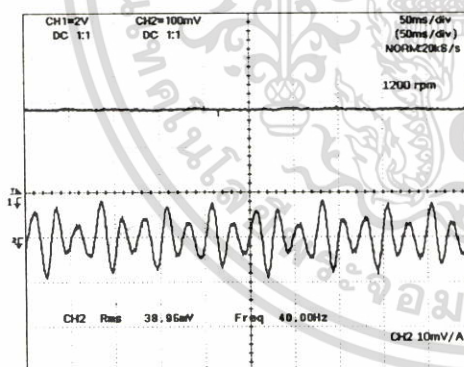
(ข) ขณะรับภาระ 100% ของโหลดพิกัด



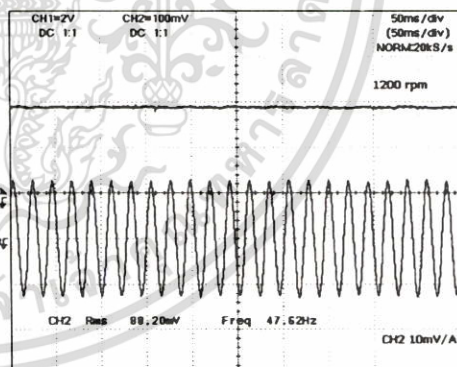
(ก) ที่คำสั่ง 900 rpm ขณะไร้ภาระโหลด



(ข) ขณะรับภาระ 100% ของโหลดพิกัด

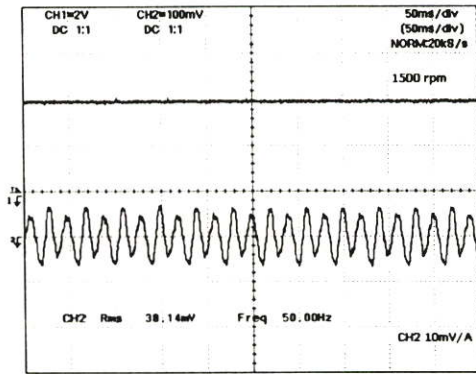


(ก) ที่คำสั่ง 1200 rpm ขณะไร้ภาระโหลด

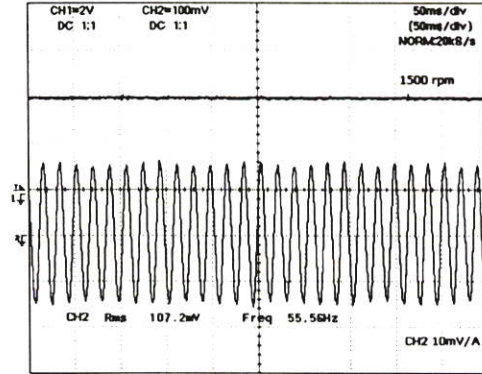


(ข) ขณะรับภาระ 100% ของโหลดพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ที่คำสั่ง 1500 rpm ขณะไร้ภาระ โหลด

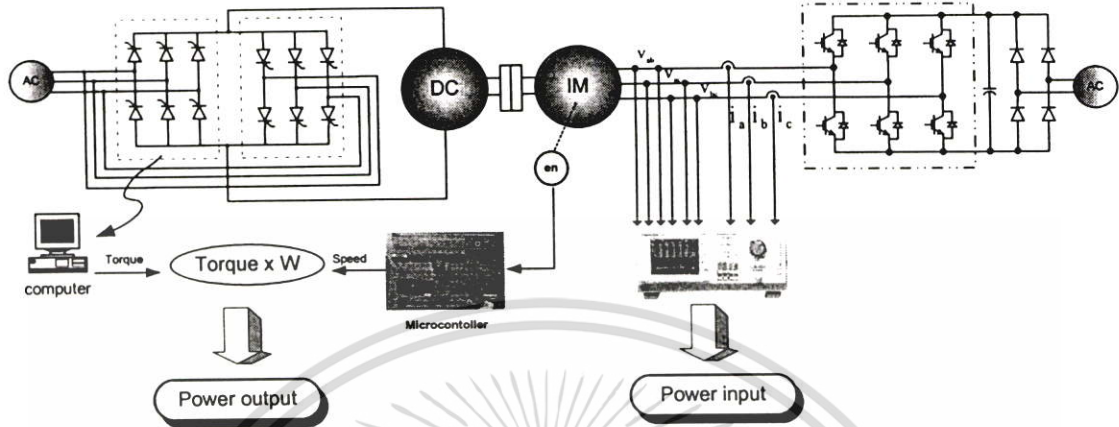


(ข) ขณะรับภาระ 100% ของโหลดพิกัด

ภาพที่ 7.14 รูปกระแสและความเร็วมอเตอร์ขณะไร้ภาระทางกลและขณะต่อภาระทางกลที่พิกัดที่คำสั่งความถี่ต่างๆ

จากการทดสอบในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส, แรงบิด และความเร็วรอบที่ได้จากการควบคุมที่ค่าความถี่ต่างๆและความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ที่ความเร็วต่างๆ ตั้งแต่ 10 Hz จนถึง 50 Hz จากภาพที่ 7.14 จะเห็นว่าระบบควบคุมสามารถรักษาสภาวะคงตัวที่ความถี่ควบคุมได้ตามต้องการ ไม่ว่าความถี่ควบคุมจะเปลี่ยนไปเท่าไรก็ตามเพราะว่าคำสั่งของการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณไซน์มูลฐานที่สร้างจากไมโครคอนโทรเลอร์ได้ออกแบบไว้ให้สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ละเอียดถึงทีละ 0.1 Hz ทำให้สามารถคงความเร็วรอบที่สภาวะคงตัวได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ ซึ่งกระแสในสภาวะไร้โหลดจะมีค่าน้อย และมีลักษณะไม่คงที่อยู่ตลอดเวลา ในการแสดงผลความเร็วรอบจากภาพได้ใช้ ไอซีในการแปลงความถี่ให้เป็นแรงดันเบอร์ LM2917 ซึ่งจะทำการรับความถี่จากเอ็นโค้ดเดอร์แล้วแปลงเป็นแรงดันดังแสดงดังภาพ และจากการทำงานที่รับภาระทางกลที่ค่าพิกัดก็จะแสดงให้เห็นได้ว่าระบบควบคุมซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของภาคกำลังที่ออกแบบไว้และในส่วนของโปรแกรมควบคุมมีสมรรถนะในการสามารถรับภาระ โหลดที่ค่าพิกัดได้และในการรักษาความเร็วรอบที่สภาวะภาระ โหลดพิกัดก็สามารถรักษาได้ดีเช่นเดียวกัน แต่สังเกตเห็นได้ว่าระบบจะต้องมีการชดเชยค่าสลิปที่เพิ่มขึ้น โดยการเพิ่มค่าความถี่ทางด้านสเตเตอร์ให้มีค่ามากขึ้น

7.4 ผลการประเมินหาค่าประสิทธิภาพของการควบคุมความถี่สลิปเหมาะสม (Slip Optimum) เทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F Constant)

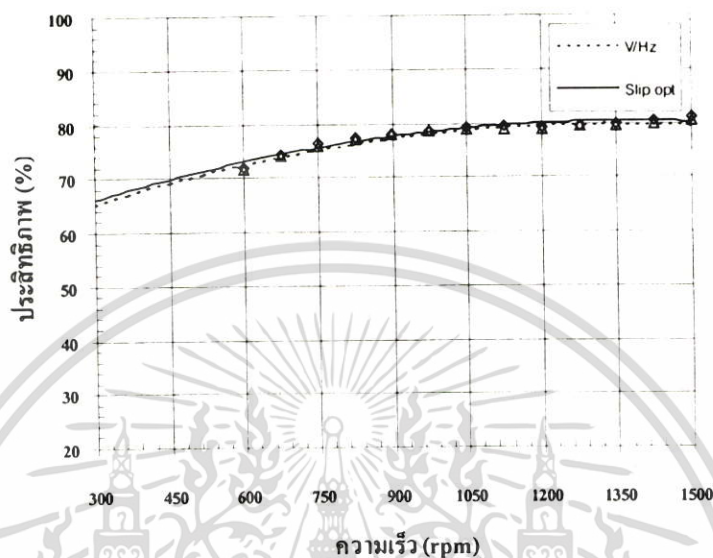


ภาพที่ 7.15 วงจรการทำงานและการวัดค่าต่างๆที่ใช้ในการทดลอง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบเพื่อหาค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/F Constant) กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม (Slip Optimum) ทั้งสองชนิดในสถานะที่ภาระโหลดทางกลและความถี่ค่าต่างๆ โดยการวัดกำลังงานเอาท์พุทในรูปของพลังงานกลและกำลังงานอินพุทในรูปของพลังงานไฟฟ้า ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ใช้ในการทดลอง ในการวัดค่ากำลังงานด้านอินพุทจะใช้ สามเฟส ดิจิตอล เพาเวอร์ มิเตอร์ ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 ส่วนกำลังงานเอาท์พุทจะใช้การหาผลคูณของแรงบิดและความเร็วรอบที่มอเตอร์เหนี่ยวนำกระทำอยู่ที่สถานะนั้นๆ โดยที่แรงบิดจะอ่านได้จากชุดควบคุมคอนเวอร์เตอร์ของบริษัทซีเมนส์รุ่น SIMOVIS V5.3.1 โดยจะแสดงผลของแรงบิดออกมาทางหน้าจอคอมพิวเตอร์พีซี ส่วนความเร็วรอบจะอ่านได้จากชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่คำนวณความเร็วรอบออกมาในหน่วยรอบต่อนาที ที่ผู้วิจัยได้สร้างขึ้นมาเองซึ่งเมื่อทำการปรับเทียบกับเครื่องมือวัดความเร็วรอบ แบบ Digital Tachometers ของ YOKOGAWA แล้วมีความถูกต้องที่ยอมรับได้คือมีค่าคลาดเคลื่อนประมาณ ± 1 รอบต่อนาที ซึ่งเมื่อเปลี่ยนแปลงหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที แล้วจะมีค่าน้อยมากซึ่งผู้วิจัยได้ละเลยปัญหานี้ไป โดยเงื่อนไขในการทดลอง คือจะรักษาค่ากำลังงานด้านเอาท์พุทของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้สามารถเอาชนะภาระโหลดที่ค่านั้นๆ ได้ที่ความถี่ควบคุมค่าใดๆตามที่ผู้ใช้งานต้องการใช้งาน ซึ่งการทดสอบได้ผลดังนี้

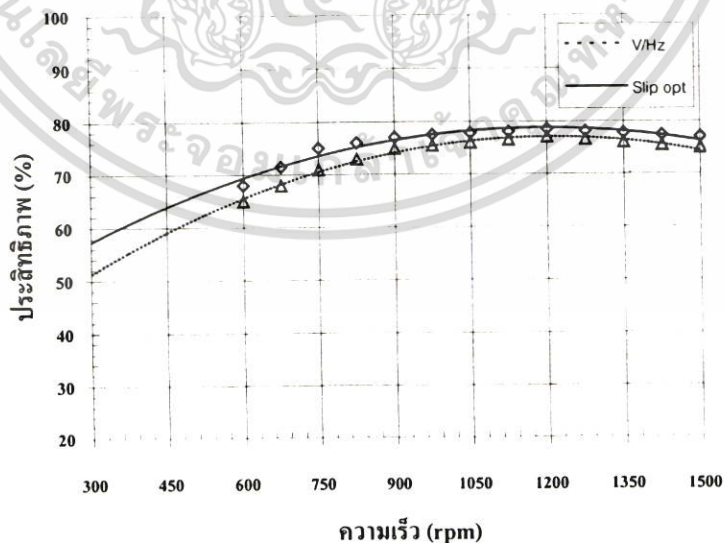
7.4.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระแรงบิดโหลดต่างๆ

ประสิทธิภาพมอเตอร์ที่ภาระโหลด 100 % ของที่พิกัด



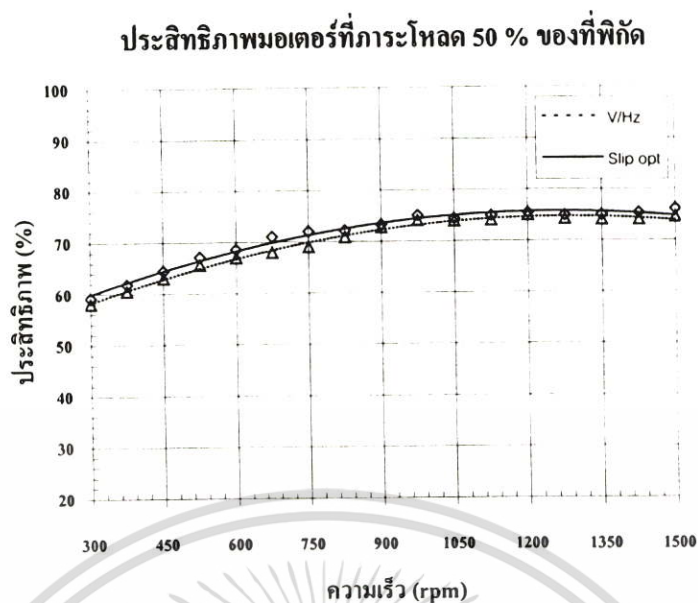
ภาพที่ 7.16 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระโหลด 100% ของพิกัด

ประสิทธิภาพมอเตอร์ที่ภาระโหลด 70 % ของที่พิกัด

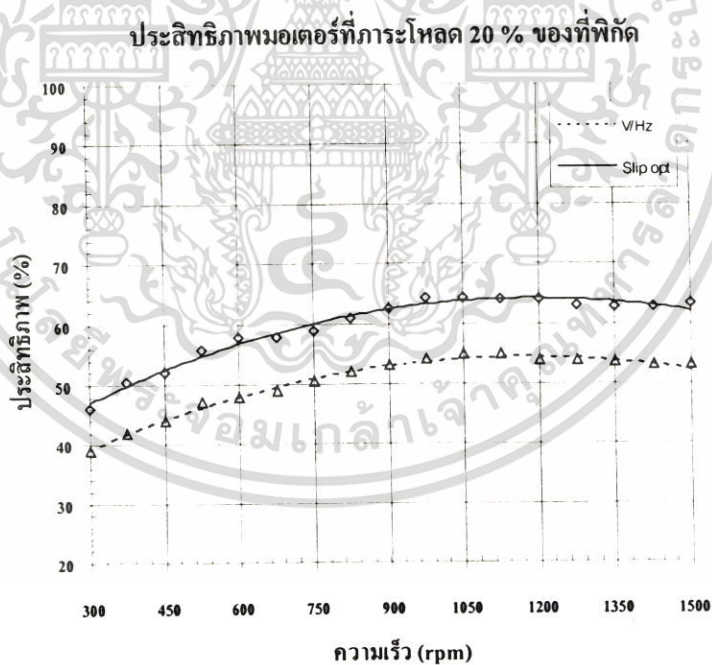


ภาพที่ 7.17 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่กับ

แบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระโหลด 70% ของพิกัด นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



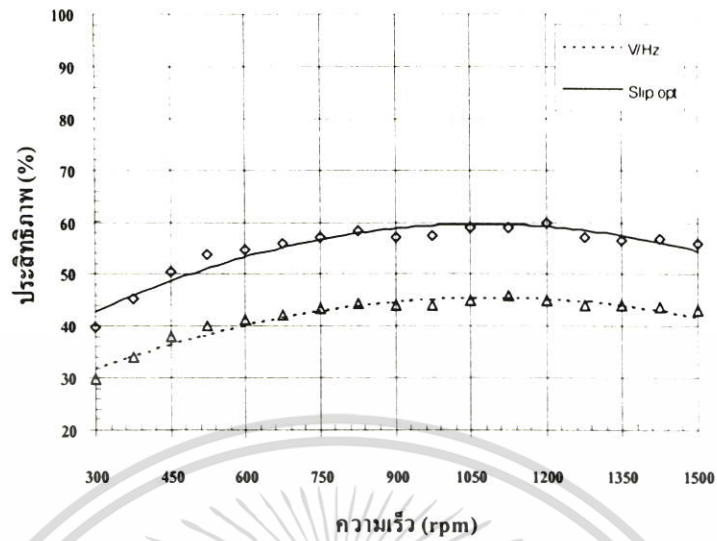
ภาพที่ 7.18 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระโหลด 50% ของพิกัด



ภาพที่ 7.19 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระโหลด 20% ของพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

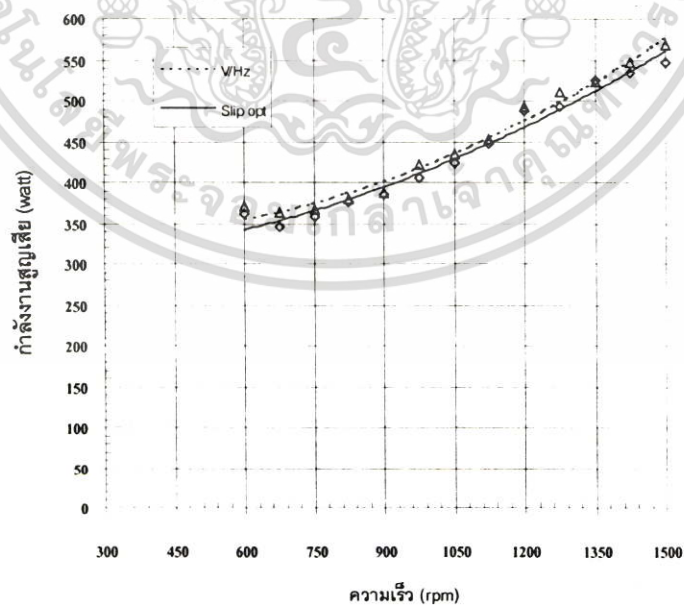
ประสิทธิภาพมอเตอร์ที่ภาระโหลด 10 % ของที่พิกัด



ภาพที่ 7.20 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่
กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระโหลด 10% ของพิกัด

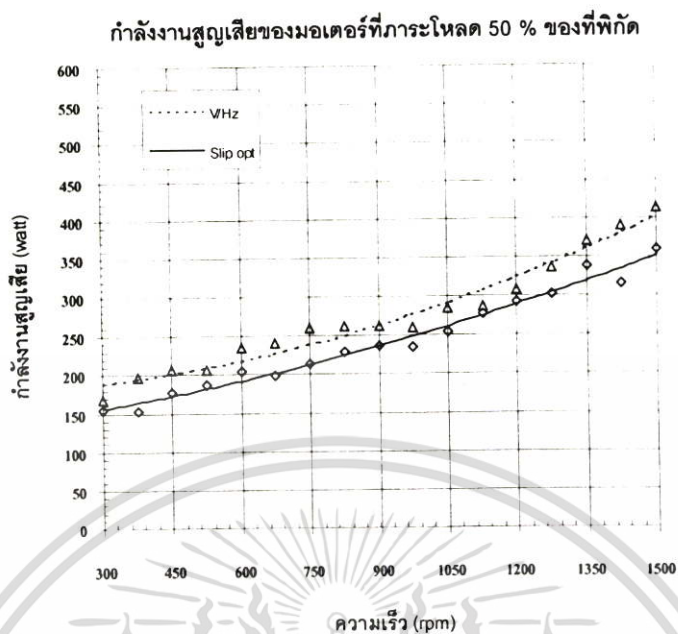
7.4.2 การเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่
กับแบบความถี่สลิปเหมาะสม ที่ภาระแรงบิดโหลดต่างๆ

กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ที่ภาระโหลด 100 % ของที่พิกัด

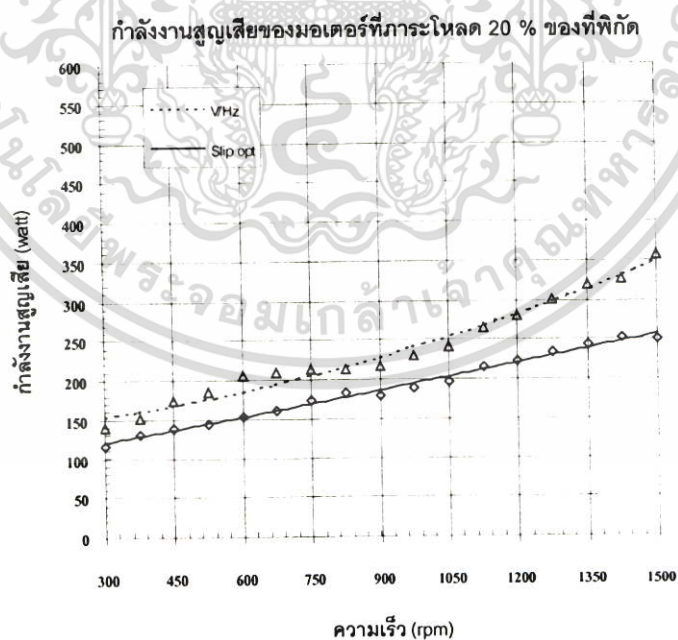


ภาพที่ 7.21 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แรงบิด โหลด 100% ของพิกัด การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

