

การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อน
มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

DESIGN AND ANALYSIS OF A SWITCHED-MODE CONVERTER FOR
TWO-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES

ราชา อารีหะหมัด
RACHA AREEHAMAD

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1293-8

การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อน
มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

DESIGN AND ANALYSIS OF A SWITCHED-MODE CONVERTER FOR
TWO-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES

ราชา อารีหะหมัด
RACHA AREEHAMAD

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2547
ISBN 974-15-1298-8

DESIGN AND ANALYSIS OF A SWITCHED-MODE CONVERTER FOR
TWO-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVES

RACHA AREEHAMAD

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

2004

ISBN 974-15-1298-8

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สำหรับ ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส
นักศึกษา	นายราชา อารีหะหมัด
รหัสนักศึกษา	44611011
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการออกแบบและวิเคราะห์เพื่อสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์ ที่ต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไป โดยใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์การสวิตช์ ในส่วนของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอะแดปทีฟ พีดีบลิวเอ็ม ควบคุมการสวิตช์โดยมีการควบคุมแบบลูปปิดเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอและในส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมสวิตช์แบบไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์ โดยข้อดีของการออกแบบและวิเคราะห์วงจรดังกล่าวนี้สามารถที่จะสร้างและใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส โดยที่ทำให้รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์และตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง เมื่อสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับมอเตอร์และสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้เมื่อสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตติง

Thesis Title	Design and Analysis of a Switched-Mode Converter For Two - Phase Induction Motor Drives
Student	Mr. Racha Areehamad
Student ID	44611011
Degree	Master of Engineering
Programm	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents the design method and analysis of a single phase half bridge switch mode converter. The single phase half bridge switch mode converter operates with an inverter for two phase induction motor drive. The two phase induction motor is generated by separating main winding and auxiliary winding of the conventional single phase induction motor. The IGBT module is used as the switching device. The switch mode converter is controlled with an adaptive PWM current control technique based on closed-loop PI control in order to keep constant dc link voltage. Additionally, the inverter utilizes the bipolar voltage switch for switching control. In this paper, the advantage of this design and analysis is applied for implementation and drive of the two phase induction motor which result in sinusoidal input current at close to unity power factor. Also, the proposed converter can transfer power to the supply system when operates in inverting mode.

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้เขียนขอขอบพระคุณ รศ.ดร. วิจิตร กิณเวศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์เป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ทั้งความรู้ คำปรึกษาแนะนำเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์ ตลอดจนให้กำลังใจและโอกาสที่ดีมาโดยตลอด จนทำให้มีวันนี้ได้ ผู้เขียนมีความประทับใจเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร ที่ให้ความอนุเคราะห์เกี่ยวกับเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ชุดทดสอบมอเตอร์

ขอขอบคุณ อาจารย์ สลิลทิพย์ สินธุสนธิชาติ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่ได้ให้ความอนุเคราะห์และคำแนะนำที่ดีในทุกๆด้าน

ขอขอบคุณบริษัท เอลเว่ (ELWE) ประเทศไทย จำกัด ที่ให้คำปรึกษาและความอนุเคราะห์เกี่ยวกับอุปกรณ์ชุดทดสอบมอเตอร์

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งอุปกรณ์เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านอุปกรณ์เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทำวิจัย

และที่ขาดไม่ได้สำหรับกำลังใจจากทั้งพี่ๆและเพื่อนๆ ใน LAB ECC 405,406 และ พี่ๆ กลุ่ม PMC ที่ให้กำลังใจที่ดีเสมอมา ขอขอบคุณทุกคน

คุณค่าและประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ บิดา มารดา และครูอาจารย์ทุกท่านครับ

ราชา อารีหะหมัด

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	IX
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	3
1.3 วิธีการวิจัย	4
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์	4
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	5
1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....	7
2.1 บทนำ	7
2.2 ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส (single phase induction motor)	8
2.2.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส (split - phase motor)	8
2.2.2 คาปาซิเตอร์มอเตอร์ (capacitor motor)	9
2.2.2.1 capacitor start motor	9
2.2.2.2 single value capacitor motor.....	10
2.2.2.3 two - value capacitor motor	11
2.2.3 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole motor)	12
2.3 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์สองเฟส	12
2.4 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟส.....	16
2.5 ทฤษฎีสถนามแม่เหล็กหมุนสองทาง (double - revolving field theory).....	17
2.6 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....	19

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6.1 วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หยุดนิ่ง(เฉพาะขดลวดหลัก).....	19
2.6.2 วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หมุน(เฉพาะขดลวดหลัก).....	21
2.6.2.1 กำลังงานและแรงบิด.....	23
2.6.3 วงจรสมมูลย์ของคาปาซิเตอร์มอเตอร์(equivalent circuit of capacitor motor).....	25
2.7 สรุป.....	32
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์.....	33
3.1 บทนำ.....	33
3.2 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์.....	33
3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (current source inverter).....	34
3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (voltage source inverter).....	34
3.2.2.1 อินเวอร์เตอร์มอดดูเลตความกว้างพัลส์(pulse width modulation).....	34
3.2.2.2 อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นจัตุรัส (square – wave inverter).....	39
3.3 อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว.....	40
3.3.1 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	40
3.3.3 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	41
3.3.2.1 พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว (PWM with bipolar voltage switching).....	42
3.3.2.2 พีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (PWM with unipolar voltage switching).....	43
3.4 วงจรกำลังสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสองเฟส.....	44
3.4.1 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง).....	44
3.4.2 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 4 กิ่ง).....	45
3.4.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 2 กิ่ง).....	45

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4.4 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสวิตช์โหมด คอนเวอร์เตอร์.....	40
3.4.5 ไดอะแกรมของวงจรควบคุม.....	46
3.4.6 ไดอะแกรมการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิตช์แรงดัน แบบ 2 ขั้ว.....	47
3.5 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....	48
3.5.1 การทำงานในโหมดเรกติไฟล์(Rectifier mode).....	49
3.5.2 การทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง(Inverting mode).....	51
3.6 สรุป.....	53
บทที่ 4 การวิเคราะห์เทคนิคควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส (Adaptive Hysteresis Band Current Control).....	54
4.1 บทนำ.....	54
4.2 การวิเคราะห์เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส...	54
4.3 การประเมินสมรรถนะของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ด้วยค่าดัชนี คุณภาพทางไฟฟ้า.....	59
4.3.1 แรงดันและกระแสมูลฐานอาร์.เอ็ม.เอส.....	59
4.3.2 แรงดันและกระแสอาร์.เอ็ม.เอส.....	60
4.3.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า (Input Power Factor : PF).....	60
4.3.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน (Distortion Factor : DF).....	60
4.3.5 ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD).....	61
4.4 ทฤษฎีการควบคุมการส่งผ่านของกำลังไฟฟ้า.....	64
4.5 สรุป.....	65
บทที่ 5 การสร้างและการออกแบบ.....	65
5.1 บทนำ	65
5.2 วงจรกำลังใช้งาน.....	66