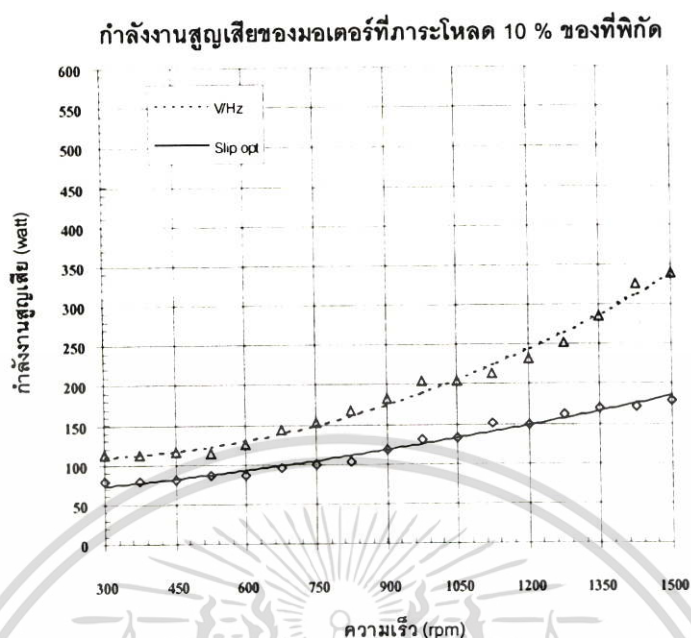


ภาพที่ 7.22 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่แรงบิด โหลด 50% ของพิกัด



ภาพที่ 7.23 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่แรงบิด โหลด 20% ของพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

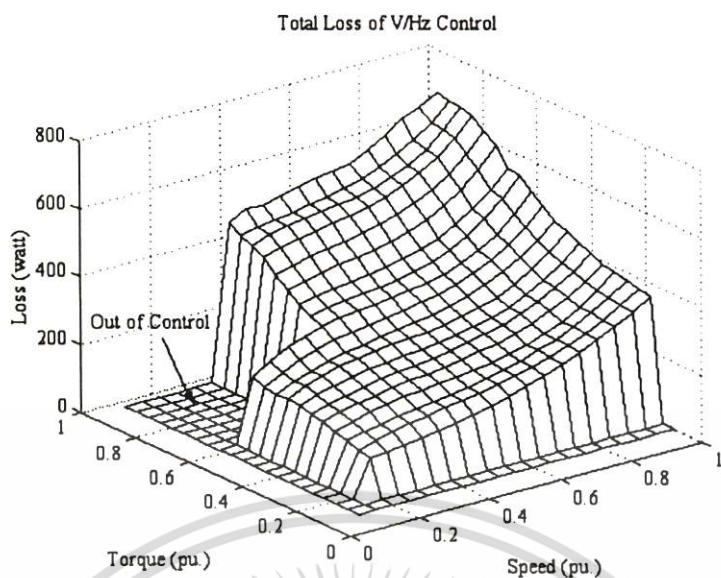


ภาพที่ 7.24 คุณลักษณะระหว่างความเร็วมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่แรงบิดโหลด 10% ของพิกัด

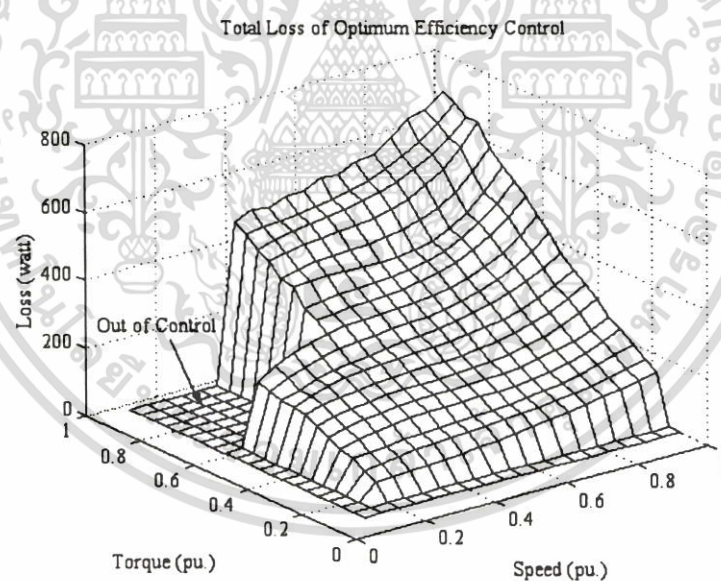
7.5 การทดสอบหาประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำในแผนภาพ 3 มิติเทียบกับความเร็วรอบและแรงบิด

จากการทดลองที่ได้นำเสนอมาทั้งหมดนี้ได้นำข้อมูลทั้งหมดมารวบรวมเพื่อแสดงเป็นความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ, กำลังงานสูญเสีย เทียบกับแรงบิดและความเร็วรอบในรูปแบบของแผนภาพ 3 มิติ พร้อมทั้งได้จัดรูปแบบแกนให้เป็นค่าหนึ่งหน่วย นั่นคือที่ความเร็วและแรงบิด 1 pu. คือค่าความเร็วที่พิกัดที่ได้นำเสนอไว้แล้วในภาคผนวก ก ทั้งนี้เพื่อให้สามารถสังเกตลักษณะของพฤติกรรมที่เปลี่ยนแปลงไปของทั้งประสิทธิภาพ และกำลังงานสูญเสียที่ได้จากการควบคุมทั้ง 2 วิธี ดังแสดงในภาพที่ 7.25 ถึง 7.30 ซึ่งกำลังงานสูญเสียโดยรวมของระบบจะมีค่าสูงเมื่อแรงบิดและความเร็วเพิ่มขึ้น ส่วนประสิทธิภาพของมอเตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่และแรงบิดพิกัด (1.0 pu.) โดยมีค่าลดลงเมื่อความถี่และแรงบิดลดลง แต่จากการทดลองในย่านความถี่ 0-0.4 pu. และแรงบิด 0.6-1.0 pu. (แรงบิดสูงและความถี่ต่ำ) นั้นไม่สามารถทำการทดลองได้ (Out of Control) เนื่องจากเป็นย่านที่แรงดันของมอเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งถ้าต้องการเพิ่มกำลังงานให้เพียงพอกับแรงบิดโหลดที่มีค่าใกล้เคียงกับสถานะที่พิกัด กระแสที่มอเตอร์ต้องการจึงมีค่าสูง และอาจทำให้ฉนวนเกิดความเสียหายได้ ดังนั้นจึงไม่ได้ทำการทดลองในสถานะนี้ จากภาพได้แสดงให้เห็นว่าผลการทดลองที่ได้มีค่า

สอดคล้องกับผลการคำนวณที่ได้นำเสนอไปแล้ว

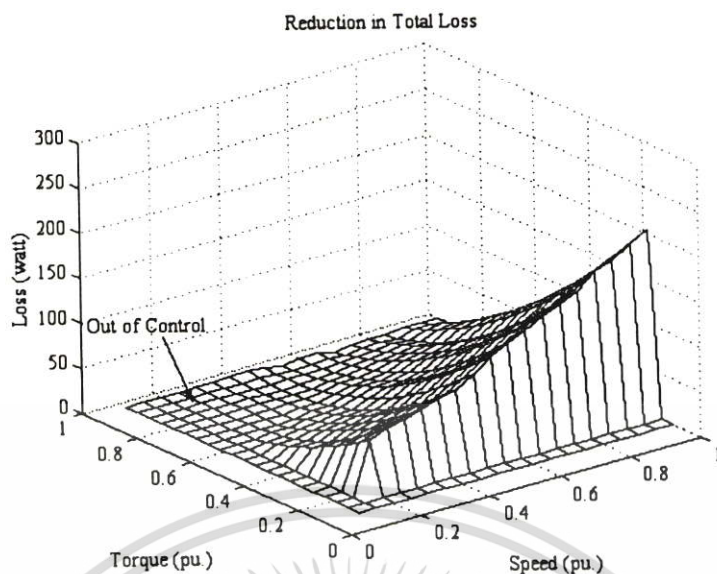


ภาพที่ 7.25 กำลังงานสูญเสียจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่

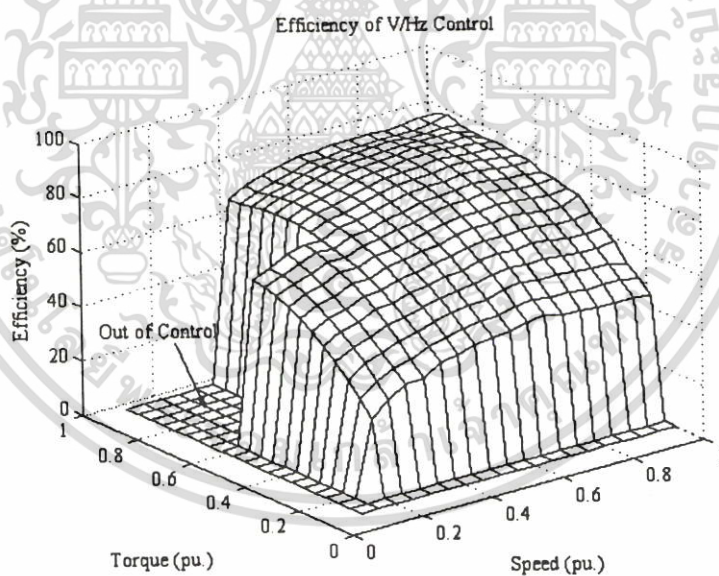


ภาพที่ 7.26 กำลังงานสูญเสียจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

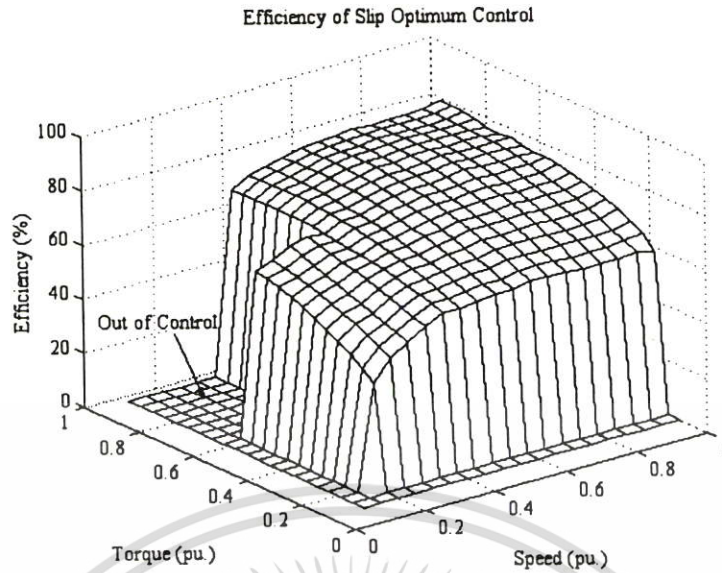


ภาพที่ 7.27 กำลังงานสูญเสียที่ลดลง

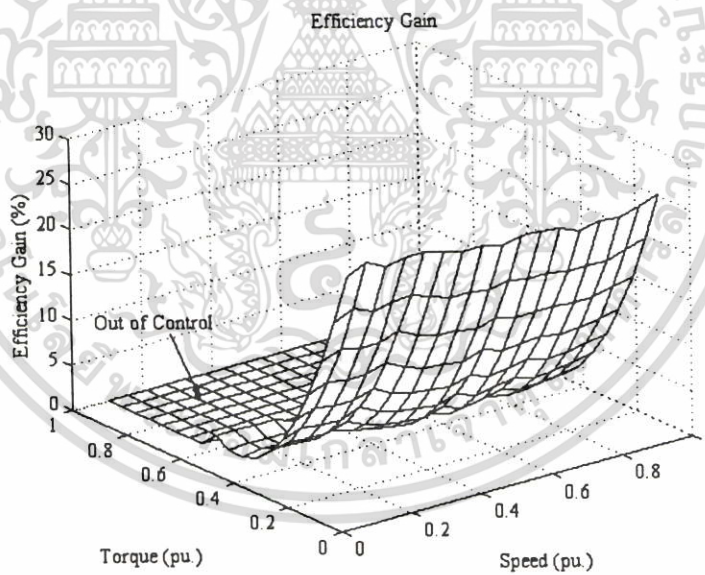


ภาพที่ 7.28 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.29 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

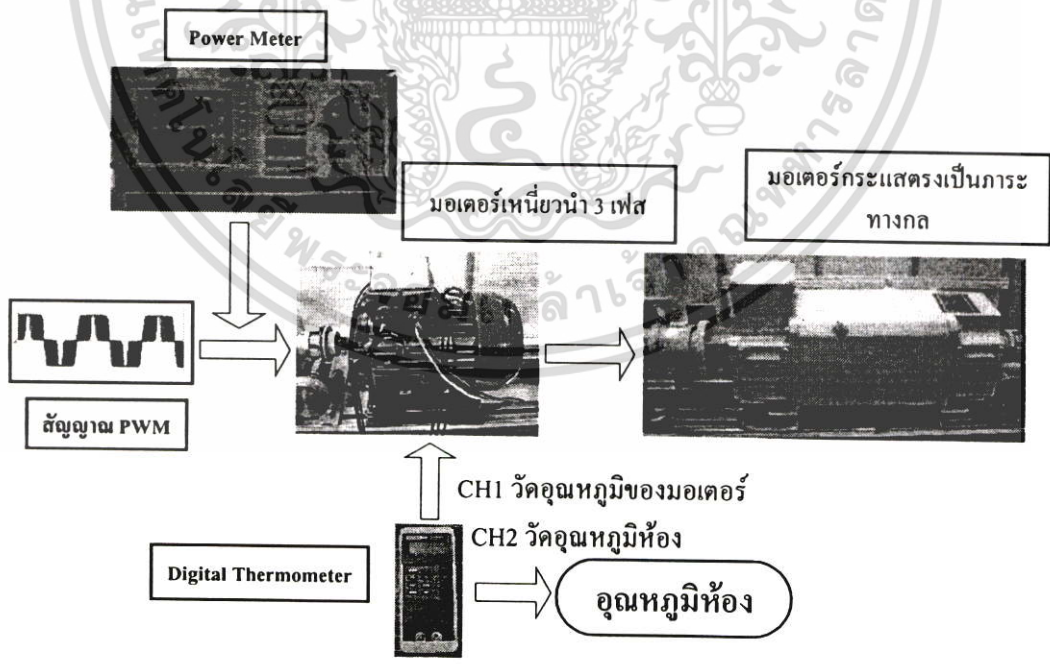


ภาพที่ 7.30 อัตราเพิ่มประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

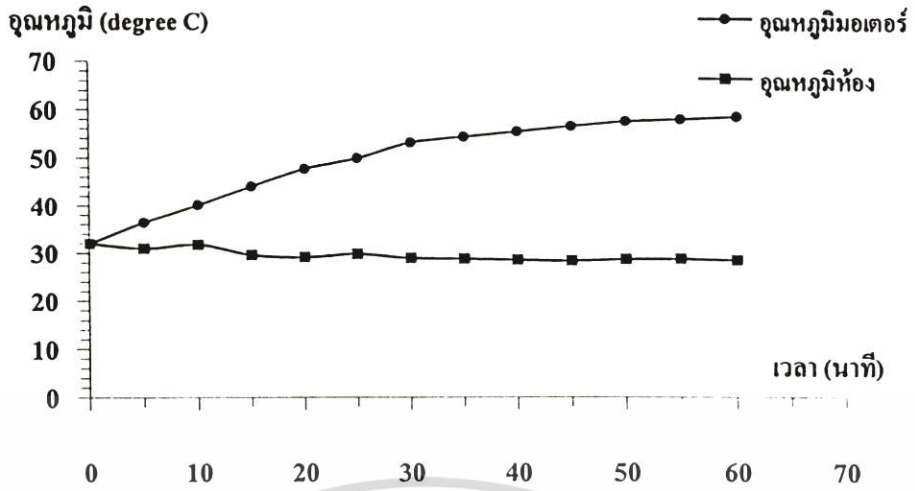
7.6 การทดสอบหาประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อค่านึงถึงอุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้น

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลองเมื่อมอเตอร์รับภาระทางกลที่ค่าต่างๆเป็นเวลา 1 ชั่วโมง โดยมีการควบคุมให้ภาระทางกลมีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อต้องการที่จะศึกษาหาค่าของประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อผลของอุณหภูมิภายในตัวมอเตอร์เปลี่ยนไป สำหรับการวัดอุณหภูมิได้ใช้ Digital Thermometer ยี่ห้อ Fluke รุ่น 50D เป็นตัววัดอุณหภูมิ โดยได้ทำการติดตั้งจุดวัดไว้ที่ตัวมอเตอร์ตามภาพที่ 7.31 Digital Thermometer มีช่องสัญญาณในการวัด 2 ช่องสัญญาณ โดยในช่องสัญญาณแรกได้ใช้ในการวัดอุณหภูมิตัวมอเตอร์ ส่วนช่องสัญญาณที่สองได้ใช้ในการวัดอุณหภูมิห้องขณะนั้นเพราะจะได้ทราบถึงสถานะแวดล้อมขณะนั้นว่ามีผลต่อผลการทดลองอย่างไร อุณหภูมิที่วัดได้ไม่ใช่อุณหภูมิที่ขดลวดของสเตเตอร์โดยตรง ซึ่งผู้วิจัยไม่ได้คำนึงถึงอุณหภูมิภายในจริงๆจะคำนึงถึงเฉพาะแนวโน้มของอุณหภูมิที่สูงขึ้นเทียบกับประสิทธิภาพของตัวมอเตอร์ที่เปลี่ยนไป เมื่อมีการควบคุมความเร็วแบบแรงดันต่อความถี่ (V/Hz) กับแบบความถี่ สลิปเหมาะสม (Optimum Slip) ภาพที่ 7.32 เป็นกราฟความสัมพันธ์ของอุณหภูมิที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์เมื่อรับภาระทางกลที่ค่าพิกัดเป็นเวลา 1 ชั่วโมง กับอุณหภูมิของห้องขณะนั้นๆ ซึ่งผลของประสิทธิภาพมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลดต่างๆ เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่และแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปแสดงได้ดังภาพที่ 7.33- 7.42



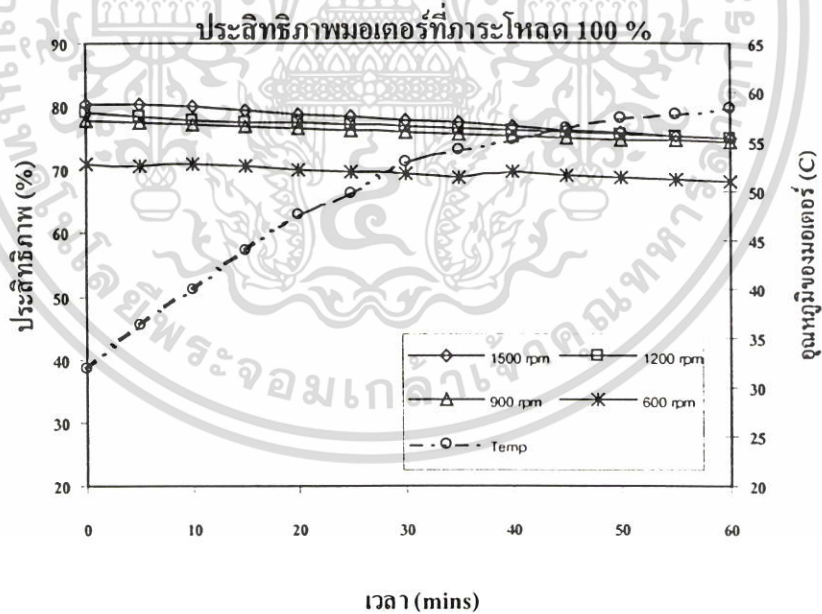
ภาพที่ 7.31 วงจรที่ใช้ทดสอบประสิทธิภาพของมอเตอร์เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

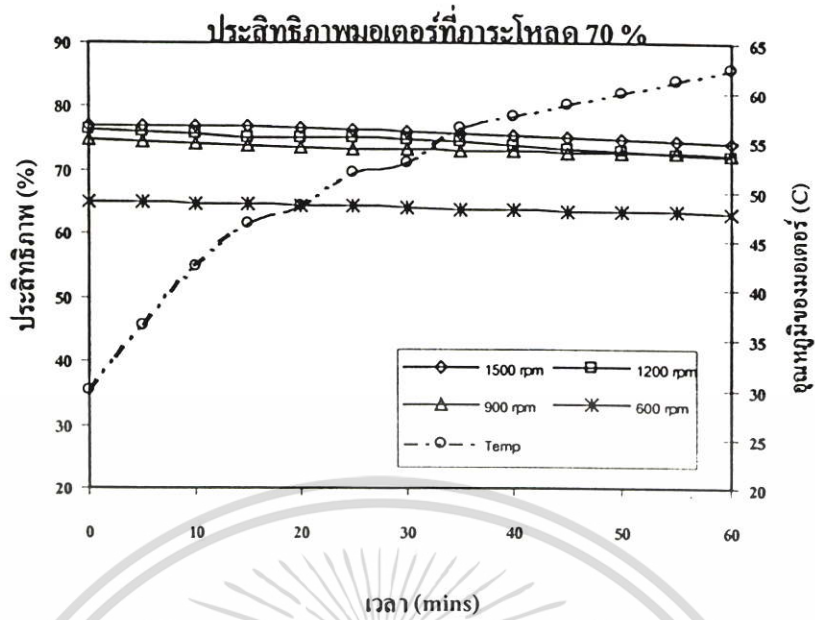


ภาพที่ 7.32 อุณหภูมิจากการทดสอบมอเตอร์เมื่อรับภาระทางกลที่ค่าพิกัดเป็นเวลา 1 ชั่วโมง