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 วงจรป้องกันภาคกำลัง.....	68
5.4 วงจรประวิงเวลา	68
5.5 การออกแบบวงจรควบคุมวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์.....	70
5.5.1 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ.....	70
5.5.2 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	70
5.5.3 วงจรคูณสัญญาณ.....	71
5.5.4 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	71
5.5.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	72
5.5.6 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซีต.....	73
5.6 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ.....	74
5.7 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์.....	80
5.7.1 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์.....	80
5.7.2 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	82
5.7.3 วงจรเลื่อนเฟส.....	82
5.8 สรุป.....	83
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	84
6.1 การทดลองการทำงานวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลด ความต้านทาน.....	84
6.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลอง	89
6.3 การทดลองวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำการต่อร่วมกับอินเวอร์ เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส.....	92
6.4 การทดลองการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันไฟฟ้า กระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง.....	102
6.5 การทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า (Power Flow).....	103
6.6 สรุป.....	105
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	107
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	107

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป.....	108
เอกสารอ้างอิง.....	109
ภาคผนวก ก. เครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์.....	111
ภาคผนวก ข. โครงงานต้นแบบและภาพโดยรวมของงานวิจัย.....	113
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่.....	115
ประวัติผู้เขียน.....	129

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ค่าจำกัดของกระแสฮาร์มอนิกส์สำหรับอุปกรณ์(มาตรฐานIEC 61000-3-2 ClassA)	5
4.1 นิยามของดัชนีและปริมาณที่กำหนดคุณสมบัติและคุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุต...	60
6.1 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับคี่.....	87
6.2 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับคู่.....	87
6.3 การทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า.....	87
6.4 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับคี่(สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์).....	94
6.5 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับคู่(สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์).....	94

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรสวิตซ์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ต่างๆ.....	2
2.1 วงจรมอเตอร์แบบแยกเฟส.....	8
2.2 มอเตอร์แบบแยกเฟส(split-phase motor).....	8
2.3 วงจร capacitor start motor.....	9
2.4 คาปาซิเตอร์มอเตอร์ (capacitor motor).....	9
2.5 วงจร capacitor run motor.....	10
2.6 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็วรอบ.....	10
2.7 วงจร two – value capacitor motor.....	11
2.8 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็วรอบ.....	11
2.9 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole motor).....	12
2.10 สนามแม่เหล็กของมอเตอร์สองเฟสชนิดสองขั้ว.....	13
2.11 แสดง mmf เนื่องจากไฟหนึ่งเฟส.....	16
2.12 การเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง.....	17
2.13 ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็ก.....	18
2.14 แรงบิดที่เกิดขึ้น.....	18
2.15 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบสองขั้วขณะหยุดนิ่ง.....	19
2.16 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส(เฉพาะขดลวดหลัก).....	19
2.17 วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หยุดนิ่ง.....	20
2.18 วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หมุน.....	22
2.19 ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังงานในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส.....	24
2.20 วงจรสมมูลย์ของคาปาซิเตอร์มอเตอร์.....	25
2.21 วงจรสมมูลย์ของขดลวดหลักและวงจรสมมูลย์ของขดลวดช่วย.....	29-30
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์(AC drives).....	33
3.2 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	35
3.3 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์.....	36
3.4 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์ไซน์.....	38
3.5 การควบคุมแรงดันโดยการแปรค่า m_a	39
3.6 การสวิตซ์รูปคลื่นจัตุรัส.....	40
3.7 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	41

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	41
3.9 พีคบัลลิวเอมที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว.....	42
3.10 พีคบัลลิวเอมที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว.....	43
3.11 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง).....	44
3.12 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 4 กิ่ง).....	45
3.13 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์(วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 2 กิ่ง).....	46
3.14 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....	47
3.15 ระบบควบคุมแบบลูปปิดเพื่อควบคุมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....	48
3.16 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณไบโพลาร์โวลต์เดจัสวิตช์.....	48
3.17 การทำงานในโหมดเรกติไฟล์.....	50
3.18 การทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง.....	51
4.1 วงจรสำหรับสร้างเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส.....	54
4.2 รูปสัญญาณกระแสและแรงดันจากการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	55
4.3 วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....	61
4.4 วงจรสมมูลย์.....	61
4.5 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้า.....	64
5.1 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....	65
5.2 ระบบควบคุมแบบลูปปิดเพื่อควบคุมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์.....	65
5.3 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณไบโพลาร์โวลต์เดจัสวิตช์.....	66
5.4 ไอจีบีทีแบบโมดูล Intelligent Power Module(IPM).....	66
5.5 วงจรแยกกราวด์สำหรับขั้วเกดไอจีบีทีโมดูล.....	67
5.6 วงจรป้องกันภาคกำลัง.....	68
5.7 วงจรประวิงเวลา.....	69
5.8 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ.....	70
5.9 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	70
5.10 วงจรคุณสัญญาณ.....	71
5.11 วงจรตรวจจับแรงดันกระแสตรง.....	72
5.12 วงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซิส.....	73
5.13 วงจรตัวควบคุมแบบพีไอ.....	75