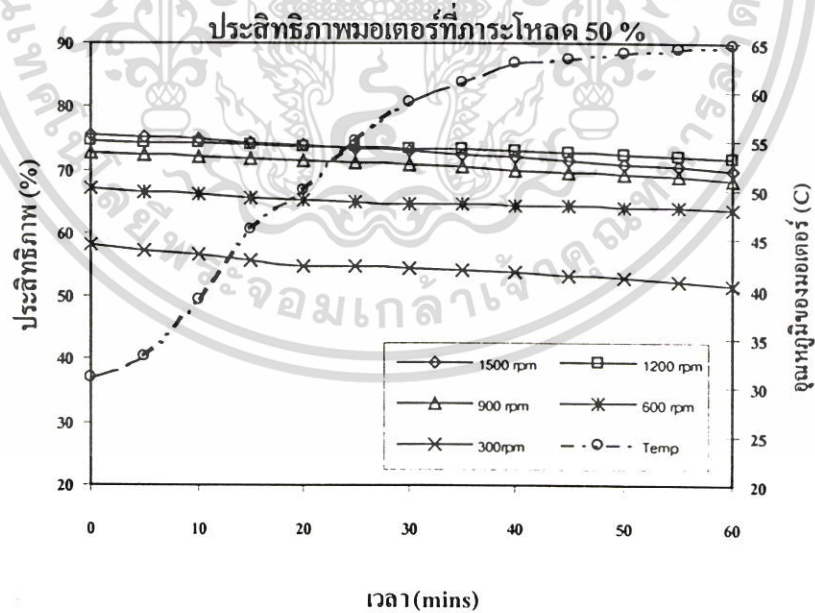
7.6.1 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป



ภาพที่ 7.33 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 100% เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

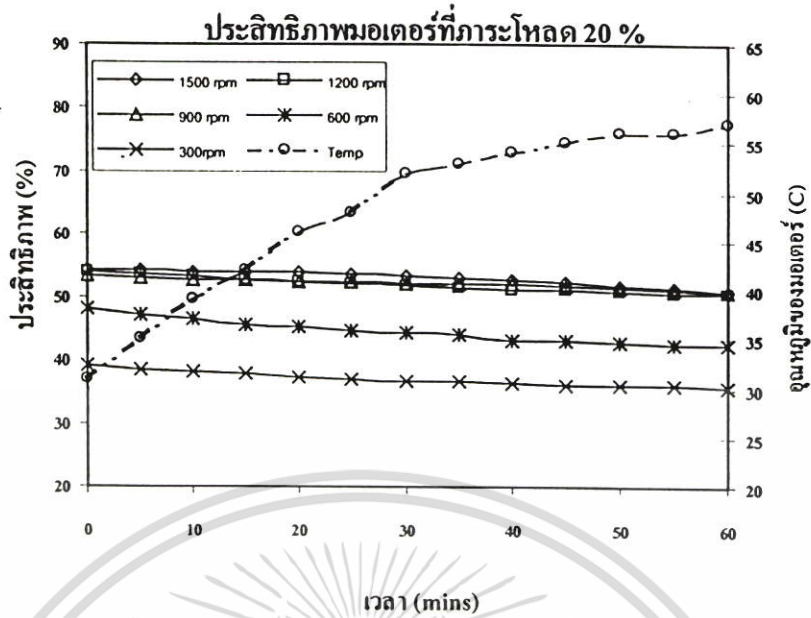


ภาพที่ 7.34 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระ โหลด 70% เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

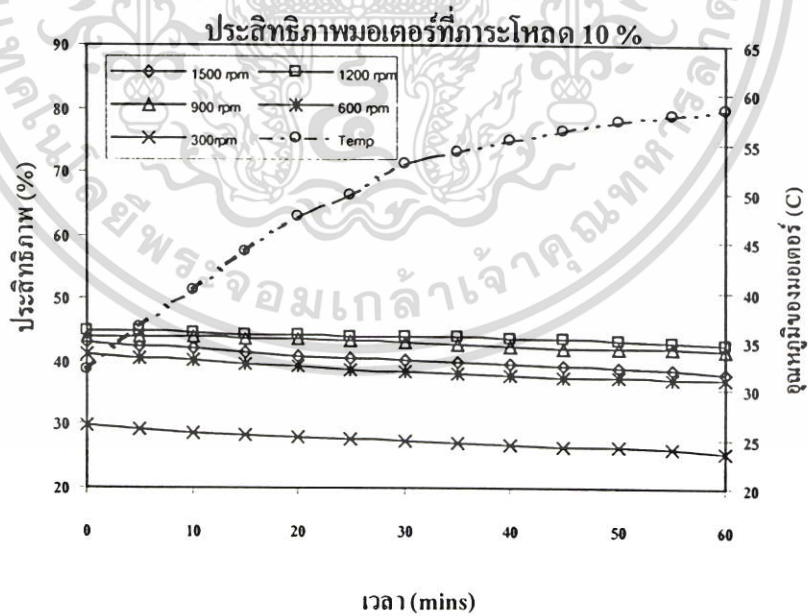


ภาพที่ 7.35 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระ โหลด 50% เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



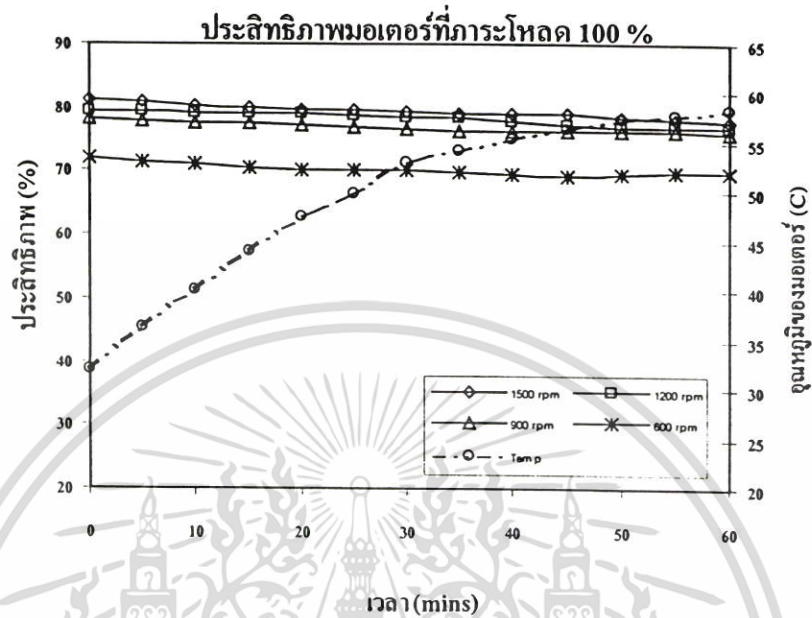
ภาพที่ 7.36 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 20% เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป



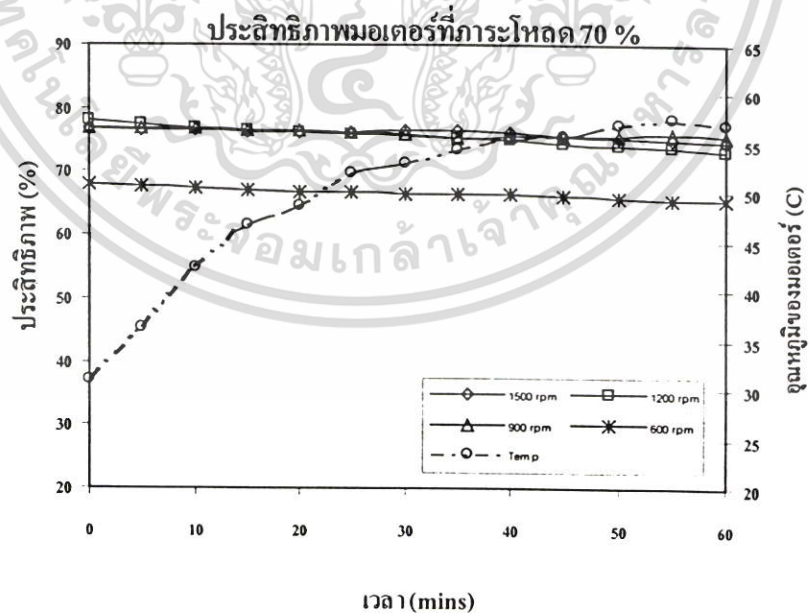
ภาพที่ 7.37 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 10% เมื่อทำการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

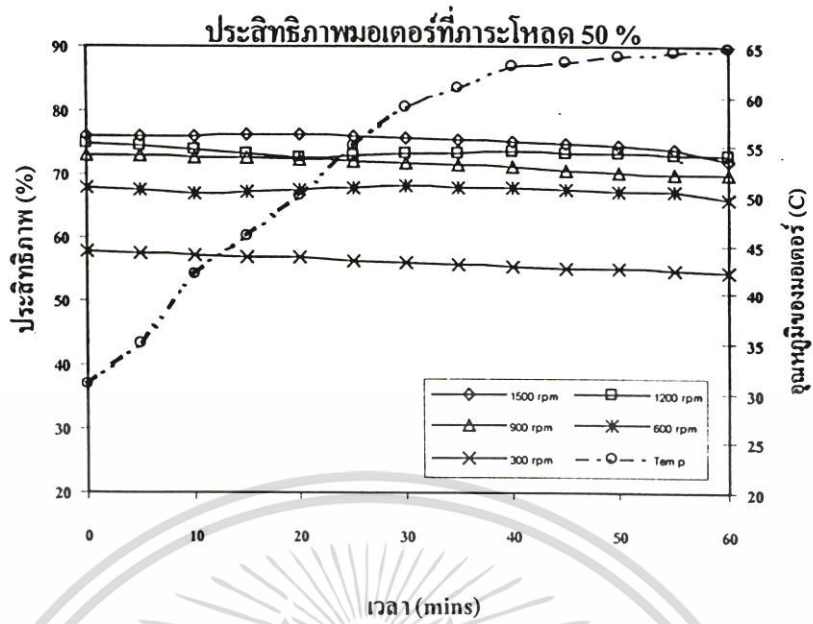


ภาพที่ 7.38 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 100% เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

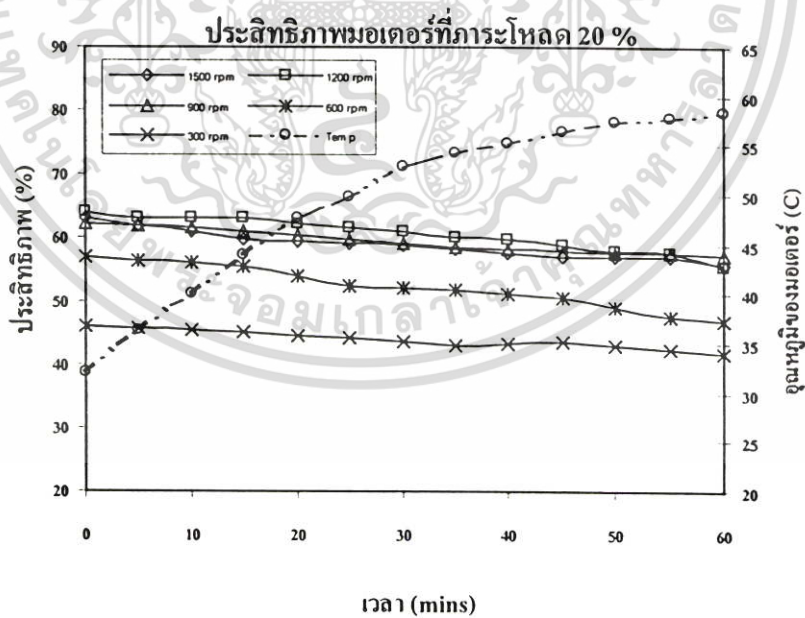


ภาพที่ 7.39 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 70% เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

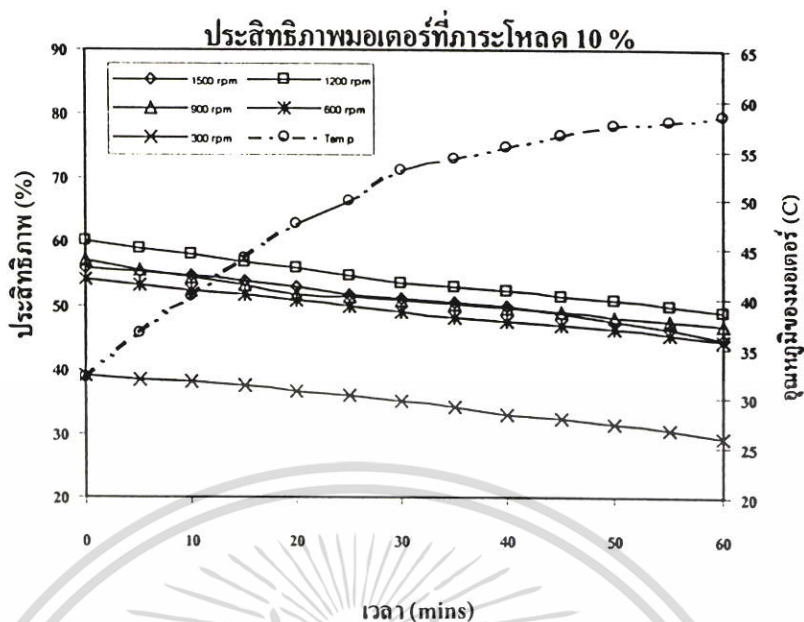


ภาพที่ 7.40 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 50% เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป



ภาพที่ 7.41 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 20% เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 7.42 ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ภาระโหลด 10% เมื่อทำการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม สำหรับความเร็วต่างๆ เทียบกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

ตารางที่ 7.1 ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ภาระโหลด 20 % ของฟัด

Speed (rpm)	Vl-1 (V)	Ia (A)	fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	43.2	4.43	14.9	2.9	214.9	91.2	123.7	31.1
375	49.6	4.43	16.5	2.9	228.0	98.3	129.7	38.5
450	62.4	4.45	19.7	2.9	261.7	125.6	136.1	41.0
525	68.8	4.46	21.3	2.9	280.4	137.2	143.2	42.6
600	81.6	4.47	24.4	2.9	322.4	172.4	150.0	43.3
675	88.0	4.48	26.0	2.9	345.8	178.3	167.5	44.9
750	100.9	4.50	29.1	2.9	397.1	211.8	185.3	46.1
825	107.3	4.51	30.7	2.9	425.1	235.6	189.5	49.2
900	120.2	4.53	33.9	2.9	485.7	291.3	194.4	50.0
975	126.6	4.54	35.5	2.9	518.3	272.0	246.3	51.1
1050	139.5	4.56	38.6	2.9	588.0	370.0	218.0	51.5
1125	145.9	4.57	40.2	2.9	625.5	400.8	224.7	50.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.1 (ต่อ)

1200	158.8	4.59	43.3	2.9	704.7	474.6	230.1	49.7
1275	165.2	4.60	44.9	2.9	746.6	472.1	274.5	48.3
1350	178.1	4.62	48.1	2.9	835.1	534.6	300.5	49.1
1425	184.5	4.63	49.7	2.9	881.0	545.1	335.9	48.8
1500	197.4	4.65	52.8	2.9	979.4	609.0	370.4	50.2

ตารางที่ 7.2 ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ภาระโหลด 40 % ของพิกัด

Speed (rpm)	V _L	I _a (A)	f _s (Hz)	Torque (N-m)	P _{in} (Watt)	P _{out} (Watt)	P _{loss} (Watt)	Efficiency (%)
300	47.4	5.11	15.5	5.8	330.3	169.2	161.1	50.4
375	53.8	5.12	17.1	5.8	348.2	177.5	170.7	53.3
450	66.6	5.15	20.2	5.8	389.1	208.6	180.5	54.5
525	73.0	5.16	21.8	5.8	411.8	221.6	190.2	57.0
600	85.9	5.19	24.9	5.8	461.9	261.5	200.4	62.0
675	92.3	5.20	26.5	5.8	489.3	273.6	215.7	64.0
750	105.1	5.23	29.7	5.8	548.6	317.8	230.8	63.2
825	111.6	5.24	31.3	5.8	580.6	352.7	227.9	63.5
900	124.4	5.27	34.4	5.8	649.3	425.3	224.0	62.5
975	130.9	5.28	36.0	5.8	685.9	436.3	249.6	64.6
1050	143.7	5.31	39.1	5.8	763.2	509.1	254.1	65.6
1125	150.2	5.33	40.7	5.8	805.1	542.9	262.2	64.8
1200	163.0	5.36	43.9	5.8	892.4	622.0	270.4	67.7
1275	169.5	5.37	45.5	5.8	938.3	625.0	313.3	68.8
1350	182.3	5.40	48.6	5.8	1034.8	697.7	337.1	65.9
1425	188.8	5.42	50.2	5.8	1085.1	713.9	371.2	67.0
1500	201.6	5.45	53.3	5.8	1191.2	786.2	405.0	67.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.3 ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ภาระโหลด 60 % ของพิกัด

Speed (rpm)	Vl-l (V)	Ia (A)	fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	51.6	6.06	16.0	8.8	506.4	318.0	188.4	59.8
375	58.0	6.07	17.6	8.8	528.4	307.8	220.6	61.2
450	70.8	6.10	20.7	8.8	577.5	325.1	252.4	64.2
525	77.3	6.12	22.3	8.8	604.3	352.9	251.4	65.9
600	90.1	6.15	25.5	8.8	662.4	389.3	273.1	67.4
675	96.5	6.17	27.1	8.8	693.7	384.3	309.4	68.7
750	109.4	6.20	30.2	8.8	761.1	458.1	303.0	69.6
825	115.8	6.22	31.8	8.8	797.2	500.0	297.2	72.3
900	128.7	6.25	34.9	8.8	873.8	573.7	300.1	73.8
975	135.1	6.27	36.5	8.8	914.5	601.3	313.2	74.3
1050	148.0	6.30	39.7	8.8	1000.0	673.6	326.4	74.8
1125	154.5	6.32	41.3	8.8	1045.8	717.7	328.1	75.3
1200	167.3	6.35	44.4	8.8	1141.1	799.9	341.2	76.1
1275	173.8	6.37	46.0	8.8	1191.1	800.2	390.9	75.3
1350	186.7	6.41	49.1	8.8	1295.7	875.0	420.7	74.6
1425	193.1	6.42	50.7	8.8	1350.2	889.7	460.5	73.3
1500	206.0	6.46	53.9	8.8	1464.1	964.1	500.0	73.0

ตารางที่ 7.4 ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ภาระโหลด 80 % ของพิกัด

Speed (rpm)	Vl-l (V)	Ia (A)	Fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	-	-	-	-	-	-	-	-
375	-	-	-	-	-	-	-	-
450	-	-	-	-	-	-	-	-
525	-	-	-	-	-	-	-	-
600	94.4	7.27	26.0	11.7	923.8	557.7	366.1	66.6
675	100.8	7.29	27.6	11.7	959.2	577.8	381.4	69.0
750	113.7	6.20	30.7	11.7	1034.7	638.3	396.4	70.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ผู้อื่นใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.4 (ต่อ)

825	120.2	6.22	32.3	11.7	1074.7	671.3	403.4	71.0
900	133.0	6.25	35.5	11.7	1159.5	749.0	410.5	74.4
975	139.5	6.27	37.0	11.7	1204.2	778.4	425.8	74.7
1050	152.4	6.30	40.2	11.7	1298.8	868.7	430.1	76.4
1125	158.8	6.32	41.8	11.7	1347.6	897.5	450.1	77.3
1200	171.7	6.35	44.9	11.7	1451.0	985.1	465.9	76.6
1275	178.2	6.37	46.5	11.7	1505.0	1024.7	480.3	77.0
1350	191.1	6.41	49.7	11.7	1617.7	1075.2	542.5	75.8
1425	197.5	6.42	51.2	11.7	1676.6	1106.5	570.1	76.6
1500	210.4	6.46	54.4	11.7	1798.3	1177.8	620.5	75.7

ตารางที่ 7.5 ผลการทดสอบการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่ภาระ โหลด 100 % ของพิกัด

Speed (rpm)	V _{l-l} (V)	I _a (A)	f _s (Hz)	Torque (N-m)	P _{in} (Watt)	P _{out} (Watt)	P _{loss} (Watt)	Efficiency (%)
300	-	-	-	-	-	-	-	-
375	-	-	-	-	-	-	-	-
450	-	-	-	-	-	-	-	-
525	-	-	-	-	-	-	-	-
600	98.7	8.48	26.5	14.7	1246.3	796.2	450.1	71.5
675	105.2	8.49	28.1	14.7	1285.7	815.2	470.5	74.0
750	118.1	8.53	31.3	14.7	1369.2	899.0	470.2	76.0
825	124.5	8.55	32.8	14.7	1413.3	944.8	468.5	78.4
900	137.4	8.59	36.0	14.7	1506.1	1026.1	480.0	79.2
975	143.9	8.61	37.6	14.7	1554.9	1064.8	490.1	79.0
1050	156.8	8.65	40.7	14.7	1657.1	1157.1	500	78.8
1125	163.2	8.66	42.3	14.7	1710.5	1207.1	503.4	77.7
1200	176.1	8.70	45.5	14.7	1821.9	1271.3	550.6	78.4
1275	182.6	8.72	47.0	14.7	1880.0	1309.6	570.4	77.1
1350	195.5	8.76	50.2	14.7	2000.8	1412.2	588.6	78.5

เอกสารนี้เป็นของสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาพลังงานทดแทน โดยอนุญาตให้ใช้ในโครงการวิจัยที่ระบุไว้ในโครงการค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.5 (ต่อ)

1425	202.0	8.78	51.8	14.7	2063.3	1450.0	613.3	78.8
1500	214.9	8.82	54.9	14.7	2193.7	1512.8	680.9	79.6

ตารางที่ 7.6 ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระโหลด 20 % ของพิกัด

Speed (rpm)	Vl-l (V)	Ia (A)	fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	33.1	3.59	15.8	2.94	167.7	97.7	70.0	35.7
375	36.8	3.57	17.5	2.94	176.0	102.7	73.3	44.5
450	43.8	3.57	20.9	2.94	195.4	124.7	70.7	47.4
525	47.1	3.57	22.5	2.94	205.6	127.4	78.2	48.4
600	53.2	3.59	25.9	2.94	227.1	147.2	79.9	50.3
675	56.2	3.60	27.6	2.94	238.3	145.8	92.5	50.9
750	61.8	3.64	30.9	2.94	261.5	162.7	98.8	52.6
825	64.5	3.66	32.6	2.94	273.4	178.9	94.5	56.1
900	69.6	3.70	36.0	2.94	297.8	207.8	90.0	56.8
975	72.1	3.73	37.7	2.94	310.2	177.0	133.2	58.6
1050	76.9	3.78	41.0	2.94	335.0	180.4	154.6	59.1
1125	79.2	3.81	42.7	2.94	348.2	258.0	90.2	57.1
1200	83.6	3.87	46.1	2.94	374.1	273.8	100.3	55.3
1275	85.6	3.90	47.7	2.94	387.2	267.0	120.2	54.3
1350	90.0	3.96	51.1	2.94	413.6	267.8	145.8	55.8
1425	92.1	3.99	52.8	2.94	426.1	268.7	157.4	54.9
1500	96.1	4.05	56.1	2.94	453.6	274.0	179.6	57.5

ตารางที่ 7.7 ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระโหลด 40 % ของพิกัด

Speed (rpm)	Vl-l (V)	Ia (A)	Fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	46.9	5.07	15.8	5.8	335.5	200.3	135.2	54.3
375	52.1	5.05	17.5	5.8	352.0	203.2	148.8	57.2
450	61.9	5.04	20.9	5.8	390.8	245.1	145.7	58.4

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้เผยแพร่ได้
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.7 (ต่อ)

525	66.6	5.05	22.5	5.8	411.2	251.0	160.2	61.8
600	75.3	5.08	25.9	5.8	454.2	291.9	162.3	67.0
675	79.5	5.09	27.6	5.8	476.7	300.9	175.8	69.4
750	87.4	5.14	30.9	5.8	523.1	342.0	181.1	68.2
825	91.2	5.17	32.6	5.8	546.9	374.4	172.5	68.2
900	98.5	5.24	36.0	5.8	595.6	431.0	164.6	66.7
975	102.0	5.27	37.7	5.8	620.5	435.6	184.9	69.0
1050	108.7	5.35	41.0	5.8	670.0	469.9	200.1	70.0
1125	112.3	5.39	42.7	5.8	696.5	515.9	180.6	69.0
1200	118.3	5.47	46.1	5.8	748.2	551.5	196.7	72.4
1275	121.4	5.51	47.7	5.8	774.4	571.1	203.3	73.0
1350	127.4	5.60	51.1	5.8	827.1	587.0	240.1	69.9
1425	130.3	5.64	52.8	5.8	853.3	602.1	251.2	72.4
1500	135.9	5.73	56.1	5.8	907.3	622.2	285.1	72.4

ตารางที่ 7.8 ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระโหลด 60 % ของพิกัด

Speed (rpm)	Vl-1 (V)	Ia (A)	Fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	57.4	6.21	15.8	8.8	503.2	312.9	190.3	62.1
375	63.8	6.19	17.5	8.8	529.1	318.5	210.6	64.5
450	75.9	6.18	20.9	8.8	586.2	356.1	230.1	67.4
525	81.5	6.18	22.5	8.8	616.8	366.4	250.4	69.0
600	92.3	6.22	25.9	8.8	681.4	415.7	265.7	70.4
675	97.3	6.24	27.6	8.8	715.0	411.3	303.7	71.9
750	107.1	6.30	30.9	8.8	784.6	493.7	290.9	72.3
825	111.7	6.34	32.6	8.8	820.3	541.1	279.2	75.6
900	120.6	6.42	36.0	8.8	893.4	616.6	276.8	76.5
975	124.9	6.46	37.7	8.8	930.7	647.4	283.3	76.5
1050	133.2	6.55	41.0	8.8	1000.6	707.0	293.6	76.8
1125	137.2	6.60	42.7	8.8	1044.7	744.4	300.3	76.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.8 (ต่อ)

1200	144.9	6.70	46.1	8.8	1122.3	802.2	320.1	78.0
1275	148.7	6.75	47.7	8.8	1161.5	812.7	348.8	77.2
1350	156.0	6.86	51.1	8.8	1240.7	860.0	380.7	76.4
1425	159.5	6.91	52.8	8.8	1280.1	884.9	395.2	75.2
1500	166.5	7.02	56.1	8.8	1360.9	913.8	447.1	75.0

ตารางที่ 7.9 ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ภาระโหลด 80 % ของพิกัด

Speed (rpm)	Vl-l (V)	Ia (A)	Fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	-	-	-	-	-	-	-	-
375	-	-	-	-	-	-	-	-
450	-	-	-	-	-	-	-	-
525	-	-	-	-	-	-	-	-
600	106.5	7.18	25.9	11.7	908.5	542.2	366.3	70.1
675	112.4	7.21	27.6	11.7	953.4	572.0	381.4	71.8
750	123.6	7.28	30.9	11.7	1046.1	649.4	396.7	72.6
825	129.0	7.32	32.6	11.7	1093.8	699.3	394.5	73.3
900	139.3	7.41	36.0	11.7	1191.3	803.2	388.1	76.3
975	144.2	7.46	37.7	11.7	1240.9	824.7	416.2	76.7
1050	153.8	7.57	41.0	11.7	1341.1	937.6	403.5	78.2
1125	158.4	7.62	42.7	11.7	1393.0	982.9	410.1	78.9
1200	167.3	7.74	46.1	11.7	1496.4	1081.2	415.2	78.2
1275	171.7	7.80	47.7	11.7	1548.7	1091.0	457.7	78.7
1350	180.1	7.92	51.1	11.7	1654.2	1154.2	500.0	77.4
1425	184.2	7.98	52.8	11.7	1707.7	1187.4	520.3	77.8
1500	192.2	8.10	56.1	11.7	1814.5	1228.4	586.1	77.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.10 ผลการทดสอบการควบคุมแบบความถี่สลิปที่เหมาะสมที่ภาระโหลด 100 % ของฟัด

Speed (rpm)	Vl-l (V)	Ia (A)	Fs (Hz)	Torque (N-m)	Pin (Watt)	Pout (Watt)	Ploss (Watt)	Efficiency (%)
300	-	-	-	-	-	-	-	-
375	-	-	-	-	-	-	-	-
450	-	-	-	-	-	-	-	-
525	-	-	-	-	-	-	-	-
600	119.1	8.03	25.9	14.7	1135.6	665.5	470.1	72.0
675	125.7	8.06	27.6	14.7	1191.7	716.2	475.5	74.0
750	138.2	8.14	30.9	14.7	1307.7	827.5	480.2	76.0
825	144.2	8.18	32.6	14.7	1367.2	881.6	485.6	78.8
900	155.7	8.29	36.0	14.7	1489.1	999.0	490.1	79.3
975	161.3	8.34	37.7	14.7	1551.1	1030.8	520.3	79.4
1050	171.9	8.46	41.0	14.7	1677.3	1157.2	520.1	79.1
1125	177.1	8.52	42.7	14.7	1741.2	1201.0	540.2	77.6
1200	187.1	8.65	46.1	14.7	1870.6	1290.2	580.4	78.9
1275	192.0	8.72	47.7	14.7	1935.9	1345.2	590.7	77.6
1350	201.4	8.85	51.1	14.7	2067.8	1452.3	615.5	78.5
1425	206.0	8.92	52.8	14.7	2134.3	1504.1	630.2	79.3
1500	214.9	9.06	56.1	14.7	2268.2	1590.2	678.0	80.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

8.1 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยวิธีการควบคุมความถี่สลิปที่เหมาะสมนั้น ผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจสอดคล้องกับผลทางทฤษฎีและการคำนวณที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 5 ซึ่งจากการทดสอบจะเห็นได้ว่าระบบสามารถรักษาความเร็วรอบตามความเร็วอ้างอิงได้อย่างถูกต้องไม่ว่าจะทำการใส่ภาระโหลดจนถึงค่าที่พิกัด ทั้งนี้เนื่องมาจากความละเอียดของความถี่ไซน์ที่สร้างขึ้นนั้นมีความละเอียดสูงซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ถึงสเกลละ 0.1 Hz ตามที่ได้แสดงไว้ใน การทดสอบการสร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม พร้อมทั้งระบบยังสามารถลดกำลังงานสูญเสียต่างๆและกำลังงานสูญเสียทั้งหมดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ส่งผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะโหลดเบา ในช่วงที่ภาระโหลดมีค่าค่อนข้างสูงนั้นคือ ตั้งแต่ที่มอเตอร์รับภาระโหลดประมาณ 50% ของค่าพิกัดการควบคุมสามารถช่วยให้มอเตอร์มีค่าอัตราขยายประสิทธิภาพสูงขึ้นประมาณ 1%- 5% ซึ่งก็ถือว่าไม่สูงมากนัก ทั้งนี้เนื่องมาจากในขณะที่ภาระโหลดมีค่าสูงแรงดันมูลฐานที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วยทั้งนี้เพื่อเป็นการรักษาค่าฟลักซ์ที่เกิดขึ้นที่ช่องว่างอากาศให้มีค่าคงที่ที่พิกัด จึงทำให้ระบบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมไม่สามารถลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในตัวมอเตอร์ที่สภาวะนี้ได้ สำหรับในช่วงภาระโหลดเบาเห็นได้ว่าระบบการควบคุมสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้ค่อนข้างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงไร้ภาระโหลดนั้นคือสามารถช่วยให้มอเตอร์มีค่าอัตราขยายประสิทธิภาพสูงขึ้นตั้งแต่ 10% - 25% ซึ่งในส่วน ของกำลังงานสูญเสียก็เช่นเดียวกัน ระบบสามารถลดกำลังงานสูญเสียได้ดีในช่วงภาระโหลดเบา การทดลองในส่วนที่มอเตอร์รับภาระโหลดเป็นเวลานานๆนั้น โดยพฤติกรรมโครงสร้างของตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่ออุณหภูมิภายในตัวมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นจะทำให้พารามิเตอร์ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมเพราะเนื่องจากการคำนวณจุดที่ความถี่สลิปเหมาะสมนั้นตัวแปรสำคัญที่สุดนั้นก็คือความถี่ของแหล่งจ่ายไฟและพารามิเตอร์ของตัวมอเตอร์เอง เห็นได้ว่าประสิทธิภาพของของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ที่จะลดลงไปประมาณ 3 % ตามค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นแต่สำหรับการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมนั้นประสิทธิภาพจะเปลี่ยนแปลงลดลงถึง 8 % ทั้งนี้เนื่องมาจากการคำนวณจุดที่ค่าความถี่สลิปเหมาะสมเกิดการผิดพลาดขึ้นเนื่องมาจากพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่เปลี่ยนไปตามผลของอุณหภูมิ

ในการนำเสนอผลการทดลองในรูปแบบของแผนภาพ 3 มิติได้ทำให้มีความเข้าใจถึงแนวโน้มของระบบมากยิ่งขึ้นซึ่งจะเห็นได้ว่ากำลังงานสูญเสียของระบบมีแนวโน้มสูงขึ้นเมื่อความเร็วรอบและแรงบิดที่พิกัดเพิ่มขึ้นแต่ในย่านความถี่ 0-0.4 pu. และแรงบิด 0.6-1 pu. (แรงบิดสูงและความถี่ต่ำ) นั้นไม่สามารถทำการทดลองได้ (Out of Control) เนื่องจากเป็นย่านที่แรงดันของมอเตอร์มีค่าต่ำทำให้กระแสที่มอเตอร์ต้องการมีค่าสูงเพื่อเพิ่มกำลังงานให้เพียงพอกับแรงบิดโหลดและอาจทำให้เกิดความเสียหาย ดังนั้นจึงไม่สามารถทำการทดลองในสภาวะนี้ได้

8.2 สรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงถึงการประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาด 2.2 kW ด้วยวิธีการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม โดยในการออกแบบการทำงานทั้งหมดได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 เบอร์ 89C51AC2 ในการประมวลผลและสร้างสัญญาณ ไซน์ พี คับบลิว เอ็ม โดยใช้ชุดไอจีบีทีกำลังของ มิตซูบิชิ เบอร์ PM25RSB120 ที่มีพิกัด 1200 โวลต์รองรับกระแสได้ 25 แอมป์ ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ทำการต่อแบบเดลต้า มีอุปกรณ์วัดความเร็วรอบขนาด 1024 พัลส์ต่อรอบที่ใช้ในการวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ พร้อมด้วยการประมวลผลความเร็วรอบด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ วิธีการควบคุมมอเตอร์ที่ใช้หลักการควบคุมความถี่สลิปเหมาะสมนี้ มีการคำนวณวงรอบความเร็วแบบปิดซึ่งมีการคำนวณลูบความเร็วรอบทุกๆ 19.53 มิลิวินาที เพื่อคำนวณหาค่าความเร็วรอบที่ใช้ และใช้ลูบในการอินเตอร์รัพท์เพื่อคำนวณความถี่ในการสวิตช์ทุกๆ 166.6 ไมโครวินาที ภายในวงรอบการทำงานจะมีการเรียกโปรแกรมย่อยต่างๆ ตามผังการทำงานที่ให้ไว้ในบทที่ 5 ซึ่งโปรแกรมจะใช้เวลาในการประมวลผลทั้งหมดประมาณ 118.4 ไมโครวินาที และทำการหน่วงเวลาเวลาที่เหลืออีก 47.6 ไมโครวินาที เพื่อให้ความถี่ในการสวิตช์มีค่า 6 กิโลเฮิร์ตซ์ และยังสามารถนำเวลาในส่วนนี้ไปพัฒนาวิธีการควบคุมอื่นๆ ได้อีก มอเตอร์ 3 เฟสที่ใช้ทำการควบคุมมีขนาดพิกัด 2.2 กิโลวัตต์ โดยการจ่ายไฟ 1 เฟส 220 โวลต์ ให้ทางด้านเข้าของเครื่องอินเวอร์เตอร์ ทางด้านออกจะเป็นไฟ 3 เฟส ต่อเข้ากับมอเตอร์ที่ต่อขดลวดแบบเดลต้า สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ตั้งแต่ความเร็ว 0 รอบต่อนาที จนถึง 1500 รอบต่อนาที ปรับความถี่ได้ครั้งละ 0.1 เฮิร์ตซ์ ปรับดัชนีการมอดูเลทได้ตั้งแต่ 0 จนถึง 1.99 ซึ่งได้จากการสร้างสัญญาณในเทคนิค ไซน์ พี คับบลิว เอ็ม

จากการทดสอบจะทำให้ทราบว่า การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสมสามารถลดกำลังงานสูญเสียต่างๆ และกำลังงานสูญเสียทั้งหมดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ได้จริง ส่งผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะโหลดเบา ส่วนในช่วงภาระโหลดมีค่ามากจะมีค่าประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกัน แต่เมื่อมอเตอร์รับภาระโหลดเป็นเวลานานจนทำให้อุณหภูมิในตัวมอเตอร์มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

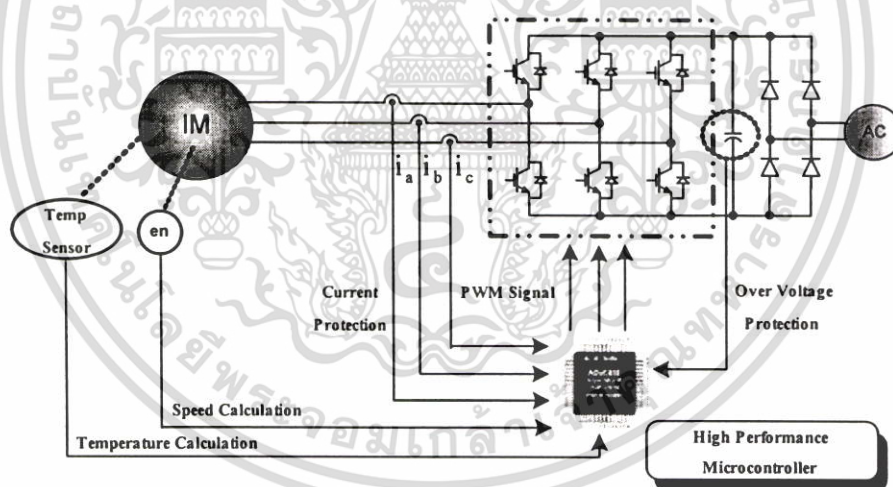
เพิ่มสูงขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพระบบลดลง เนื่องมาจากการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่ให้ประสิทธิภาพเพิ่มสูงขึ้นนี้ จะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์เป็นหลัก

8.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ใช้หลักการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีข้อเสนอแนะที่จะทำการพัฒนาต่อไปแบ่งเป็นหัวข้อได้ดังนี้

8.3.1 ภาคซอฟต์แวร์

เทคโนโลยีของไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นได้พัฒนาไปเป็นอย่างมาก จากวิทยานิพนธ์ที่ได้นำเสนอได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต ในตระกูล MCS-51 ซึ่งถือว่าเป็นที่นิยมใช้กันอย่างมากและหาข้อมูลได้ง่ายภายในประเทศไทย โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังถือได้ว่าไม่ได้เกิดจากการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์เพียงตัวเดียวอย่างแท้จริง 100% ยังมีส่วนของวงจรลอจิกช่วยภายนอกเพิ่มขึ้นมาอีกเล็กน้อย เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณไชน่ พี คับบลิว เอ็ม ซึ่งก็ถือว่าระบบยังมีความยุ่งยากอยู่เล็กน้อย



ภาพที่ 8.1 ระบบการทำงานที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สมรรถนะสูงเพียงตัวเดียว

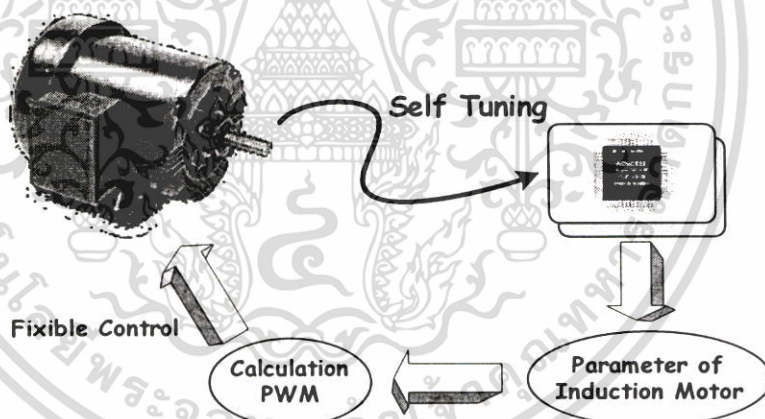
เทคโนโลยีของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นได้มีการพัฒนาไปในรูปของการประมวลผลทางดิจิทัลขนาด 16 บิต ในตระกูล DSP (Digital Signal Processing) ซึ่งใช้เวลาต่อหนึ่งคำสั่ง (Machine Cycle) น้อยกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ทำให้รูปของการทำงานทั้งหมดขบวนการมีการทำงานที่เร็วขึ้น พร้อมทั้งยังสามารถเพิ่มความถี่สวิตซ์ซึ่งของระบบควบคุมให้สูงขึ้นได้เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงบิด รวมไปถึงการมีเอาท์พุทของสัญญาณ

พี คับบลิว เอ็ม ถึง 6 ขา มีการสร้างค่าประวิงเวลาภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ มีช่องรับค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณฟีดแบ็กเพื่อหยุดนำสัญญาณขับเคลื่อน มีช่องรับสัญญาณเพื่อใช้ในการประมวลผลความเร็วรอบ โดยเฉพาะ ดังภาพที่ 8.1 นั้นหมายถึงจะเป็นการทำงานให้เสร็จได้ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์เพียงตัวเดียวอย่างแท้จริง ซึ่งเป็นที่นิยมใช้อยู่ในต่างประเทศ ถ้าในอนาคตได้มีการนำเอาเทคโนโลยีของไมโครคอนโทรลเลอร์มากขึ้นก็จะทำให้ระบบการควบคุมมีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