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14 กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปปิด.....	76
5.15 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์.....	77
5.16 แผนภาพโบลของระบบควบคุมที่ได้ทำการออกแบบ.....	79
5.17 ผลการตอบสนองของระบบเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป(unit step).....	80
5.18 แสดงวงจรถ้าเนตสัญญาณไนน์.....	81
5.19 แสดงวงจรถ้าเนตสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	82
5.20 วงจรเลื่อนเฟส.....	83
6.1 วงจรกำลังสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้โหลดความต้านทาน.....	85
6.2 รูปสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต.....	85
6.3 ผลการทดลองการทำงานของวงจรถ้าเนตคอนเวอร์เตอร์.....	85
6.4 ผลการทดลองการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	86
6.5 สเปกตร้าสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต.....	86
6.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง (%) THD_i กับ P_{out} (Watts).....	88
6.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} (Watts).....	88
6.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง (%)Efficiency กับ P_{out} (Watts).....	88
6.9 ไดอะแกรมการจำลองการทำงานของระบบ.....	89
6.10 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรถ้าเนตคอนเวอร์เตอร์.....	90
6.11 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรถ้าเนตคอนเวอร์เตอร์.....	90
6.12 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรถ้าเนตคอนเวอร์เตอร์.....	91
6.13 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรถ้าเนตคอนเวอร์เตอร์.....	91
6.14 วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์.....	92
6.15 ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะทางด้านอินพุต.....	93
6.16 สเปกตร้าฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต.....	93
6.17 ผลการทดลองการทำงานของวงจรถ้าเนตคอนเวอร์เตอร์.....	95
6.18 ผลการทดลองการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง.....	95
6.19 ผลตอบสนองขณะเกิดการส่งผ่านกำลังงานกลับคืนสู่การไฟฟ้า.....	96
6.20 สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์.....	96
6.21 สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์.....	97
6.22 สัญญาณสเปกตร้าฮาร์มอนิกส์ของกระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์.....	98

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน.	99
6.24 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดใช้งานกับความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์.....	100
6.25 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของมอเตอร์กับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน.....	100
6.26 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน.....	101
6.27 การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$.	103
6.28 การปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โว.....	104

บทที่ 1

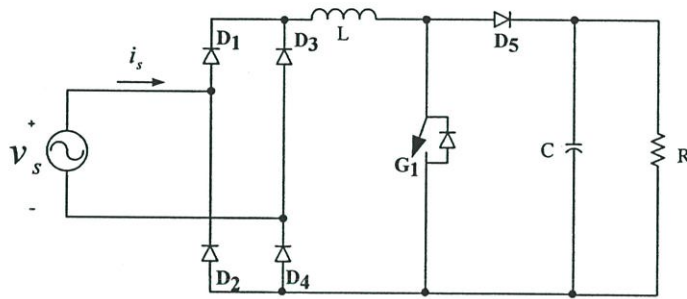
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

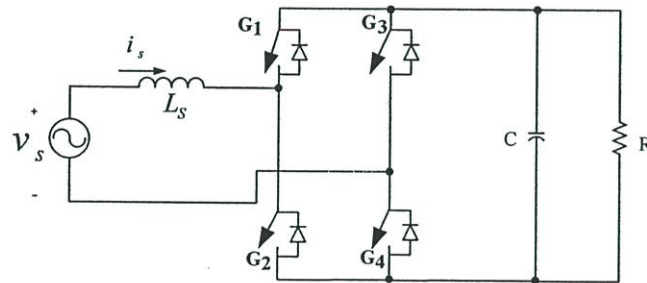
ในปัจจุบันนี้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสถูกใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ทั้งในทางด้านอุตสาหกรรมและตามที่อยู่อาศัย เช่น เครื่องปรับอากาศ, บิมน้ำ, พัดลม, เครื่องซักผ้า และอีกมากมาย เนื่องจากมีราคาที่ถูกกว่า ลักษณะโครงสร้างมีความแข็งแรงทนทานและมิดชิด ทำให้บำรุงรักษาง่ายสามารถนำไปใช้กับงานที่มีฝุ่นละอองมาก มีขนาดที่เล็กกว่าที่กำลังม้าเท่ากันเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสนั้นมีด้วยกัน 2 เทคนิค คือ เทคนิคในทางกล เช่น การเปลี่ยนแท็ปขดลวด, การใช้เฟืองทดรอบ, การเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กจาก 2 เป็น 4 หรือจาก 4 เป็น 8 เป็นต้น อย่างไรก็ตามเทคนิคดังกล่าวจะทำให้ได้ความเร็วเป็นช่วงๆ ซึ่งไม่เหมาะกับลักษณะงานบางอย่างที่ต้องการความเร็วในช่วงกว้างและความเร็วรอบที่มีความต่อเนื่อง และเทคนิคทางไฟฟ้าซึ่งนิยมใช้อินเวอร์เตอร์ เนื่องจากสามารถควบคุมความถี่เอาท์พุทได้ ทำให้การปรับเปลี่ยนความเร็วรอบเป็นไปอย่างต่อเนื่องและมีช่วงที่กว้าง การสตาร์ทมอเตอร์และหยุดเป็นไปอย่างนิ่มนวลเนื่องจากสามารถควบคุมความถี่เอาท์พุทได้อย่างช้าๆ จากความถี่ต่ำจนถึงความถี่สูงและจากความถี่สูงมายังความถี่ต่ำๆ จึงทำให้ไม่เกิดการกระชากของความเร็วและอินเวอร์เตอร์อาจติดตั้งอยู่ในห้องควบคุมที่เหมาะสมเพื่อสะดวกในการควบคุมใช้งาน ในงานวิจัยนี้เลือกใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเนื่องจากสามารถที่ควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ โดยการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ และมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสโดยส่วนใหญ่มีขนาดแรงม้าที่ไม่มากนักซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสนั้นประกอบไปด้วย วงจรไดโอดเรกติไฟล์ซึ่งทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ ซึ่งทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรไดโอดเรกติไฟล์นั้นก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกส์ปะปนเข้ามาพร้อมกับกระแสที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของวงจร โดยมีสาเหตุมาจากลักษณะการทำงานของไดโอดเรกติไฟล์ที่ยอมให้กระแสไหลผ่านก็ต่อเมื่อขนาดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุท ซึ่งจากสาเหตุนี้ทำให้รูปคลื่นของกระแสที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์และส่งผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตมีค่าสูง ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตรบบต่ำ กระแสฮาร์มอนิกส์นี้เองจะสร้างปัญหาโดยการเข้าไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆในระบบ เช่น ก่อให้เกิดกระแส

เกินในคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ และก่อให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ตลอดจนเข้าไปรบกวนการทำงานของระบบสื่อสารเป็นต้น

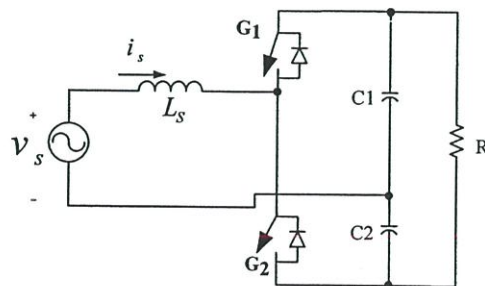
สำหรับแนวทางการแก้ไขปัญหาดังกล่าวหนึ่งอาจทำได้โดยการออกแบบโดยการสร้างวงจรเรกติไฟ์ที่ไม่ผลิตกระแสฮาร์มอนิกส์ หรือผลิตออกมาในปริมาณที่น้อย ซึ่งเราเรียกว่าวงจรเรกติไฟ์ดังกล่าวว่า วงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ (Switch-Mode Converter) ซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายแบบ โดยแสดงไว้ในรูปที่ 1.1