8.3.2 ภาคฮาร์ดแวร์

ระบบการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมนี้ตัวแปรสำคัญของการคำนวณคือต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เพื่อนำมาทำการวิเคราะห์เพื่อหาค่าความถี่สลิปที่เหมาะสม ในงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆด้วยการทดลอง ดังแสดงในภาคผนวก ก จากนั้นจะทำการป้อนค่าต่างๆเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อนำไปคำนวณต่อไป ดังนั้นถ้ามีการนำระบบนี้ไปทดลองกับมอเตอร์เหนี่ยวนำตัวอื่น จะต้องทำการทดลองเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ใหม่ ทำให้ยังคงมีความไม่สะดวกและยืดหยุ่นในการใช้งานจริงเท่าที่ควร ในอนาคตถ้าได้มีการพัฒนาให้ระบบสามารถคำนวณค้นหาพารามิเตอร์มอเตอร์ได้เอง (Self Tuning) และสามารถปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ตัวเองตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป ก็จะทำให้ระบบมีความยืดหยุ่นมาก ในการนำไปใช้งาน



ภาพที่ 8.2 รูปแบบการพัฒนาให้ระบบสามารถคำนวณหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ด้วยตัวเอง

จากภาพที่ 8.2 เป็นการแสดงรูปแบบการพัฒนาให้ระบบสามารถคำนวณหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ด้วยตัวเองซึ่งจะมีประโยชน์อย่างมากในการที่จะต้องการใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหลายตัว ซึ่งพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเปลี่ยนไป ในปัจจุบันก็ได้มีนักวิจัยหลายท่านคิดค้นวิธีการคำนวณหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวเองซึ่งก็ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ ถ้าสามารถนำหลักการดังกล่าวมาประยุกต์ใช้ในงานที่ได้นำเสนอมาก็จะทำให้ระบบมีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.M.D. Murphy and VB Honsinger, "Efficiency Optimization of Inverter-Fed Induction Motor Drives", in Conf. Rec. 1982 Annu. Meeting IEEE Ind. Appl.Soc. pp.544-552.
- [2] ศิวะ หงษ์นภา, "ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ", สำนักพิมพ์สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) พิมพ์ครั้งที่ 1 ตุลาคม 2543.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power Electronic Converters, Applications and Design", John Wiley and sons, Inc., second edition, 1995.
- [4] Mohan, Underland and Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design.", Wiley International Editions, 1989.
- [5] Prof. J.T. Boys and P.G. Handley, "Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms", IEE Proceedings, Vol.137, Pt. B, No. 4, July 1990.
- [6] ชีรวัฒน์ ประกอบผล, "การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์", สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น).
- [7] วรพจน์ กรแก้ววัฒนกุล, ชัยวัฒน์ ลิ่มพรจิตรวิไล, "เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช", บริษัท อิน โนเวตีฟ เอ็กเพอริเมนต์ จำกัด.
- [8] อุดม จีนประดับ, "ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51", ภาควิชาไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรมสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- [9] Microcontroller Products, "T89C51AC2 User's Manual", ATMEL.
- [10] Sidney Robert Bowes, Senior Member, "Novel Real-Time Harmonic Minimized PWM Control for Drives and Static Power Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.9, No. 3, May 1994.
- [11] Les Manz, "Applying Adjustable-Speed Drives to Three-Phase Induction NEMA Frame Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, March/April 1997.
- [12] S.R. Bowes and Y.S. Lai, "Investigation into Optimising High Switching Frequency Regular Sampled PWM Control for Drives and Static Power Converters", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No.4, July 1996.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13] ชัยทัต มณีอินทร์, “การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้า เชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับสามเฟส พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน มอเตอร์เหนี่ยวนำ”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรม ไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543.
- [14] Stephen J. Chapman, “Electric Machinery Fundamentals”, McGraw – Hill, New York, 1991.
- [15] Parviz Famouri and Jimmie J. Cathey, “Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 1, January/February 1991.
- [16] V.B. Honsinger, “Induction Motors Operating From Inverters”, IEEE Trans. Power Electronic.1980.
- [17] S. Wahsh and M. El-Bakry, “Additional Core Losses in Induction Machines with PWM Inverter”, ETEP, Vol. 1, No.4, July/August 1991, pp.189-193.
- [18] Johan Hamman and Frederik S. Van Der Merwe, “Voltage Harmonics Generated by Voltage-Fed Inverters Using PWM Natural Sampling”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 3, July 1988.
- [19] G.O. Garcia, J.C. Mendes Luis, R.M. Stephan and E.H. Watanabe, “An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 5, October 1994.
- [20] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, “Power Electronic Control of AC Motors”, Pergamon Press, 1988.
- [21] Iordanis Kioskeridis and Nikos Margaris, “Minimization in Scalar Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers”, IEEE Trans.Power Electronic. Vol. 11, No.2, March 1996.
- [22] Ick Choy, Soon H. Kwon, J.Y. Choi, J.W. Kim and K.B. Kim, “On-Line Efficiency Optimization Control of a Slip Angular Frequency Controlled Induction Motor Drive Using Neural Networks”, IEEE International Conference, P.1216-1221, Vol. 2, Aug 1996.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [23] ชนัสดา รัตนะ และ วิจิตร กิณเรศ, “ค่าการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิกส์ เมื่อคิดผลของ Skin Effect และ Stray Load Loss”, วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 16 ฉบับที่ 3 กันยายน 2542.
- [24] สุรินทร์ คำฝอย, “การวิเคราะห์คุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกจ่ายโดยพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544.
- [25] Duane Hanselman and Bruce Littlefield, “The Student Edition of MATLAB: version 5,user’s guide”, The MathWorks,Inc, 1997.
- [26] C. Joochim and V. Kinnares, “High Efficiency Control of 3 Phase Induction Motors Based on Optimum Slip Frequency”, International Symposium on Communications and Information Technologies. September 2003.
- [27] ชานินทร์ จุฬิม, อาทิตย์ ตีรณปัญญาภรณ์ และ วิจิตร กิณเรศ, “การคำนวณกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมเมื่อคำนึงถึงผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง และปรากฏการณ์ทางผิว”, ประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 6-7 พฤศจิกายน 2546.
- [28] กำพล สิริจันทร์พงศ์, “1 เฟส เอช-ทู-ดีซี สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรม ไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.
- [29] จรัส ตั้งวงศ์ชูเกตุ, “การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบเฟสเซอร์โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมการทำงาน”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2545.
- [30] ชำรงค์ศักดิ์ ศรีวิเศษ, “ชุดจำลองโหลดทางกลเพื่อการทดสอบสมรรถนะของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

รายละเอียดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

1. ข้อมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name Plate)

ยี่ห้อ Invensys	Nr 607251	Box No. T0A100L4A101	AMB 40 C°
Phase 3	Pole 4	IP 55	Duty 51
IEC34-1	class F	wt 21 kg	k 3.6165
kW 2.2	Volt 220/380 Δ / Y	Amp 8.7/5.0	r/min 1420 50 Hz
kW 2.6	Volt 254/440 Δ / Y	Amp 8.8/5.1	r/min 1725 60 Hz

2. ข้อมูลมอเตอร์กระแสตรงตามแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name Plate)

ยี่ห้อ SIEMEN	SHUNT-MOT	1GA5108-0AD40-6VE0-Z
IP 23	IM B3	
<u>Armature</u>		
Volt 155-420	1/min 690-2060	Amp 7.05-10.5
kW 0.840-3.75		
<u>Field</u>		
Volt 310	Amp 0.38	
Volt 230	Amp 0.29	

3. วิธีการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ได้ทำการทดสอบด้วยหลักการพื้นฐาน 3 วิธีนั่นคือ 1. VI Method 2. No-load Test 3. Block – rotor test ซึ่งจากการทดสอบทั้ง 3 วิธีจะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ใช้ในการทดลองจริงดังนี้

3.1 ผลการทดสอบด้วยวิธี VI-Method

$$V_{dc} = 25.85 \text{ Volt}, I_{dc} = 5.01 \text{ A}$$

$$R_s = \frac{V_{DC}}{2I_{DC}} = \frac{25.85}{2 \times 5.01} = 2.58 \text{ } \Omega$$

3.2 ผลการทดสอบ No-load Test

$V_l = 380 \text{ Volt}, I_{ave} = 2.73 \text{ Amp}, P_{in} = 335 \text{ Watt}$

$Z_{nl} = \frac{380}{\sqrt{3} \times 2.73} = 80.36 = X_1 + X_m,$

$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{335}{\sqrt{3} \times 380 \times 2.73}\right) = 79.25^\circ$

$I_m = 2.73 \sin 79.25 = 2.682 \text{ Amp},$

$I_C = 2.73 \cos 79.25 = 0.509 \text{ Amp}$

$R_C = \frac{380}{\sqrt{3} \times 0.509} = 431.027 \Omega,$

$X_m = \frac{380}{\sqrt{3} \times 2.682} = 81.802 \Omega$

$X_L = 2\pi fL$

$81.802 = 2\pi \times 50 \times L$

$L = 0.26038 \text{ Henry}$

3.3 ผลการทดสอบ Blocked-rotor Test

$V_l = 65.2 \text{ Volt}, I_{ave} = 5 \text{ Amp}, P_{in} = 383.96 \text{ Watt}$

$Z_{RL} = \frac{V_\theta}{I_{ave}} = \frac{65.2}{\sqrt{3} \times 5} = 7.52,$

$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{383.96}{\sqrt{3} \times 65.2 \times 5}\right) = 46.20$

$R_{LR} = 7.52 \cos 46.20 = 5.20 = R_1 + R_2,$

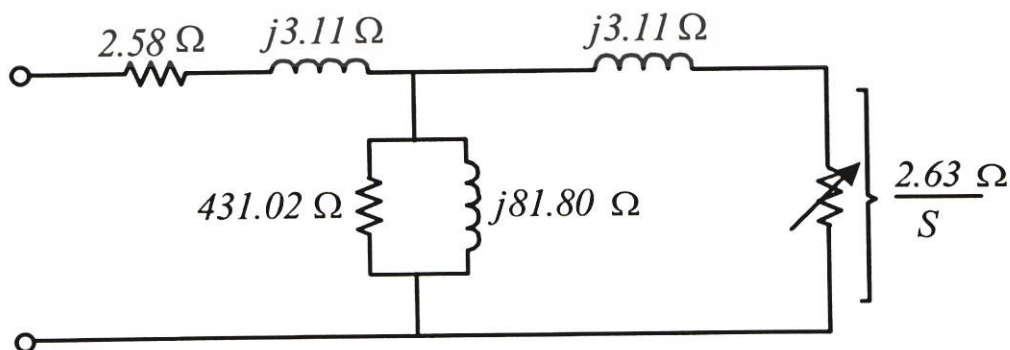
$R_2 = 5.20 - 2.58 = 2.63$

$X_{LR} = 7.52 \sin 46.20 = 5.42,$

$X_1 = X_2 = \frac{5.42}{2} = 2.71$

จากการคำนวณที่ได้แสดงไว้แล้วทั้ง 3 วิธีเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ไปทำการจำลองในเงื่อนไขต่างๆ ด้วยวิธีการคำนวณเป็นแบบ Approximate Equation จะทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปจากการทดลองเล็กน้อย ซึ่งสามารถแสดงเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแบบมาตรฐานได้ดังนี้

4. ค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลมอเตอร์ที่ได้ทำการทดลอง

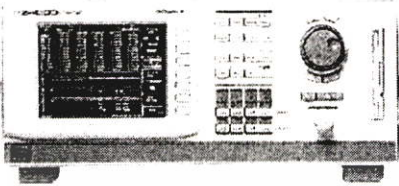
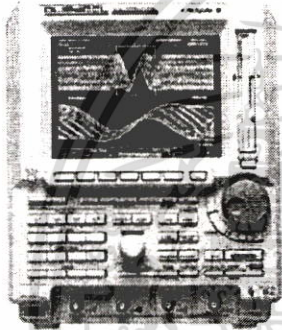
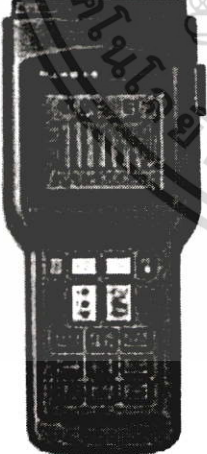


ภาพที่ ก.1 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

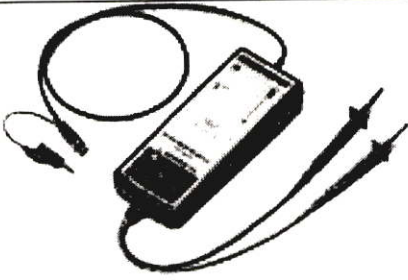
อุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YOKOGAWA) รุ่น PZ4000 รายละเอียด Wide Measurement Bandwidth (DC to 2 MHz) Accurately Sampling 5 MS/s Harmonic Analysis (up to 500th) Order</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGAWA) รุ่น DL1520/L (4 Channel) รายละเอียด 150 MHz bandwidth 200 MS/s sampling rate on one channel or 100 MS/s on two channels (DL1520/L) 8 bit vertical resolution DC to 30 MHz, 850V (DC + AC peak) 2% DC accuracy, Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Harmonics Analyzer (FLUKE) รุ่น FLUKE 41B รายละเอียด 5 to 600 Vrms, 1.00 to 1000 Arms up to 600 kw., 6 Hz to 99.9 Hz Indicates fundamental to 13 th hamonices. Measures crest factor, PF, DPF, K-factor %THD, %THD-R</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard) รุ่น 973A รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1% Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts. Iac or Idc : 0 to 10 Amperes.</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX) รุ่น E3N รายละเอียด Current Probe 10 – 100 Ampere / 1 Volt Input 100 A Peak Max Frequency: DC to 100 kHz. (@ 3 db) Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Clamp (YOKOGAWA) รุ่น 2343 02 รายละเอียด Amp 40A / 400A / 1000 A Volt 40V / 400V / 600 V Ohm 400 / 4k Ohm</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Tachometers (YOKOGAWA) รุ่น 3631 รายละเอียด Measurement range : 60.0 to 1999.9 rpm and 60 to 19,999 rpm Detection distance 30 to 300 mm.</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

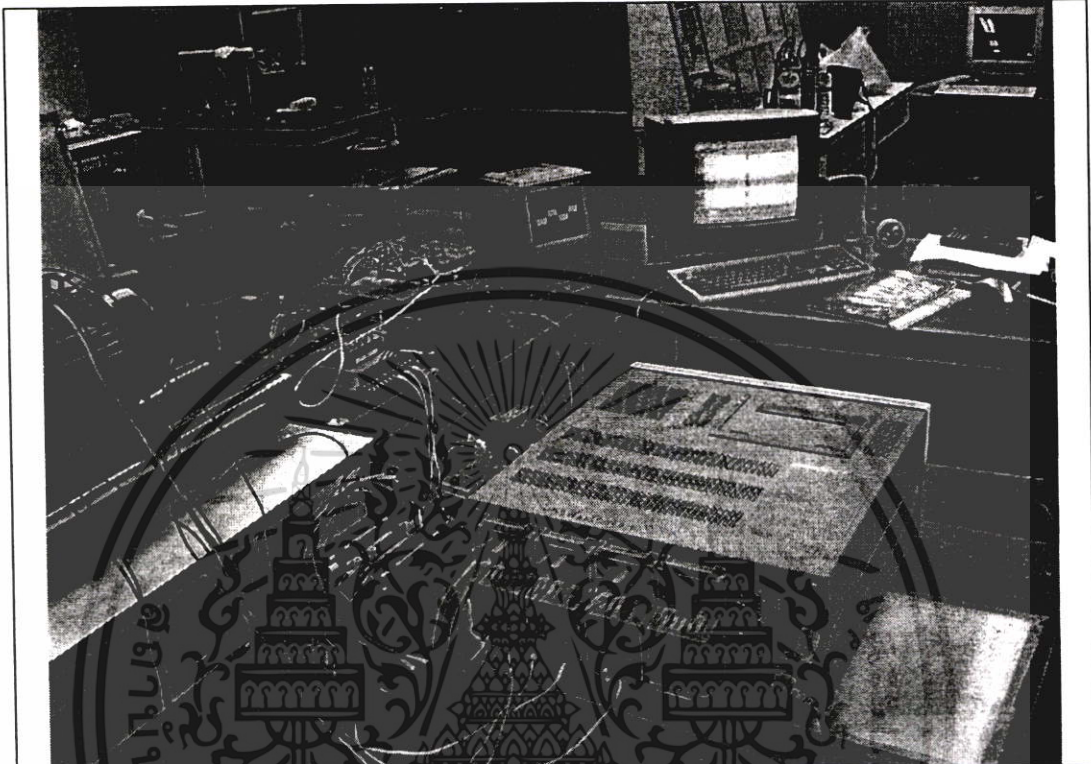
	<p>ผลิตภัณฑ์ Band Differential Probe</p> <p>รุ่น 700924</p> <p>รายละเอียด 100 MHz</p> <p>A probe lets you make wide-band differential input measurements</p>
---	--



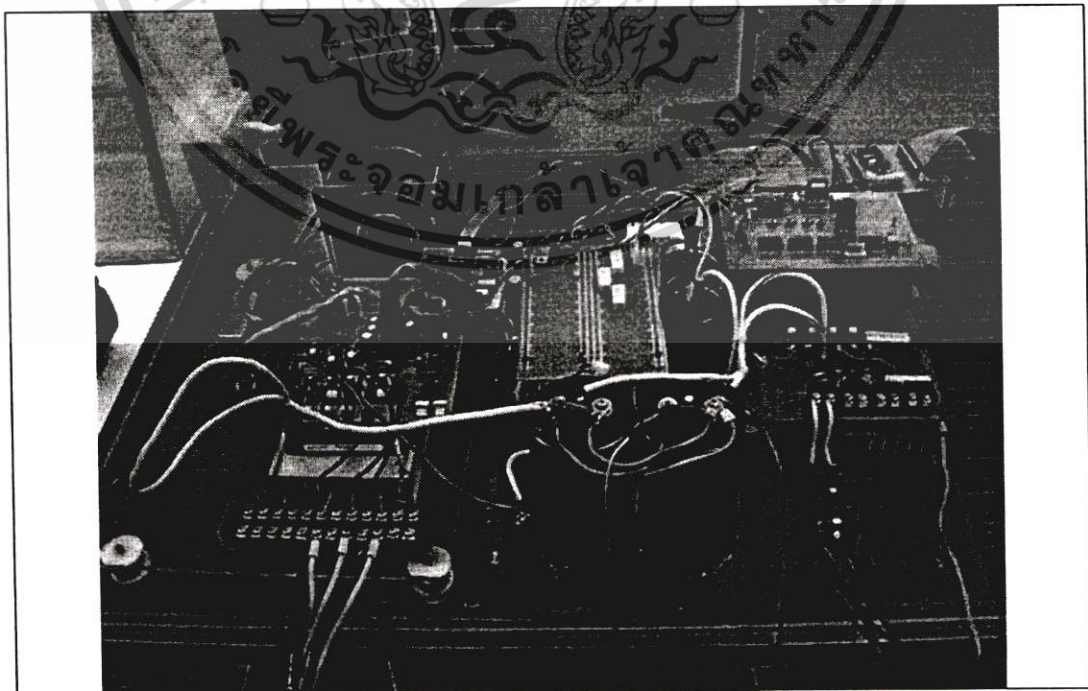
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

ภาพโดยรวมของโครงการวิจัย

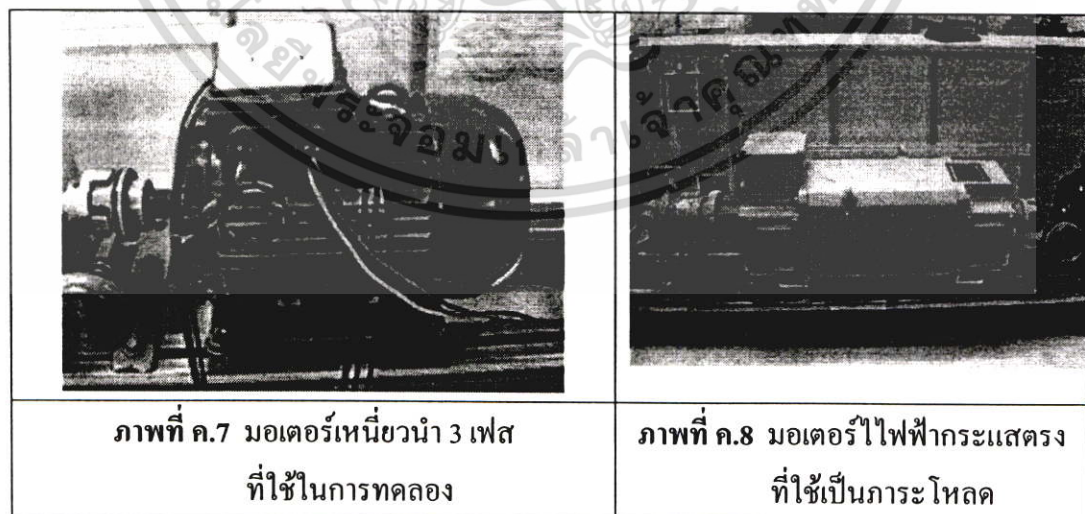
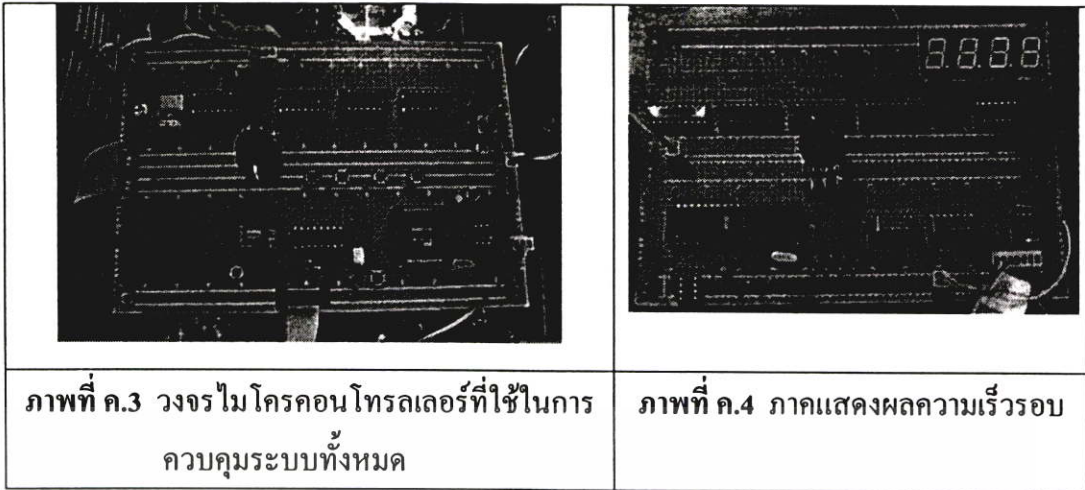


ภาพที่ ค.1 ภาพโดยรวมของวงจรทั้งหมด

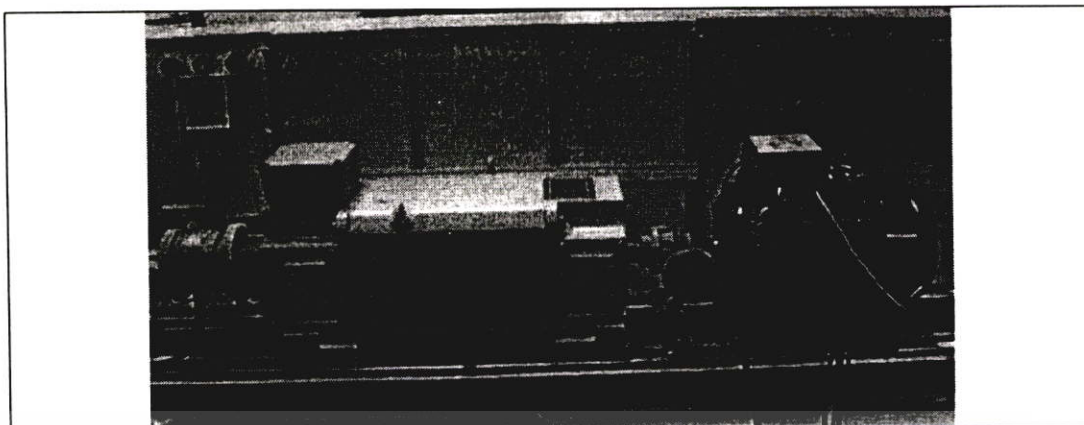


ภาพที่ ค.2 วงจรควบคุมและวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในองค์กรเพียงอย่างเดียว ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ ค.9 การเชื่อมต่อระหว่างมอเตอร์เหนี่ยวนำ และภาระ โหลด



ภาพที่ ค.10 คอนเวอเตอร์ของบริษัทซีเมนส์ SIMOVIS V5.3.1
ที่ใช้ควบคุมมอเตอร์กระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในงานประชุมวิชาการ

1. C. Joochim and V. Kinnares, "High Efficiency Control of 3 Phase Induction Motors Based on Optimum Slip Frequency", International Symposium on Communications and Information Technologies., 3-5 September 2003.
2. ชานินทร์ จูฉิม, อาทิตย์ ตีระณปัญญากรณ์ และ วิจิตร กิณเรศ, "การคำนวณกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลลิปเหมาะสมเมื่อคำนึงถึงผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง และปรากฏการณ์ทางผิว", ประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 6-7 พฤศจิกายน 2546.

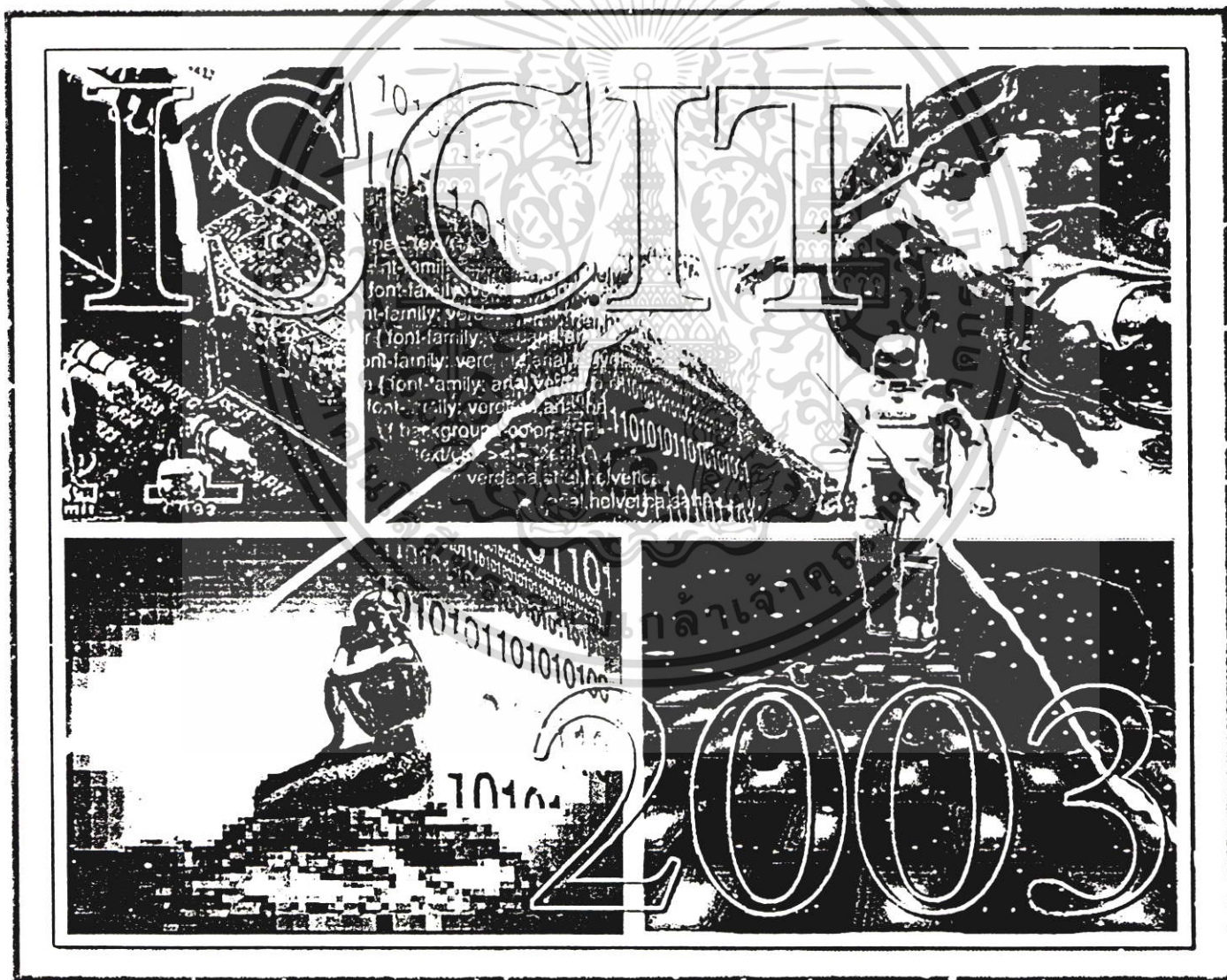


Volume II Proceedings

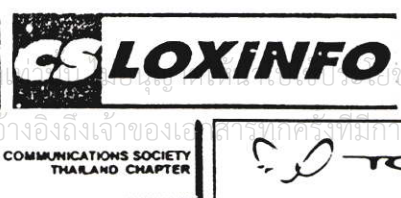
The Third International Symposium
on Communications and Information Technologies

September 3-5, 2003

BP Samila Beach Hotel and Resort, Songkhla, Thailand



ISBN 974-644-437-9



High Efficiency Control of 3 Phase Induction Motors Based on Optimum Slip Frequency

C. Joochim and V. Kinnares

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's
Institute of Technology Ladkrabang Bangkok 10520, Thailand.
Phone: (662) 737-3000 Ext. 3519
Email: kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents an efficiency improvement of three-phase induction motor drive with closed-loop speed feedback based on an optimum slip frequency control. The performance comparison of the proposed control and conventional constant V/Hz control in terms of loss, efficiency and efficiency gain has been made. Additionally, the performance calculation using MATLAB program is given. In the experiment, sinusoidal PWM voltage source inverter controlled by microcontroller MCS-51 is used. The results show that for the use of the optimum slip frequency control, the efficiency is improved.

Keywords: three-phase induction motor, optimum slip frequency, constant V/Hz, efficiency, sinusoidal PWM.

1. Introduction

In response to the rapidly increasing cost of energy, developments of adjustable speed drives for speed control of induction motors have been more and more investigated, especially PWM inverter supplied induction motors. Attention must also focus on ways of improving the efficiency of the drive system since operating cost savings accumulated by efficiency optimized operation may be substantial over the life cycle of the system.

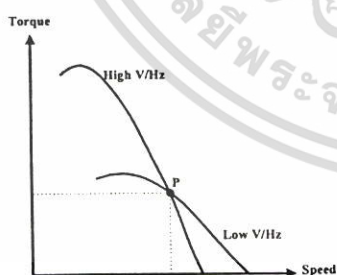


Fig. 1 Torque-speed characteristics for operation at point P

Fig. 1 shows the torque-speed curves of adjustable-speed induction motor drive with high and low V/Hz ratio. Each voltage-frequency pairing defines a particular motor torque-speed characteristic passing through the specified operating point P but the efficiency may vary widely [1]. If the voltage supplied to motor is high (high V/Hz), then the iron losses are large. If the voltage is low (low V/Hz), the iron loss is reduced whereas the copper losses may rise unduly. Therefore, there is an optimum voltage and frequency

(iron losses equal to copper losses) which gives the specified torque and speed with maximum efficiency. The constant V/Hz control of closed-loop inverter-fed drives can take advantage of the speed feedback signal for use in control of the inverter frequency to assure a constant rotor frequency (slip frequency) at each load condition [2]. However, the slip frequency generated by the above control method doesn't give the high motor efficiency in every operating condition [1]. At light load, higher efficiency will be achieved with a reduced voltage by controlling the slip frequency held to an optimum value, as compared with the conventional constant V/Hz control. The motor flux from the latter approach is greater than necessary for the development of the required torque [3], and losses are high, resulting in a motor efficiency which is less than optimum.

For this reason, the optimum slip frequency control of three-phase induction motor drive with closed-loop speed feedback is presented in order to offer the efficiency improvement while a rotor speed is held to constant value, same as usual constant V/Hz operation.

2. Losses of an induction motor

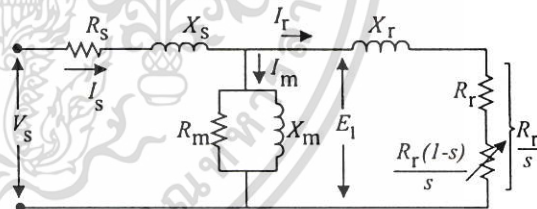


Fig. 2 Per phase equivalent circuit

where:

- V_s : motor terminal voltage
- I_s : stator current
- R_s : stator resistance
- X_s : stator leakage reactance
- X_m : magnetizing reactance
- R_m : iron loss reactance
- E_1 : air-gap voltage
- I_r : rotor current
- R_r : rotor resistance
- X_r : rotor leakage reactance
- I_m : magnetizing current
- s : slip

Induction motor losses can be sub-divided into three major categories, according to their source and physical mechanism, which are iron losses, copper losses and mechanical losses. A power-flow equation [4] of induction motor is given by

$$P_{in} = P_{iron} + P_{cu-stat} + P_{cu-rot} + P_{mech} + P_{out} \quad (1)$$

where:

P_{in} : power input to the motor

P_{iron} : iron losses

$P_{cu-stat}$: stator copper losses

P_{cu-rot} : rotor copper losses

P_{mech} : mechanical losses

P_{out} : mechanical power output

2.1 Iron losses (P_{iron})

The iron losses are generally accepted as being the sum of the hysteresis losses and the eddy current losses in the stator and rotor, depending on flux distribution and supply frequency [5]. The iron losses can be described by the following expression:

$$P_{iron} = P_h + P_e \quad (2)$$

$$P_{iron} = \beta_h f \phi^2 + \beta_e f^2 \phi^2 \quad (3)$$

$$P_{iron} = \left(\frac{\beta_h}{f} + \beta_e \right) f^2 \phi^2 \quad (4)$$

where:

P_h : hysteresis losses

P_e : eddy current losses

β_h : hysteresis loss coefficient

β_e : eddy current loss coefficient

ϕ : flux

f : supply frequency

2.2 Stator copper losses ($P_{cu-stat}$)

The stator copper losses can be simply calculated by

$$P_{cu-stat} = 3R_s I_s^2 \quad (5)$$

For motors from 1 to some kW, the eddy current effects in stator windings can be neglected.

2.3 Rotor copper losses (P_{cu-rot})

The rotor copper losses can be calculated by

$$P_{cu-rot} = 3R_r I_r^2 \quad (6)$$

2.4 Mechanical losses (P_{mech})

The mechanical losses consist of the friction and windage losses, which are usually dependent only upon shaft speed and temperature. The friction will be relatively constant once the bearings are warmed up. The windage losses will generally vary with cube of speed. However, it is likely to be assumed constant over a wide range of operating conditions for calculating motor performance when operation is from a fixed frequency supply.

3. Optimum slip frequency method

The optimum slip frequency can be controlled by adjusting rotor frequency in a manner that minimizes input power while maintaining a particular torque-speed load point. Consequently, the motor efficiency is considerably high.

3.1 Operation at optimum slip frequency

From the conventional equivalent circuit shown in Fig. 2, the gross mechanical power output, including windage and friction losses, is

$$P_{out} = 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s} \quad (7)$$

The corresponding electrical power input to the motor is

$$P_{in} = 3I_s^2 R_{in} \quad (8)$$

where R_{in} is the resistive part of the input impedance (thevenin impedance). Hence, electrical efficiency is given by

$$\eta = \frac{I_r^2 R_r (1-s)/s}{I_s^2 R_{in}} \quad (9)$$

From equation (9), it can be observed that, the motor efficiency can be controlled by varying slip. Thus, on differentiating with respect to s , and equating to zero, an expression is obtained for the slip which yields maximum efficiency, can be written as

$$\frac{d\eta}{ds} = \frac{I_r^2 R_r (1-s)/s}{I_s^2 R_{in}} \quad (10)$$

After some approximation [1], this analysis yields the optimum slip

$$s_{opt} = \frac{R_r}{X_m + X_r} \sqrt{\frac{1+A}{1+(R_r/R_s)}} \quad (11)$$

where: $A = \frac{X_m^2}{(R_r \times R_m)}$

The optimum slip s_{opt} determines the optimum rotor frequency, i.e. optimum slip frequency $f_{sl,opt}$, as follows

$$f_{sl,opt} = f_s s_{opt} = \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \sqrt{\frac{1 + A}{1 + (R_r/R_s)}} \quad (12)$$

where f_s is the stator frequency. The optimum slip frequency is independent of load torque but depends on parameters of the induction motor equivalent circuit.

4. Calculation results

The method presented in this section uses MATLAB program [6] to calculate the performance of operation by referring to the equivalent circuit illustrated in Fig. 2. The motor parameters are the same as for the experimental results in order to verify the operation of three-phase induction motor drive based on the conventional V/Hz control and optimum slip frequency control. The comparative performance evaluation of both control schemes is as follows

4.1 Constant V/Hz control

From the calculation, it can be seen that the constant V/Hz control at full load ($N_r=1500$ rpm, $N_s=1420$ rpm, $f_{sl}=2.66$ Hz) results in the constant slip frequency along the frequency range. On the other hand, if the load is reduced, then the slip frequency will be proportionally decreased. The relationship between the slip frequency and stator frequency, can be expressed as

$$\text{Slip Frequency} = sf, \quad (13)$$

Using the above equation, the slip can be calculated to obtain the total losses and motor efficiency in three-dimensional form according to the torque and speed, as shown in Fig. 3 and 4, respectively. The total losses of the system will be high when the torque and speed are increased. At rated torque and speed (1 pu.), the motor efficiency will be reached the maximum value but it will be decreased as the torque and speed are reduced.

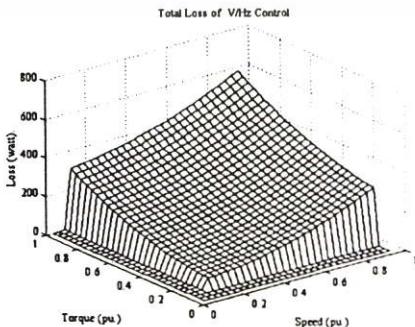


Fig. 3 Calculation result of the total losses generated by constant V/Hz control

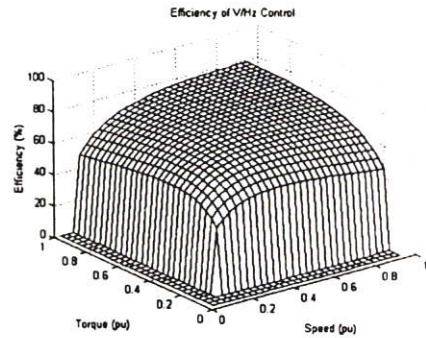


Fig. 4 Calculation result of the motor efficiency generated by constant V/Hz control

4.2 Optimum slip frequency control

The motor efficiency and total losses corresponding to the slip frequency at load torque 1 pu., can be observed from Fig.5 and 6, respectively.

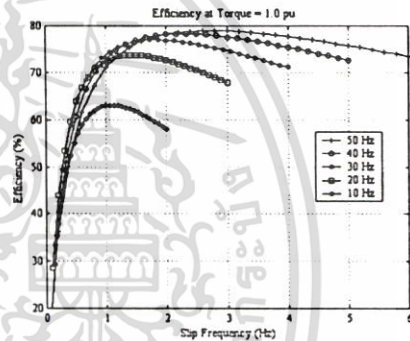


Fig. 5 Motor efficiency variation as a function of slip frequency

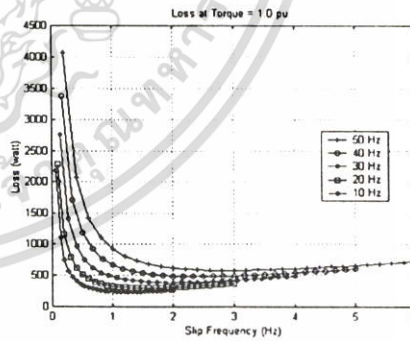


Fig. 6 Motor loss variation as a function of slip frequency

It can be seen that the slip frequency, which gives the maximum efficiency and minimum motor loss, varies with the supply frequency. For example, at 10 and 50 Hz, the slip frequencies that yield the maximum efficiency, are approximately 2.8 and 1.2 Hz, respectively. Therefore, If the optimum slip frequency is maintained to a constant value, the efficiency will be maximum. By using equation (11), the slip frequency for optimum efficiency is plotted in Fig. 7.

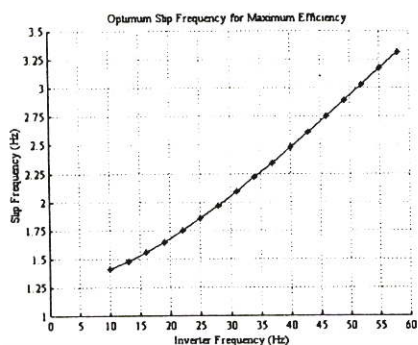


Fig. 7 Optimum slip frequency as a function of inverter frequency

From Fig. 7, the relationship between the slip frequency and inverter frequency in term of linear equation, can be approximated as

$$\text{Slip Frequency} = 0.041f_s + 0.749 \quad (14)$$

By combining equation (14) with equation (1) and (9), respectively, the total losses and motor efficiency can be illustrated in three dimensions, as shown in Fig. 8 and 9. Unlike the constant V/Hz control illustrated in Fig. 4, it can be noticed that the optimum slip frequency control, which yields the maximum efficiency, is not varied with the load conditions.