(ก) แบบสวิตซ์เดี่ยว



(ข) แบบฟูลบริดจ์



(ค) แบบฮาล์ฟบริดจ์

รูปที่ 1.1 วงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ต่างๆ

วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละแบบมีทั้งข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันไปวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์เดี่ยวนั้นสามารถที่จะปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตให้มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ได้ แต่ก็มีข้อจำกัดเกี่ยวกับเรื่องของ การส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า อันเป็นผลมาจากลักษณะการทำงานของไดโอดเรกติไฟล์ที่ยอมให้กระแสไหลผ่านได้ทางเดียว ส่วนวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์นั้นก็ยังมีข้อดีเช่นเดียวกันกับวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์เดี่ยว และสามารถที่จะส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้เนื่องจากลักษณะการทำงานนั้นได้ใช้สวิตช์แทนไดโอดเรกติไฟล์ อย่างไรก็ตามก็ยังมีข้อจำกัดคือในส่วนของอุปกรณ์การสวิตช์ที่มีการใช้สวิตช์มากถึง 4 ตัว ทำให้สิ้นเปลืองอุปกรณ์สวิตช์และอาจทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ที่มากขึ้นและการควบคุมที่ซับซ้อนขึ้นตามไปด้วย

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่ากล่าวคือสามารถเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบแพ็คเกจได้ โดยเลือกใช้ intelligent power module (IPM) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะมีสวิตช์ไอจีบีอยู่ 6 ตัว โดยในกึ่งแรกนั้นออกแบบให้เป็นสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์แทนการใช้ไดโอดเรกติไฟล์ ซึ่งมีข้อดีคือลดการผลิตกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ปะปนเข้ามาที่กระแสทางด้านอินพุต โดยทำให้รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ส่งผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตมีค่าต่ำลง และสามารถส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ ดังนั้นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จึงเป็นวงจรที่เหมาะสมกับในโครงการวิจัยนี้เป็นอย่างยิ่ง ในส่วนสองกึ่งหลังออกแบบอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดลวดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไป โดยที่มีการควบคุมให้แรงดันไซน์พีคดับลิแวนของขดลวดช่วยให้มีมุมต่างเฟสกับขดลวดหลักเป็นมุม 90 องศาทางไฟฟ้า และเพิ่มการควบคุมขนาดของแรงดันของขดลวดช่วยให้มีค่าเท่ากับขนาดแรงดันของขดลวดหลัก เมื่อจ่ายแรงดันที่พิกัดความถี่และภาระโหลดที่พิกัด ส่วนขดลวดหลักนั้นใช้การควบคุมแรงดันให้มีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ขณะทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์เพื่อสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดหลักและขดช่วยมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไปทดแทนการใช้วงจรไดโอดเรกติไฟล์โดยทั่วไปมักนิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับ

อินเวอร์เตอร์ เพื่อแก้ไขและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่งในขณะที่วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเรกติไฟลิ่ง และส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ ขณะวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตติง

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ค้นคว้าและศึกษาข้อมูลจากบทความ วารสาร และตำรา ที่สามารถศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิค ที่ใช้ในการสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์และวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

1.3.2 จำลองการออกแบบและวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.3.3 ศึกษาและทดลองวงจรที่ใช้ในการควบคุมการสวิตช์

1.3.4 สร้างวงจรในแต่ละส่วนและนำมาทดลองแล้วนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ไปทดสอบในขณะที่เป็นโหลดความต้านทานและขับเคลื่อนเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

1.3.5 ออกแบบแก้ไขและปรับปรุงวงจรและนำมาทดลองเพื่อให้ผลเป็นไปตามเป้าหมาย

1.3.6 ทำการทดสอบสภาวะการส่งผ่านกำลังงานกลับคืนสู่ระบบการไฟฟ้า

1.3.7 เก็บผลที่ได้จากจำลองและการทดลองมาเปรียบเทียบกัน

1.3.8 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.3.9 เขียนวิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1.4.1 สร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดฟิวริตจ์เป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสขนาด $\frac{1}{2}$ แรงม้า, 220 V, 2.66 A, 1375 rpm , 4 ขั้ว แทนการใช้วงจรไดโอดเรกติไฟล์ที่มีการใช้งานอยู่ทั่วไป

1.4.2 ออกแบบวงจรควบคุมที่ใช้ในวงจรควบคุมการสวิตช์ของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมที่ใช้ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

1.4.3 สามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตให้เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์โดยให้มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสทางด้านอินพุตที่อันดับต่างๆ ไม่เกินค่ามาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ดังตารางที่ 1.1

1.4.4 ปรับปรุงและแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบให้ดีขึ้น

1.4.5 ส่งผ่านกำลังกลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า ในขณะที่ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

ตารางที่ 1.1 ค่าจำกัดของกระแสฮาร์โมนิกสำหรับอุปกรณ์(มาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A)

Harmornic Order n	Maximum permissible harmornic current(A)
Odd harmonics	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
15<n<39	0.15 15/n
Even harmonics	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
8<n<40	0.23 8/n

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์ เพื่อสร้างวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส รายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็น 7 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษางานวิจัย วิธีการวิจัย ขอบเขตวิทยานิพนธ์ ตลอดจนประโยชน์ที่จะได้รับจากงานวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ชนิดและคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบต่าง ๆ

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส วงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสและการวิเคราะห์การทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ

บทที่ 4 หลักการและเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส การประเมินสมรรถนะทางด้านอินพุตด้วยดัชนีคุณภาพไฟฟ้าและทฤษฎีการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้า

บทที่ 5 วงจรกำลัง, วงจรประวิงเวลา, วงจรป้องกันภาคกำลังและวงจรควบคุมที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต, การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอและการหาค่าเกณฑ์ที่เหมาะสมเพื่อใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่

บทที่ 6 ผลการจำลอง, ผลการทดลองขณะนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ไปทดสอบขณะเป็นโหลดความต้านทานและการเปรียบเทียบองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกส์ทางด้านอินพุตที่อันดับต่างๆ ด้วยค่ามาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A พร้อมทั้งการพิจารณาคุณภาพของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ด้วยดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า เช่น PF, %THD_i, % η และการทดสอบเมื่อนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ไปใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส เช่น การปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้า และการทดสอบสภาวะการคืนกำลังกลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า, การทดสอบกรณีที่แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มลดอยู่ที่ $\pm 20\%$, การทดสอบการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้า

บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะต่าง ๆ

1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1.6.1 สามารถนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์มาใช้แทนวงจรไดโอดเรกติไฟล์ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์

1.6.2 สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้เมื่ วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีการเพิ่มหรือลดโหลดและสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

1.6.3 สามารถส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ เมื่อนำไปใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

1.6.4 สามารถปรับปรุงและแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่งและสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตของระบบให้ดีขึ้น

1.6.5 สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส โดยทำให้มอเตอร์มีแรงบิดที่ดีตลอดทุกๆความถี่ใช้งานอินเวอร์เตอร์

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

2.1 บทนำ

มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสโดยส่วนมากมีพิกัดแรงม้าน้อย ๆ โดยทั่วไปจึงมักจะใช้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสมากกว่ามอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส เมื่อต้องการแรงม้าสูงๆ เนื่องจากหาได้ง่ายกว่า แต่อย่างไรก็ตาม ในที่อาศัยส่วนใหญ่ก็ยังมีความต้องการใช้ มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มากกว่าอยู่ดี

มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสพอจะสรุปได้ดังข้างล่างนี้

- ที่กำลังงานเอาท์พุท เท่ากัน มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจะมีขนาดใหญ่กว่ามาก
- การเริ่มหมุนจะต้องมีวิธีการใดวิธีการหนึ่ง เพื่อให้มีแรงบิดตอนเริ่มหมุนดีขึ้น
- การออกแบบยุ่งยากมาก และเสียค่าใช้จ่ายแพงกว่าที่ขนาดเท่า ๆ กัน

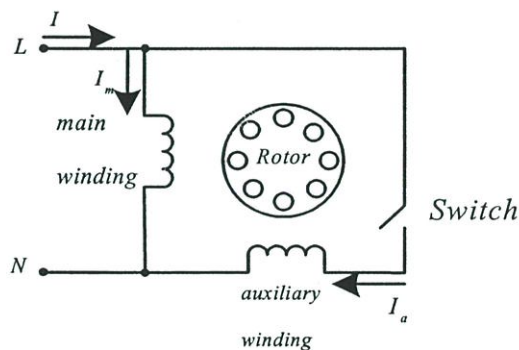
สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสนั้น สามารถเริ่มหมุนได้โดยไม่ต้องมีตัวช่วยให้เริ่มหมุน เพราะในตัวมันมีสนามแม่เหล็กหมุน แต่สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสในหนึ่งขั้วแม่เหล็กจะมีขดลวดเพียงหนึ่งชุดเท่านั้น เมื่อมีขดลวดเพียงชุดเดียว สนามแม่เหล็กแทนที่จะหมุนเช่นเดียวกับมอเตอร์สองเฟสและมอเตอร์สามเฟส แต่จะกลับขั้วจากขั้วเหนือ N เป็นขั้วใต้ S และกลับจากขั้วใต้ S เป็นขั้วเหนือ N กลับไปกลับมาเท่านั้น จะทำให้โรเตอร์สั่นและทำให้ไม่สามารถหมุนได้ เพื่อที่จะให้โรเตอร์หมุนจำเป็นจะต้องทำให้สนามแม่เหล็กหมุนก่อน มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเริ่มหมุนต้องมีวิธีการช่วยให้เริ่มหมุนอย่างใดอย่างหนึ่ง การทำให้มอเตอร์เฟสเดียวเริ่มต้นหมุนได้ด้วยตัวเองมีหลายวิธี และแต่ละวิธีมักใช้เป็นชื่อเรียกมอเตอร์เหล่านั้น หลักการขั้นต้นโดยพันขดลวดเพิ่มเข้าไปที่สเตเตอร์อีกหนึ่งชุด เรียกขดลวดชุดนี้ว่า ขดลวดช่วยหมุน (auxiliary winding) และจะเรียกขดลวดอีกชุดหนึ่งว่า ขดลวดหลักหรือขดลวดเมน (main winding) ขดลวดหลักหรือขดลวดเมนนี้จะทำให้โรเตอร์หมุนอยู่ตลอดเวลา หรืออีกชื่อหนึ่งว่า เรียกว่า ขดลวดรัน (running winding) ส่วนขดลวดช่วยหมุนจะช่วยให้โรเตอร์เริ่มหมุนแล้วก็ปลดออก จึงเรียกขดลวดชุดนี้อีกอย่างหนึ่งว่า ขดลวดสตาร์ท (starting winding) โดยทั่วไปแล้วจะออกแบบให้ขดสตาร์ทมีค่าความต้านทานสูง ๆ ค่าอินดักแตนซ์ต่ำ และให้ขดรันมีค่าความต้านทานต่ำ อินดักแตนซ์สูง จะทำให้กระแสที่ไหลเข้าขดลวดทั้งสองที่มุมต่างเฟสกันเกือบ 90 องศาทางไฟฟ้า จึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนและมอเตอร์จึงจะสามารถหมุนได้ โดยการอาศัยหลักการของมอเตอร์สองเฟสนั้นเอง

2.2 ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส (single phase induction motor)

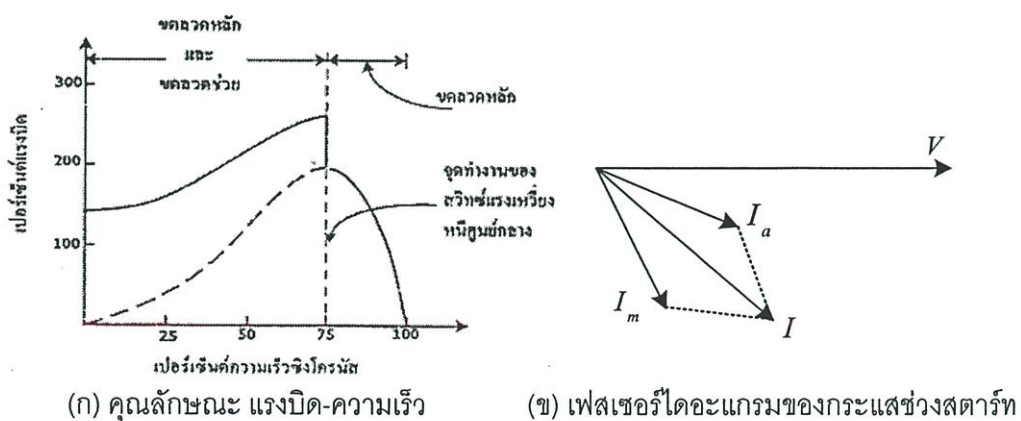
มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีใช้กันแพร่หลายในปัจจุบันนี้ส่วนใหญ่เป็นมอเตอร์ขนาดเล็ก ได้แก่[18]