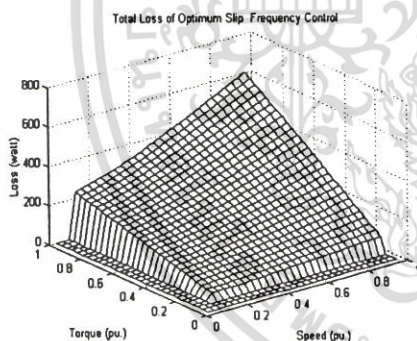


Fig. 8 Calculation result of the total losses generated by optimum slip frequency control

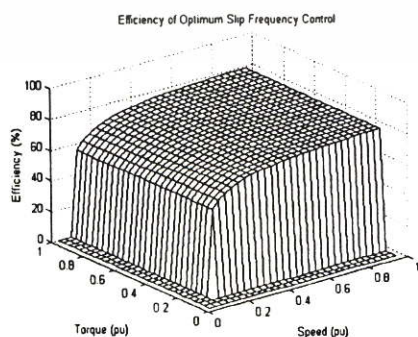


Fig. 9 Calculation result of the motor efficiency generated by optimum slip frequency control

4.3 Performance comparison of constant V/Hz and optimum slip frequency control

The calculation result of loss reduction in Fig. 10 is given by subtracting the calculation result of Fig. 8 from the result of Fig. 3 while the comparative performance in term of efficiency gain based on equation (15), is shown in Fig. 11.

$$\text{Eff Gain} = \frac{\text{Eff}_{(s_{opt})} - \text{Eff}_{(V/Hz)}}{\text{Eff}_{(s_{opt})}} \times 100 \quad (15)$$

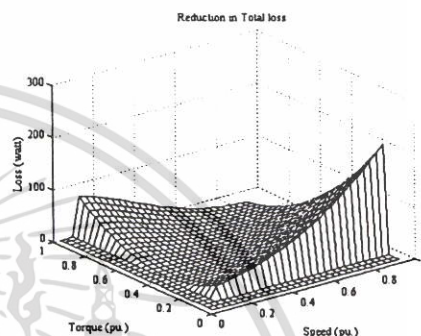


Fig. 10 Calculation result of loss reduction

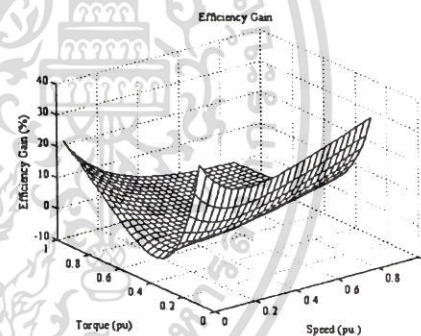


Fig. 11 Calculation result of efficiency gain

It can be observed from Fig. 10 and 11 that the optimum slip frequency operation offers the loss reduction resulted in higher efficiency, especially at light load, the motor efficiency gain is equal to 25 percent.

5. Experimental results

In order to verify the theoretical predictions, the operations of both control strategies have been tested with an experimental test rig system, as shown in Fig. 12. The experimental system consists of sinusoidal PWM voltage source inverter controlled by microcontroller MCS-51 [7], IGBT power module (rated at 15 A, 1200 V) and squirrel cage type motor. The motor parameters used in this study are 220/380 V, 8.7/5.0 A, Δ/Y, 2.2 kW, 1420 rpm, 4 poles, $R_s = 2.58 \Omega$, $R_r = 2.63 \Omega$, $R_m = 431.02 \Omega$, $X_m = 81.80 \Omega$, $X_s = 3.11 \Omega$, $X_r = 3.11 \Omega$. An abbreviated flow chart of the controller program is displayed in Fig. 13 to give an understanding of the controller logic.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

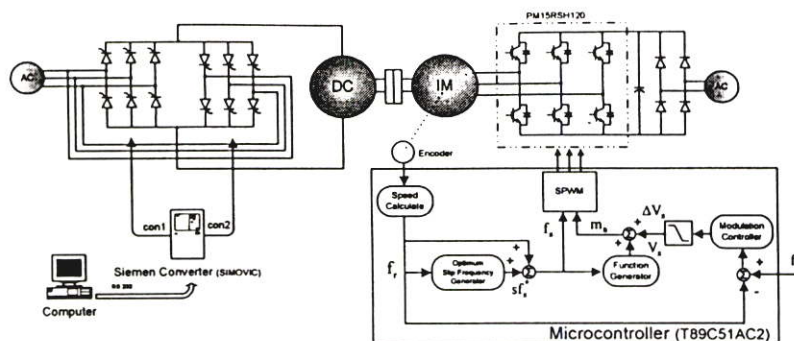


Fig. 12 Experimental test rig system

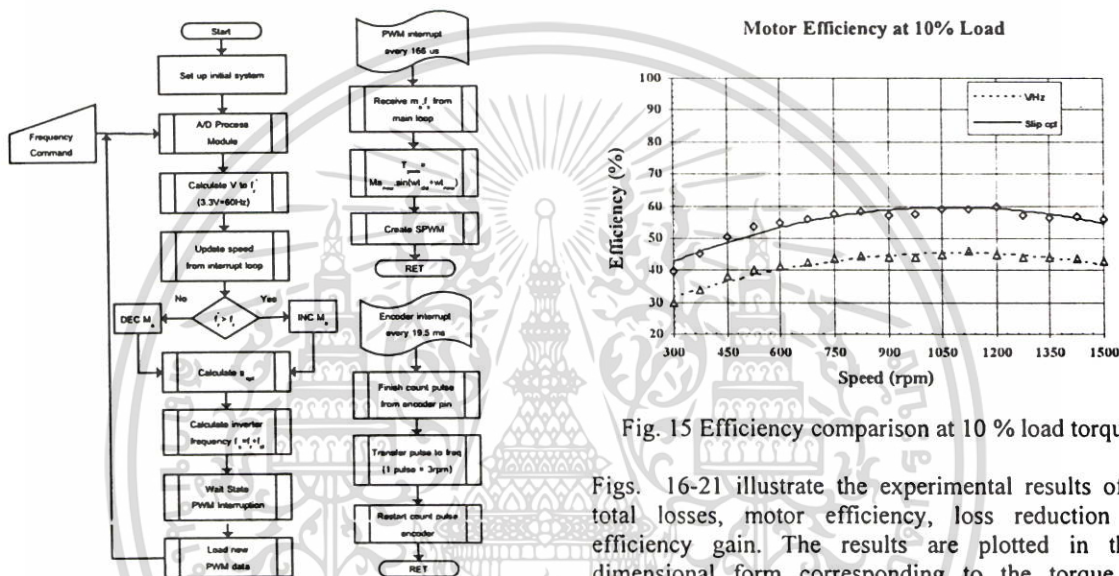


Fig. 13 Flow chart of controller program

Figs. 14 and 15 show the comparison of constant V/Hz and optimum slip frequency control for the motor efficiency variation with speed at 50% and 10% of rated load torque, respectively obtained from the experiment. These experimental results are characterized by curve fitting method using MATLAB program. From the figures, at light load, the optimum slip frequency control can offer the efficiency improvement but the efficiency of both control schemes is more closely at heavy load.

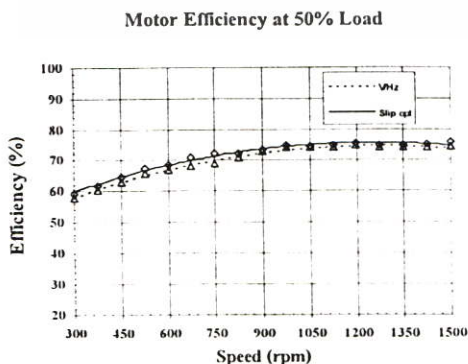


Fig. 14 Efficiency comparison at 50 % load torque

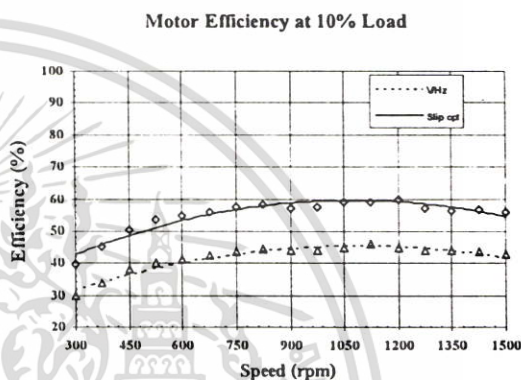


Fig. 15 Efficiency comparison at 10 % load torque

Figs. 16-21 illustrate the experimental results of the total losses, motor efficiency, loss reduction and efficiency gain. The results are plotted in three-dimensional form corresponding to the torque and speed. The experimental results validate the simulated performance except in a range of high torque (0.6-1 pu.) and low frequency (0-0.4 pu.), since it is out of control. This is due to the limitation of the motor insulation.

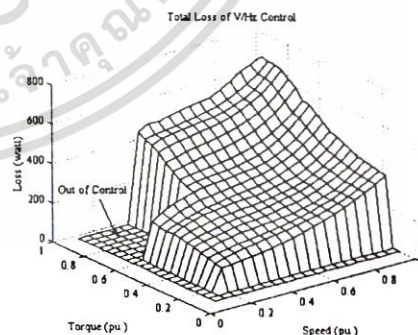


Fig. 16 Experimental result of the total losses generated by constant V/Hz control

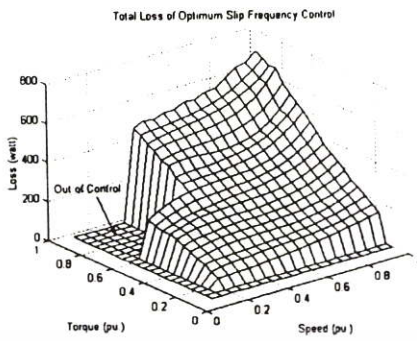


Fig. 17 Experimental result of the total losses generated by optimum slip frequency control

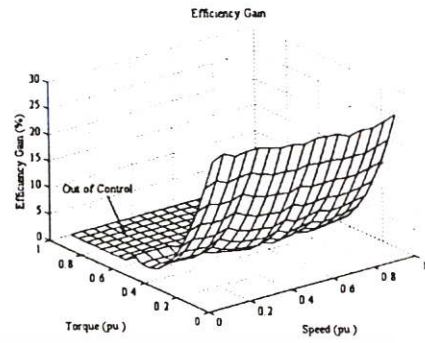


Fig. 21 Experimental result of efficiency gain

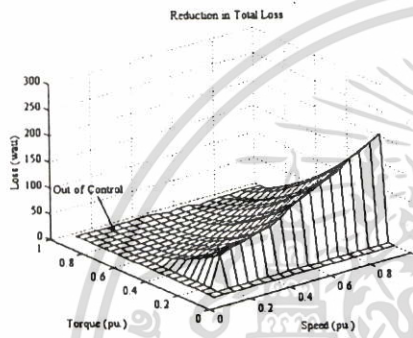


Fig. 18 Experimental result of loss reduction

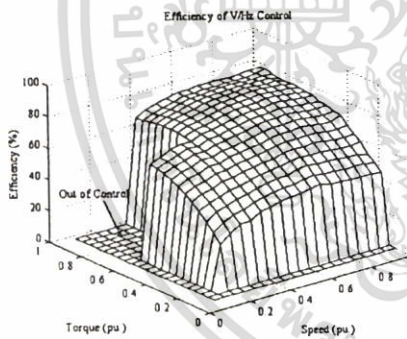


Fig. 19 Experimental result of the motor efficiency generated by constant V/Hz control

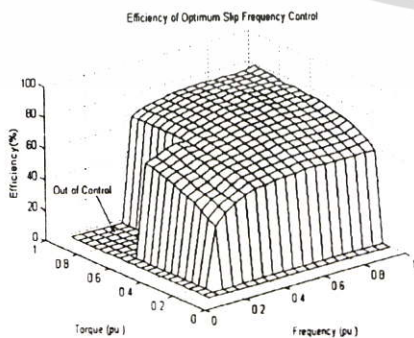


Fig. 20 Experimental result of the motor efficiency generated by optimum slip frequency control

6. Conclusions

The investigation has shown that the efficiency improvement is found for the application of the optimum slip frequency control, as compared with the usual constant V/Hz control, especially at light load condition. The optimum slip frequency operation at maximum motor efficiency depends basically on the motor parameters and supply frequency, independently of load torque. But there is still a disadvantage of the motor parameters used to control, i.e. the parameters of motor must be exactly known before which is uncomfortable. In the future, if a development based on a parameter auto-tuning method of the induction motor is used, the control of system will be better.

7. References

- [1] J.M.D. Murphy and V.B. Honsinger, "Efficiency Optimization of Inverter-Fed Induction Motor Drives", in Conf. Rec. 1982 Annu. Meeting IEEE Ind. Appl. Soc. pp.544-552.
- [2] Parviz Famouri and Jimmie J. Cathey. "Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive.," IEEE Trans. On Industry Applications, vol.27, No. 1, January/February 1991.
- [3] Mohan, Underland and Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design." Wiley International Editions, 1989.
- [4] Ick Choy, Soon H. Kwon, J.Y. Choi, J.W. Kim and K.B. Kim, "On-Line Efficiency Optimization Control of a Slip Angular Frequency Controlled Induction Motor Drive Using Neural Networks" IEEE IECON 22 nd International Conference on, Vol. 2, Aug 1996, pp1216-1221.
- [5] S. Wahsh and M. El-Bakry, "Additional Core Losses in Induction Machines with PWM Inverter", ETEP, Vol. 1, No.4, July/August 1991, pp.189-193.
- [6] Duane Hanselman and Bruce Little field, "The Student Edition of MATLAB." PRENTICE HALL, 1997.
- [7] Microcontroller Products, "T89C51AC2 User's Manual", ATMEL.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 26th Electrical Engineering Conference

Volume II

สาขาบทความ

- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และ
เทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)



Seagate
We turn on ideas



ABB



6-7 พฤศจิกายน 2546

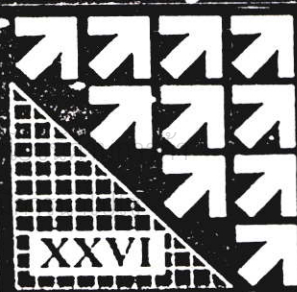
โรงแรมโกลเด้นแลนด์ ซะอำ จ.เพชรบุรี

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

E
E
C
C
O
N



การคำนวณกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม เมื่อคำนึงถึงผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงและปรากฏการณ์ทางผิว

A Calculation of Induction Motor Loss Based on Optimum Slip Frequency Control Including Stray Load Loss and Skin Effect

ชานินทร์ จุณิม อาทิตย์ ตีระณปัญญารักษ์ วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร 0-2737-3000 ต่อ 3519 E-mail: kkwijit@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้กล่าวถึงการคำนวณการลดกำลังงานสูญเสียของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ด้วยวิธีการควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม (Optimum Slip Frequency) ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ (Constant V/Hz) แบบเดิม ในการคำนวณได้พิจารณาถึงกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกสลับในตัวมอเตอร์ที่เกิดจากสัญญาณไซน์ พี คับบลิว เอ็ม พร้อมทั้งอธิบายกลไกของการเกิดกำลังงานสูญเสียโดยใช้วงจรสมมูลของมอเตอร์ซึ่งคิดผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงและปรากฏการณ์ทางผิว ผลที่ได้จากการคำนวณแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่ลดลงภายในตัวมอเตอร์หลังจากใช้การควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

Abstract

This paper describes a calculation of loss minimization of induction motor drive based on an optimum slip frequency control. The comparison of the proposed control and conventional constant V/Hz control has been made. In the calculation, the motor losses due to harmonic voltages associated with PWM technique are evaluated. Also, the loss mechanisms are explained on the basis of an equivalent circuit including the effect of stray load losses and skin effect correction. The results show that for the use of the optimum slip frequency control, the motor losses are reduced.

1. คำนำ

เนื่องจากการใช้จ่ายในการใช้พลังงานมีแนวโน้มสูงขึ้นเรื่อยๆ การค้นคว้าเพื่อพัฒนาระบบแปรรูปพลังงานจึงเป็นเรื่องที่ค่อนข้างถึงมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการพัฒนาระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนใหญ่มีจุดประสงค์หลักในเรื่องของช่วงความเร็วรอบที่กว้าง ให้ผลตอบสนองต่อแรงบิดโหลดที่ดี แต่การทำให้ประสิทธิภาพ

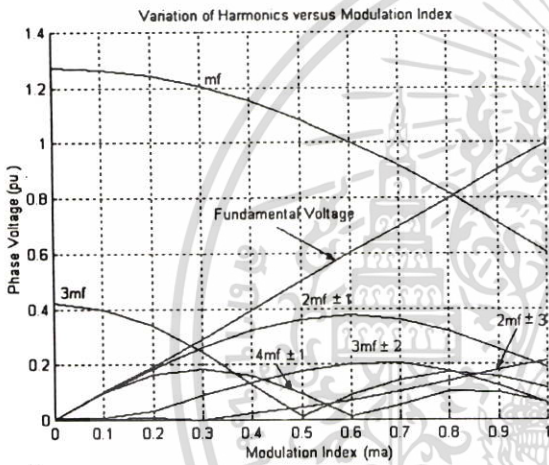
ของระบบสูงขึ้นก็เป็นสิ่งที่ต้องให้ความสำคัญด้วย เนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งมีสาเหตุมาจากแหล่งจ่ายแรงดันหรือกระแสไม่บริสุทธิ์ของอินเวอร์เตอร์แบบ พี คับบลิว เอ็ม (PWM) ที่ประกอบด้วยแรงดันฮาร์มอนิกสลับนั้นเป็นสาเหตุสำคัญอันหนึ่งที่ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์มีค่าลดลง [1] ซึ่งในปัจจุบัน การศึกษาถึงผลของกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกสลับยังไม่เป็นที่เข้าใจกันมากนัก โดยส่วนใหญ่จะคิดเฉพาะกำลังงานสูญเสียในตัวนำ แต่สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ที่มีความถี่สวิตชิ่งสูง ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นจะมีผลต่อกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก กำลังงานสูญเสียโหลดแฝง (Stray Load Loss) และปรากฏการณ์ทางผิว (Skin Effect)

สำหรับการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ซึ่งนิยมนำใช้กันโดยทั่วไปนั้น ระบบสามารถรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ได้ โดยการควบคุมให้ค่าไฟในโรเตอร์ (ความถี่สลิป) มีค่าคงที่ในแต่ละสภาวะโหลดแต่ความถี่สลิปซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบนี้ไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีค่าสูงในทุกๆสภาวะการทำงาน ในสภาวะโหลดเบาการลดแรงดันลง (V/Hz ลดลง) โดยการควบคุมความถี่สลิปให้มีค่าที่เหมาะสมสามารถทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มสูงขึ้นได้เมื่อเทียบกับวิธีการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ทั้งนี้เนื่องมาจากหลักการควบคุมแบบคงค่าแรงดันต่อความถี่ในสภาวะโหลดเบาจะมีค่ามากเกินไปสำหรับแรงบิดที่ต้องการส่งผลให้กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าสูง ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำกว่าที่ควรจะเป็น

ดังนั้นบทความนี้จึงได้นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสมเพื่อลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยคำนึงถึงผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงและปรากฏการณ์ทางผิวเนื่องจากแรงดันฮาร์มอนิกสลับต่างๆ เพื่อให้เข้าใจถึงกลไกของกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์ พี คับบลิว เอ็ม ได้ถูกต้องมากยิ่งขึ้น

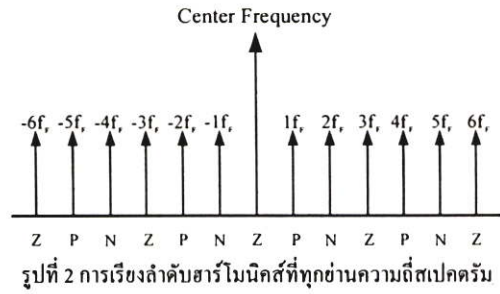
2. การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไม่ เป็นรูปคลื่นไซน์

การเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันฮาร์โมนิกของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม เทียบกับดัชนีการมอดูเลต (m_a) ที่เปลี่ยนไปดังรูปที่ 1 แสดงให้เห็นว่ากลุ่มฮาร์โมนิกที่มีความถี่สวิทช์ (m_f) และจำนวนเท่าของความถี่สวิทช์ (nm_f) นั้นมีกลุ่มฮาร์โมนิกสำคัญซึ่งทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียเพิ่มขึ้นจากแรงดันมูลฐาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่กลุ่มความถี่สวิทช์อันดับ 1 (m_f) จากรูปจะเห็นได้ว่าขนาดของแรงดันฮาร์โมนิกในช่วงดัชนีการมอดูเลตค่ากว่า 0.8 นั้นมีค่ามากกว่าขนาดของแรงดันมูลฐานซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้กำลังงานสูญเสียภายในตัวมอเตอร์เพิ่มขึ้น



รูปที่ 1 แรงดันฮาร์โมนิกเทียบกับดัชนีการมอดูเลตที่ได้จากการคำนวณ

องค์ประกอบและลำดับของแรงดันฮาร์โมนิกในทุกย่านความถี่ที่เกิดจากแหล่งจ่ายแรงดันแบบ พี ดับบลิว เอ็ม แสดงดังรูปที่ 2 ซึ่งทุกๆ ค่าแห่ง $m_f \pm 3K$ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กลำดับศูนย์ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อสนามแม่เหล็กในตัวมอเตอร์ สำหรับสนามแม่เหล็กที่เป็นลำดับบวกนั้นเกิดจากฮาร์โมนิกลำดับที่ $m_f + [3K + 1]$ และ $m_f - [3K + 2]$ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กฮาร์โมนิกที่หมุนไปในทิศทางเดียวกับความถี่มูลฐาน (Forward Rotating Harmonic Field) ส่งผลให้เกิดแรงบิดเสริมกับแรงบิดที่ความถี่มูลฐานเล็กน้อย ส่วนที่เป็นลำดับลบจะเกิดจากฮาร์โมนิกลำดับที่ $m_f + [3K + 2]$, $m_f - [3K + 1]$ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กฮาร์โมนิกที่หมุนไปในทิศทางตรงกันข้ามกับความถี่มูลฐาน (Backward Rotating Harmonic Field) และมีผลทำให้เกิดแรงบิดต้านกับแรงบิดที่ความถี่มูลฐานเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 2 การเรียงลำดับฮาร์โมนิกที่ทุกย่านความถี่สเปคตรัม