2.2.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส (split - phase motor)

ขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์แบบแยกเฟส จะต่อขนานกันในขณะสตาร์ท และจะถูกตัดออกเมื่อความเร็วของมอเตอร์ถึงประมาณ 75%ของความเร็วซิงโครนัส สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางจะตัดขดลวดช่วยออกจากวงจร ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1 โดยปกติแล้วขดลวดเมนเป็นขดลวดเส้นใหญ่ มีความต้านทานต่ำและมีค่าอินдукแตนซ์สูง ส่วนของขดลวดช่วยเป็นขดลวดเส้นเล็กมีค่าความต้านทานสูงและมีค่าอินдукแตนซ์ต่ำ จึงเป็นทำให้กระแสของขดลวดหลัก (I_m) จะล้าหลังกระแสของขดลวดช่วย (I_a) ดังแสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสช่วงสตาร์ทในรูปที่ 2.2(ข) ซึ่งจากผลตรงนี้จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กจากขดลวดทั้งสองขดและทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุน(rotating magnetic field)แบบสองเฟสที่ไม่สมดุลขึ้นในช่วงสตาร์ท ซึ่งจะเป็ผลทำให้มอเตอร์มีแรงบิดเริ่มหมุนเกิดขึ้นและมอเตอร์จึงสามารถหมุนได้ด้วยหลักการดังกล่าวนี้



รูปที่ 2.1 วงจรมอเตอร์แบบแยกเฟส



(ก) คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว

(ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสช่วงสตาร์ท

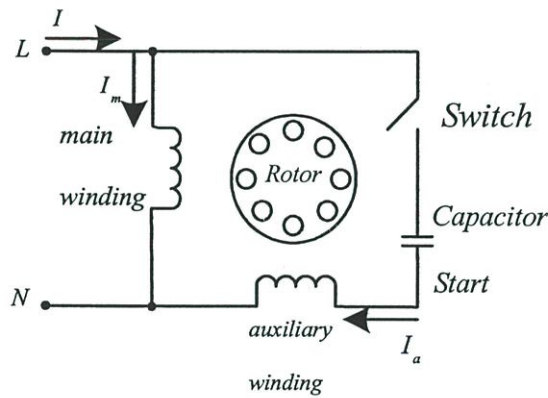
รูปที่ 2.2 มอเตอร์แบบแยกเฟส(split_ phase motor)

2.2.2 คาปาซิเตอร์มอเตอร์ (capacitor motor)

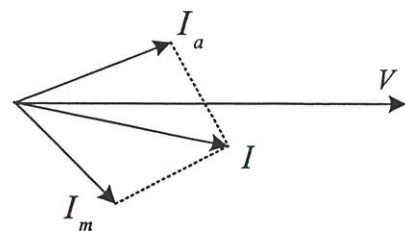
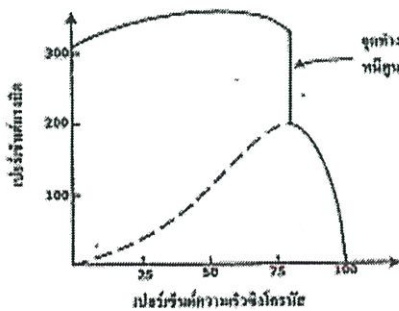
สามารถแบ่งได้ 3 ชนิด คือ

2.2.2.1 capacitor start motor

มีลักษณะคล้ายกันกับมอเตอร์แบบแยกเฟส ซึ่งจะใช้ขดลวดช่วยและคาปาซิเตอร์ช่วยในการสตาร์ทเท่านั้น โดยมีคาปาซิเตอร์ต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดช่วยดังแสดงในรูปที่ 2.3 การต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมกับขดลวดช่วยโดยทั่วไปแล้วคาปาซิเตอร์จะเป็นแบบ electrolytic มีค่าความจุมาก ผลจากการต่อคาปาซิเตอร์จะทำให้กระแสในขดลวดหลักกับขดลวดช่วยมีมุมต่างกันเกือบจะ 90 องศาทางไฟฟ้าในขณะสตาร์ทดังเฟสเซอร์ไดอะแกรมซึ่งแสดงในรูปที่ 2.4(ข) มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนที่สูงเนื่องจากได้ต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมเข้ากับขดลวดช่วย และเมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วซิงโครนัสสวิทช์แรงเหวี่ยงก็จะตัดขดลวดช่วยออกดังแสดงในรูปที่ 2.4(ก)



รูปที่ 2.3 วงจร capacitor start motor



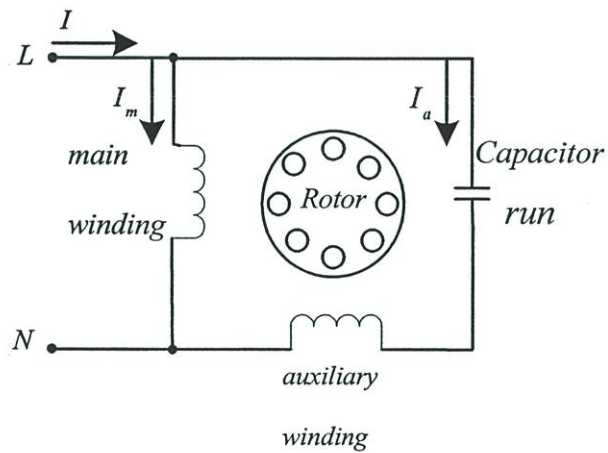
(ก) คุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วรอบ

(ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสช่วงสตาร์ท

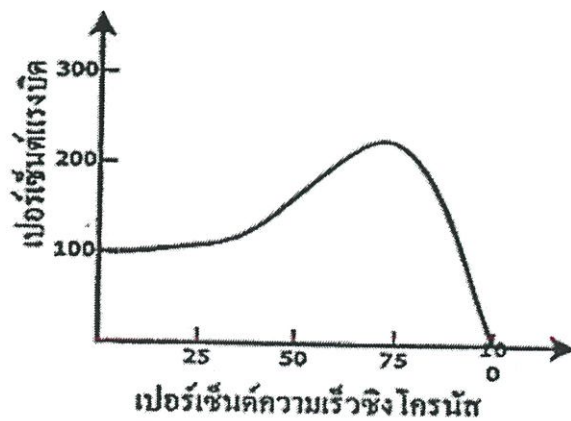
รูปที่ 2.4 คาปาซิเตอร์มอเตอร์ (capacitor motor)

2.2.2.2 Single value capacitor motor (capacitor run motor)

มีคาปาซิเตอร์ต่อใช้สำหรับสตาร์ทและเดินเครื่องใช้งาน โดยไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงต่ออยู่ในวงจร ดังนั้น มอเตอร์ชนิดนี้จึงมีคาปาซิเตอร์เป็นแบบ oil - filled ที่มีค่าต่ำ จะเห็นว่าคาปาซิเตอร์และขดช่วยจะต้องต่ออยู่ในวงจรตลอดเวลาทั้งในขณะสตาร์ทและเดินเครื่องใช้งานแสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจากโครงสร้างและลักษณะวงจรแบบนี้สามารถลดต้นทุนให้ต่ำลงได้เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีสวิตช์แรงเหวี่ยงที่สำคัญโครงสร้างลักษณะเช่นนี้ ทำให้สามารถปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง ลดการสั่นและทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ให้ดีขึ้นเนื่องจากมอเตอร์ทำงาน(หมุน)เป็นแบบมอเตอร์สองเฟสซึ่งทำให้มอเตอร์หมุนได้เร็วขึ้น สำหรับคุณลักษณะของแรงบิดกับความเร็วรอบนั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6



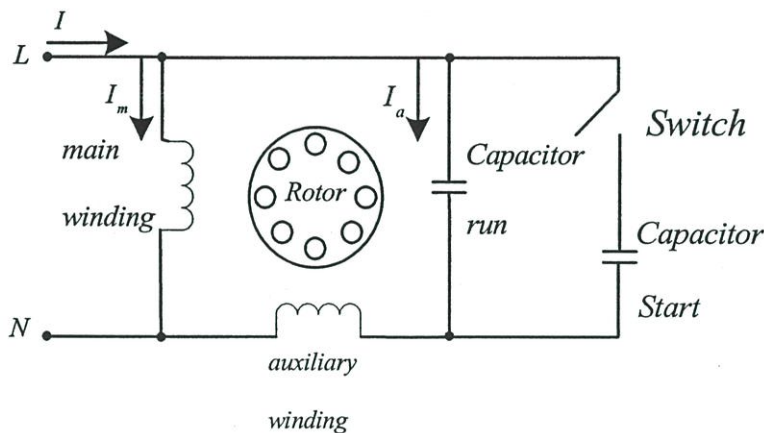
รูปที่ 2.5 วงจร capacitor run motor



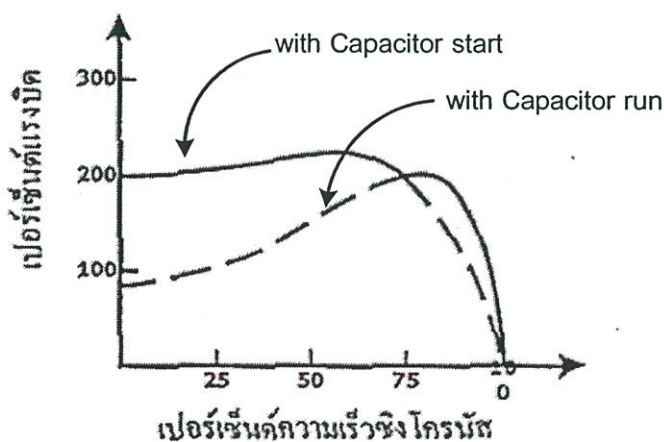
รูปที่ 2.6 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็วรอบ

2.2.2.3 two – value capacitor motor (capacitor start - capacitor run motor)

มอเตอร์แบบนี้จะมีคาปาซิเตอร์ต่ออยู่ในวงจรขณะเริ่มต้นหมุน 2 ตัว คือ คาปาซิเตอร์ที่เป็นแบบ electrolytic มีค่าสูง ใช้สำหรับเริ่มต้นหมุน (capacitor start) กับคาปาซิเตอร์ชนิด oil – filled มีค่าต่ำ ที่ใช้ทั้งขณะเริ่มต้นหมุนและขณะหมุน (capacitor run) ขณะเริ่มสตาร์ท คาปาซิเตอร์ทั้งสองตัวต่อขนานกันทำให้ได้ค่าความจุสูงขึ้นและทำให้มอเตอร์มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนที่สูง ดังแสดงรูปที่ 2.8 เมื่อความเร็วของมอเตอร์ถึงประมาณ 75%ของความเร็วซิงโครนัสสวิทช์แรงเหวี่ยงจะตัด capacitor start ออกให้เหลือเพียง capacitor run ต่ออนุกรมกับขดช่วยเพียงตัวเดียวเท่านั้น (ขนาดของเส้นลวดทองแดงที่ใช้พันขดช่วยจะมีขนาดใกล้เคียงกับเส้นลวดทองแดงที่ใช้พันขดหลัก) เราจะได้มอเตอร์ที่มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนสูงและขณะทำงานด้วยมอเตอร์แบบนี้ จะให้ค่าตัวประกอบกำลังสูง และหมุนได้เรียบ



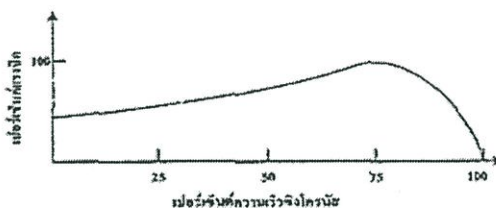
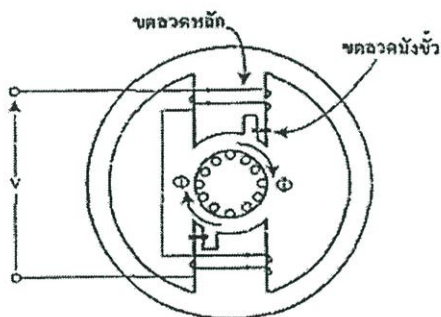
รูปที่ 2.7 วงจร two – value capacitor motor



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็วรอบ

2.2.3 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole motor)