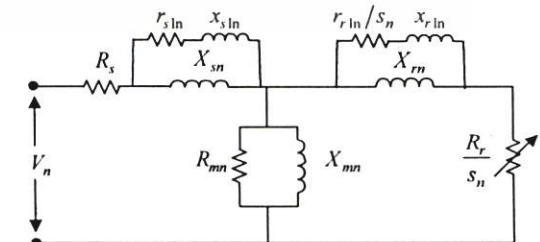
- เมื่อ Z คือ การเรียงลำดับศูนย์ (Zero Sequence)
- P คือ การเรียงลำดับบวก (Positive Sequence)
- N คือ การเรียงลำดับลบ (Negative Sequence)

สำหรับค่าสลิปที่เกิดจากฮาร์โมนิกตำแหน่งต่าง ๆ นั้นมีค่าเท่ากับ $s_n = 1 \pm (1-s)/n$ เมื่อ S คือค่าสลิปที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งสลิปฮาร์โมนิกลำดับบวกมีค่าเท่ากับ $s_n = 1 - (1-s)/n$ ส่วนสลิปฮาร์โมนิกลำดับลบมีค่าเท่ากับ $s_n = 1 + (1-s)/n$ ค่าสลิปฮาร์โมนิกในแต่ละอันดับจะแปรเปลี่ยนไปตามลำดับฮาร์โมนิกของแต่ละกลุ่มความถี่ โดยที่ค่าฮาร์โมนิกอันดับสูงๆ ค่าสลิปฮาร์โมนิกสามารถถูกกำหนดให้เป็น 1 ได้ ตารางที่ 1 แสดงให้เห็นตำแหน่งฮาร์โมนิกที่สัมพันธ์กับลำดับและสลิปฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำ [2]

ตารางที่ 1 ลำดับเฟสของแรงดันฮาร์โมนิกและสลิปฮาร์โมนิก

Sequence	ตำแหน่งอันดับฮาร์โมนิก	ตำแหน่งสลิปฮาร์โมนิก
Zero	$m_f \pm 3K$	-
Positive	$m_f + [3K + 1]$, $m_f - [3K + 2]$	$1 - \frac{(1-s)}{n}$
Negative	$m_f + [3K + 2]$, $m_f - [3K + 1]$	$1 + \frac{(1-s)}{n}$

3. กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อคิดผล ของฮาร์โมนิก



รูปที่ 3. วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่คิดผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงและปรากฏการณ์ทางผิว

เมื่อ

- V_n = แรงดันอินพุตที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- R_s = ความต้านทานต่อเฟสด้านสเตเตอร์
- X_{sn} = รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสเตเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- X_{rn} = รีแอกแตนซ์รั่วไหลของโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- X_{mn} = รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสนามแม่เหล็กที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- R_{mn} = ความต้านทานของแกนเหล็กที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- R_r = ความต้านทานต่อเฟสด้านโรเตอร์
- s_n = สลิปที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- $r_{s,ln}$ = ความต้านทานที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงด้านสเตเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- $x_{s,ln}$ = รีแอกแตนซ์ที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนด้านสเตเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- $r_{r,ln}$ = ความต้านทานที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงด้านโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับ n
- $x_{r,ln}$ = รีแอกแตนซ์ที่เป็นผลของกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนด้านโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกอันดับ n

วงจรมูลรูปที่ 3 เป็นวงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่สามารถใช้ในการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆ โดยคิดผลที่เกิดจากกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง (Stray Load Loss) และปรากฏการณ์ทางผิว (Skin Effect) ด้วย ซึ่งพารามิเตอร์ที่เพิ่มขึ้นคือค่ารีแอกแตนซ์ $x_{s,ln}$ และ $x_{r,ln}$ ที่เป็นผลจากกระแสไหลวน (Eddy Current) โดยมีค่าประมาณ 5% ของค่ารีแอกแตนซ์ X_{sn} และ X_{rn} ตามลำดับ [3] ส่วนค่าความต้านทาน R_{lsn} และ R_{lrn} นั้นเป็นผลจากกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงที่สเตเตอร์ (Stator Stray Load Loss) และกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงที่โรเตอร์ (Rotor Stray Load Loss) ซึ่ง R_{lsn} และ R_{lrn} สามารถหาได้จาก

$$R_{lsn} = R_{lsb} \frac{f_n (1 + K_i f_b)}{f_b (1 + K_i f_n)} \tag{1}$$

$$R_{lrn} = R_{lrb} \frac{s_n f_n (1 + K_i s_b f_b)}{s_b f_b (1 + K_i s_n f_n)} \tag{2}$$

เมื่อ

- K_i = อัตราส่วนของสัมประสิทธิ์กระแสไหลวนกับฮิสเตอร์รีซิส
- f_n = ความถี่ฮาร์โมนิกที่อันดับ n
- f_b = ความถี่ฐาน

ค่าความต้านทาน R_{lsb} และ R_{lrb} แทนถึงกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ที่ความถี่ฐาน ตามลำดับ ค่า R_{lsb} และ R_{lrb} สามารถหาได้จากการทดสอบในช่วงการทำงานของรูปคลื่นไซน์ที่สถานะโหลดปกติ

สำหรับกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กนั้นประกอบด้วยกำลังงานสูญเสียจากฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Loss) และกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) กำลังงานสูญเสียทั้ง 2 ส่วนนี้จะแปรผันตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟซึ่งกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กที่สเตเตอร์สามารถหาได้จากสมการ

$$P_{iron-s} = f_s \phi^2 + K_i f_s^2 \phi^2 \tag{3}$$

เมื่อ f_s คือ ความถี่ที่สเตเตอร์ และ ϕ คือ ฟลักซ์ร่วม (Mutual Flux) ส่วนกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กที่โรเตอร์สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_{iron-r} = f_r \phi^2 + K_i f_r^2 \phi^2 \tag{4}$$

เมื่อ ความถี่ที่โรเตอร์ $f_r = s f_s$ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กคือ

$$P_{iron} = P_{iron-s} + P_{iron-r} = E_n^2 / R_{mn} \tag{5}$$

เมื่อ E_n คือ แรงดันในช่องอากาศที่ดัดกรอบ R_{mn} ค่าความต้านทานของแกนเหล็กสามารถหาได้จาก

$$R_{mn} = \frac{1}{k_c \left[\left(\frac{1+s_n}{n f_s} \right) + K_i (1+s_n^2) \right]} \tag{6}$$

เมื่อ k_c คือ ค่าคงที่ซึ่งเกิดจากคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้ในการทำมอเตอร์ โดยจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่

4. การควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสม

การควบคุมแบบความถี่สลิปเหมาะสมเป็นการควบคุมให้ความถี่ไฟในโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ซึ่งทำให้มอเตอร์ได้รับกำลังงานที่เหมาะสมในทุกๆสถานะการทำงาน ส่งผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าสูง

4.1 การคำนวณหาค่าสลิปเหมาะสม

พิจารณาจรมูลรูปแสดงในรูปที่ 3 กำลังงานเอาต์พุตทางกลรวมของมอเตอร์ซึ่งรวมกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านทานทางลมด้วยนั้นหาได้จาก

$$P_{out} = 3I_r^2 R_r \frac{(1-s)}{s} \quad (7)$$

เมื่อ s คือสลลิปและ I_r คือกระแสต่อเฟสทางด้านโรเตอร์ที่เข้ามายังทางสเตเตอร์ส่วนกำลังงานอินพุตของมอเตอร์เห็นขั้วนำหาได้โดย

$$P_{in} = 3I_s^2 R_m \quad (8)$$

เมื่อ R_m คือความต้านทานภายในที่มองเข้าไปของวงจรมอเตอร์รูปที่ 3 (ความต้านทานเทวินิน) และ I_s คือกระแสต่อเฟสทางด้านสเตเตอร์ ดังนั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\eta = \frac{I_r^2 R_r (1-s)/s}{I_s^2 R_m} \quad (9)$$

จากสมการ 9 เห็นได้ว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์สามารถถูกควบคุมได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าสลลิป ดังนั้นจึงนำสมการ 9 มาทำการดิฟเฟอเรนเชียลอนุพันธ์ของประสิทธิภาพเทียบกับอนุพันธ์ของสลลิปให้มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อแก้สมการหาค่าสลลิปที่ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าสูงสุด แสดงได้ดังสมการ 10

$$\frac{d\eta}{ds} = \frac{I_r^2 R_r (1-s)/s}{I_s^2 R_m} \quad (10)$$

หลังจากที่ได้ทำการประมาณและวิเคราะห์แล้ว [4] สามารถหาค่าสลลิปเหมาะสม (Optimum Slip, s_{opt}) ได้ดังนี้

$$s_{opt} = \frac{R_r}{X_m + X_r} \sqrt{1 + (R_r/R_s)} \quad (11)$$

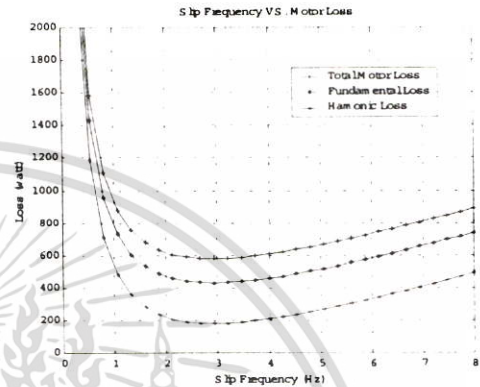
เมื่อ $A = \frac{X_m^2}{(R_r \times R_m)}$

ดังนั้นความถี่ไฟในโรเตอร์เหมาะสมหรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าความถี่สลลิปเหมาะสม (Optimum Slip Frequency, $f_{sl,opt}$) สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{sl,opt} = f_s s_{opt} = \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \sqrt{1 + (R_r/R_s)} \quad (12)$$

เมื่อ f_s คือความถี่ไฟทางด้านสเตเตอร์ ค่าความถี่สลลิปเหมาะสมจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามแรงบิดโหลด โดยขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์เป็นหลัก

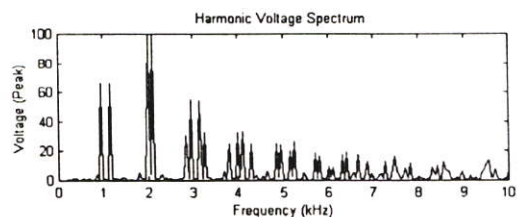
5. ผลการคำนวณและเปรียบเทียบ



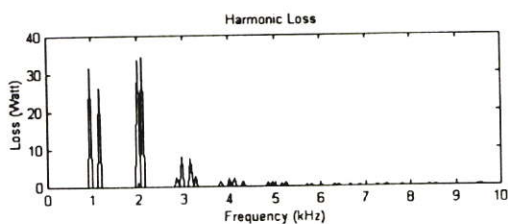
รูปที่ 4 กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เทียบกับความถี่สลลิป

การปฏิบัติงานที่จุดประสิทธิภาพสูงสุดของมอเตอร์เห็นขั้วนำโดยการใช่วงจรมอเตอร์รูปที่ 3 สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 4 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความถี่มูลฐานและกำลังงานสูญเสียจากฮาร์โมนิกส์เทียบกับความถี่สลลิป เห็นได้ว่าความถี่สลลิปนั้นเป็นตัวแปรที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เปลี่ยนไป การปฏิบัติที่จุดประสิทธิภาพสูงสุดนั้นค่าความถี่สลลิปที่เหมาะสมจะมีเพียงจุดปฏิบัติการเดียว ถ้าความถี่สลลิปมีค่าเพิ่มขึ้นแรงดันมูลฐานจะมีค่าลดลง ส่งผลให้แรงดันฮาร์โมนิกส์และกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์ลดลง ซึ่งแรงดันที่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆจะมีค่าแปรผันตามแรงดันที่ความถี่มูลฐาน

รูปที่ 5 และ 6 แสดงสเปกตรัมแรงดันอินพุตของสัญญาณ ที่ ดับบลิวเอ็ม ซึ่งแสดงให้เห็นถึงค่าแรงดันมูลฐาน [5] โดยที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆสำหรับความถี่สวิทซ์ 1 kHz และกำลังงานสูญเสียในแต่ละอันดับฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการแทนค่าขนาดของสเปกตรัมแรงดันที่อันดับต่างๆ เห็นได้ว่าที่อันดับความถี่สูงกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกส์จะมีค่าน้อยเนื่องมาจากอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น



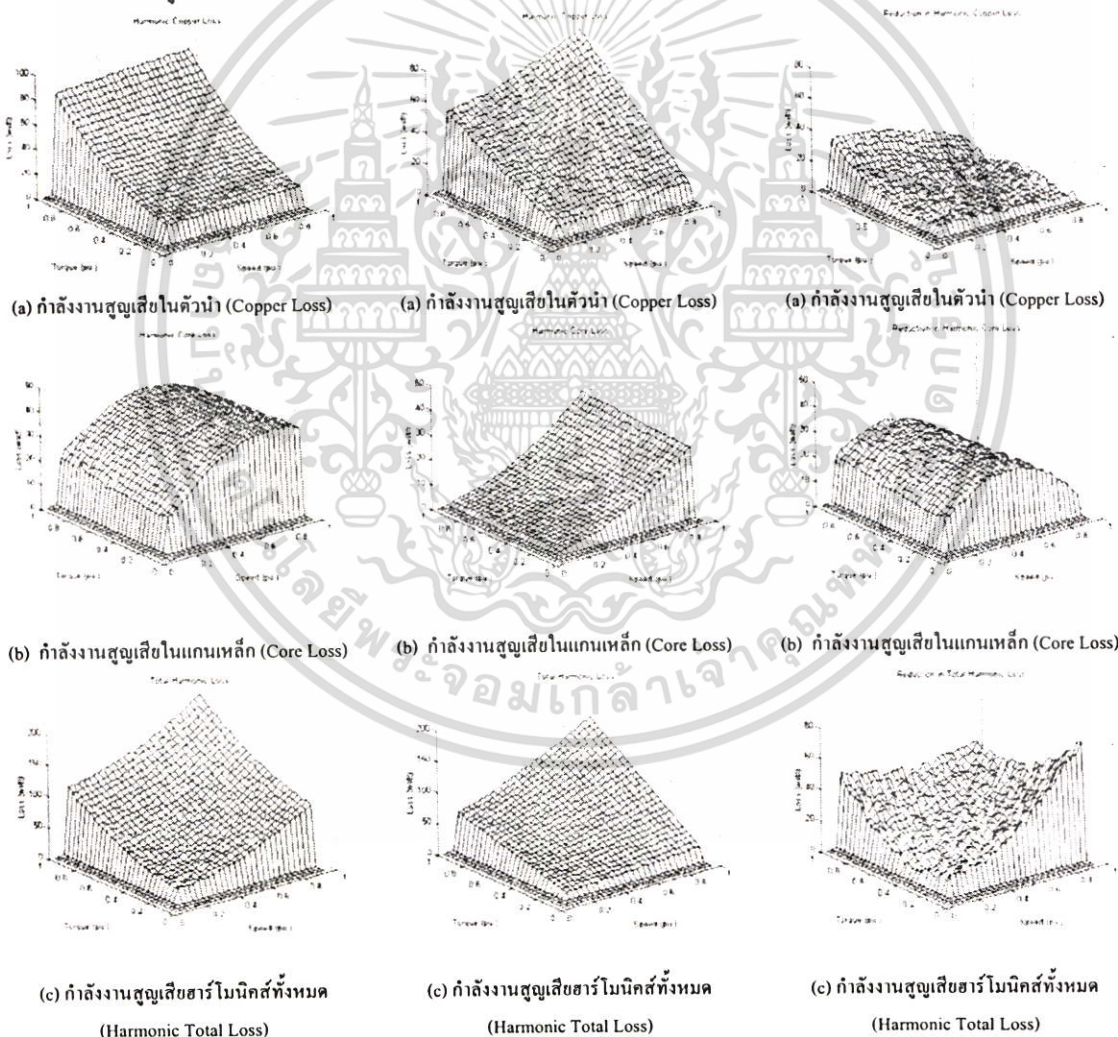
รูปที่ 5 สเปกตรัมแรงดันฮาร์โมนิกส์ $m_a = 0.8$, $f_s = 50$ Hz



รูปที่ 6 สเปกตรัมกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิก $m_a = 0.8, f_s = 50$ Hz

ผลการคำนวณรูปที่ 7-9 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ที่กับแบบความถี่สลับที่เหมาะสม ในเทอมของกำลังงานสูญเสียโหลดแฝง กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก และกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกทั้งหมด ที่เกิดจากองค์ประกอบของแรงดันฮาร์โมนิก โดยทำการพล็อตในรูปแบบของแผนภาพ 3 มิติ ที่แปรผันตามค่า

ความเร็วรอบและแรงบิด จากผลการเปรียบเทียบการควบคุมทั้งสองแบบพบว่า เทคนิคการควบคุมแบบความถี่สลับเหมาะสมจะให้กำลังงานสูญเสียโหลดแฝง กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็กและกำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดจากองค์ประกอบของแรงดันฮาร์โมนิกน้อยกว่าแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะโหลดเบา ส่วนที่สภาวะโหลดเท่ากันกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกจะลดลงมากขึ้นเมื่อความเร็วสูงขึ้น นอกจากนี้การลดลงของกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกจะช่วยลดกระแสฮาร์โมนิกที่ส่งผลให้การกระเพื่อมของแรงบิดลดลงไปด้วย ดังนั้นในช่วงโหลดเบาการควบคุมแบบความถี่สลับเหมาะสมสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดลงได้มาก



(a) กำลังงานสูญเสียในตัวนำ (Copper Loss) (a) กำลังงานสูญเสียในตัวนำ (Copper Loss) (a) กำลังงานสูญเสียในตัวนำ (Copper Loss)
 (b) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (Core Loss) (b) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (Core Loss) (b) กำลังงานสูญเสียในแกนเหล็ก (Core Loss)
 (c) กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกทั้งหมด (Harmonic Total Loss) (c) กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกทั้งหมด (Harmonic Total Loss) (c) กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกทั้งหมด (Harmonic Total Loss)

รูปที่ 7 กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกที่เกิดจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

รูปที่ 8 กำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกที่เกิดจากการควบคุมแบบความถี่สลับที่เหมาะสม

รูปที่ 9 การลดลงของกำลังงานสูญเสียฮาร์โมนิกเนื่องจากการเปรียบเทียบ

6. สรุป

จากผลการคำนวณได้แสดงให้เห็นว่า การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบความถี่สลิปเหมาะสมสามารถลดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ได้จริงโดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะโหลดเบา ซึ่งการวิเคราะห์กำลังงานสูญเสียเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ภายใต้เงื่อนไขของแรงดันอินพุตที่เป็นสัญญาณ พี ดับเบิลยู เอ็ม โดยเพิ่มผลของกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนและกำลังงานสูญเสียโหลดแฝงเข้าไปนั้น ทำให้เข้าใจถึงกลไกของการสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดียิ่งขึ้น



ลาดกระบัง

ชานินทร์ จุฒิม สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

7. ภาคผนวก

พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ความถี่มูลฐาน 50 Hz มีค่าดังนี้ 220/380 V, 8.7/5.0 A, Δ/Y , 2.2 kW, 1420 rpm, 4 poles, $R_s = 2.58 \Omega$, $R_r = 2.63 \Omega$, $R_m = 431.02 \Omega$, $L_m = 0.26$ H, $L_s = 9.89$ mH, $L_r = 9.89$ mH, $L_b =$ mH, $L_c =$ mH, $R_{cb} = R_{bc} = 10.44 \Omega$, $K_c = 0.000172$, $k_c = 0.057$



เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อาทิตย์ ศิริมปัญญาภรณ์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอม

8. เอกสารอ้างอิง

- [1] V.B. Honsinger, "Induction Motors Operating from Inverter", in Com Rec 1980 Annu.Meeting, IEEE Ind. Appl. Soc., pp 1276-1285.
- [2] Johan Hamman and Frederik S. Van Der Merwe, "Voltage Harmonics Generated by Voltage-Fed Inverters Using PWM Natural Sampling.", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.3, No.3 July 1988.
- [3] V. Kinnaree, S.Potivejkul and B. Sawetsakulanond, "Modified Harmonic Loss Model in PWM Fed Induction Machines.", IEEE Asia-Pacific Conference Circuit and System, November 24-27 1998, pp. 535-538, Chiangmai Thailand.
- [4] J.M.D. Murphy and V.B. Honsinger, "Efficiency Optimization of Inverter-Fed Induction Motor Drives", in Conf. Rec. 1982 Annu. Meeting IEEE Ind. Appl.Soc. pp.544-552.
- [5] Mohan, Underland and Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design." Wiley International Editions, 1989.



วิจิตร กิณเรศ สำเร็จการศึกษาระดับ วศบ. (เกียรตินิยมอันดับ 2), วศ.ม. จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังและ Ph.D. จาก University of Nottingham, UK. ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง งานวิจัยที่สนใจในด้าน Power Electronics and Electric Drives.

ประวัติผู้เขียน

นาย ชานินทร์ จูฉิม เกิดเมื่อวันที่ 8 พฤศจิกายน พ.ศ. 2520 ที่อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีการศึกษา 2542 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2547



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้