มอเตอร์ชนิดนี้โครงสร้างของขั้วแม่เหล็ก (Pole) ที่สเตเตอร์แบบบังขั้วดังรูปที่ 2.9(ก) โดยที่ขั้วยื่นดังกล่าวนั้นจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน และมีส่วนหนึ่งที่ถูกปิดล้อมด้วยวงแหวนทองแดง เรียกว่า Shading coil สำหรับขดลวดหลักพันอยู่บนขั้วยื่นของมอเตอร์ ซึ่งมีผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำบน Shading coil เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบัง (Shaded) ล้าหลังส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อม ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบังมีค่าสูงสุด หลังจากเส้นแรงในส่วนที่ไม่ถูกปิดล้อมมีค่าถึงจุดสูงสุดก่อน สำหรับวงจรสมมูลย์เมื่อพิจารณาเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อมจะต่างเฟสกับส่วนขั้วบัง ซึ่งจะเห็นได้ว่าสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนที่จากส่วนที่ไม่ถูกปิดล้อมไปยังส่วนขั้วบังยังผลให้เกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน และคุณลักษณะ แรงบิดกับความเร็ว แสดงไว้ดังรูปที่ 2.9(ข) มอเตอร์แบบบังขั้วส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นในช่วงประมาณ 1/20 แรงม้า



(ก) วงจรมอเตอร์แบบบังขั้ว

(ข) คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็วรอบ

รูปที่ 2.9 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole Motor)

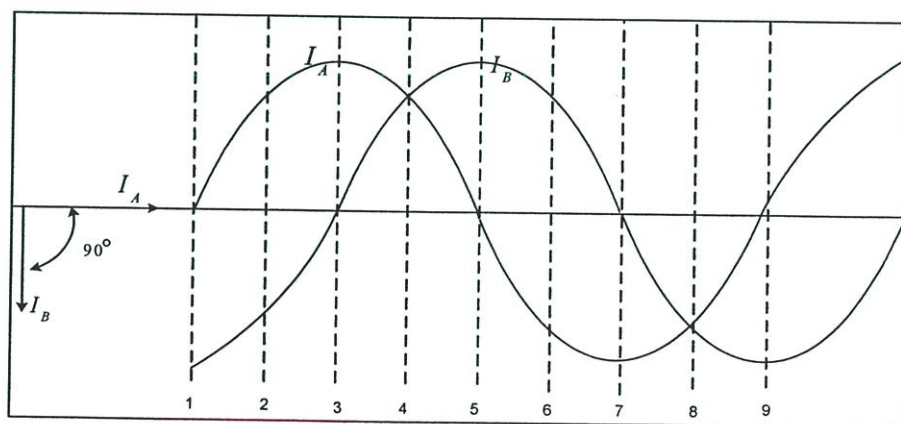
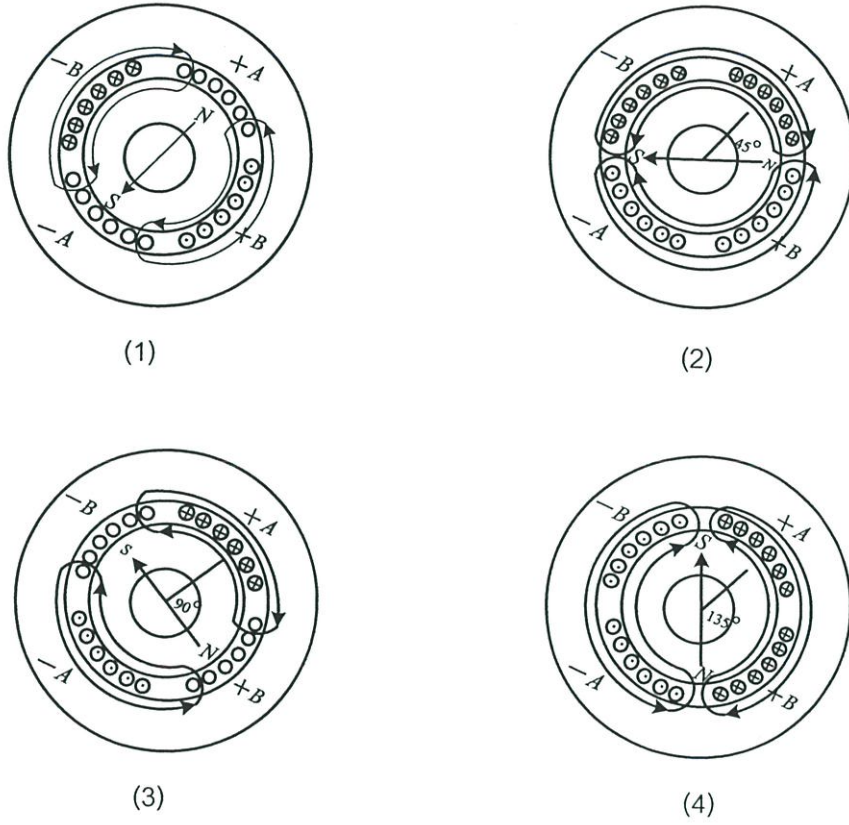
2.3 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์สองเฟส

มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแบบ 2 ขั้ว คือ ขั้ว S และขั้ว N โดยแต่ละขั้วจะมีขดลวดสนามแม่เหล็ก 2 ชุด โดยที่ขดลวดแต่ละชุดจะพันให้ห่างกัน 90 องศาไฟฟ้า

ตามรูปที่ 2.10 ขดลวดทั้งชุด A และ B ภายใต้ขั้วแม่เหล็ก N หรือขั้วแม่เหล็ก S นั้นจะพันลงในสลิตให้ห่างกัน 90 องศาไฟฟ้า และระบบไฟฟ้าสองเฟสที่จะป้อนให้กับมอเตอร์นั้นจะทำมุมกัน 90 องศาไฟฟ้าด้วย

ขดลวดชุด A หรือเฟส A มีต้นกับปลาย คือ +A และ -A ขดลวดชุด B หรือเฟส B มีต้นกับปลายคือ +B และ -B สมมติให้กระแสจากระบบสองเฟสที่เป็นบวกไฟเข้าขดลวดด้านบวก และออกทางด้านลบ และกระแสที่ป้อนลบไฟเข้าขดลวดด้านลบ ออกทางด้านบวก สำหรับรูป

ที่ 2.10 ด้านล่าง เป็นลักษณะกระแสของเฟส คือ กระแสเฟส A, I_A กระแสเฟส B, I_B จะล้าหลัง กระแส I_A อยู่ 90 องศาไฟฟ้า



รูปที่ 2.10 สนามแม่เหล็กของมอเตอร์สองเฟสชนิดสองขั้ว

เมื่อป้อนกระแส I_A และ I_B เข้าขดลวดเฟส A และเฟส B จะเกิดผลดังนี้ ณ จุดที่ 1 ในรูปที่ 2.10 ด้านบน และ 2.10 ด้านล่าง กระแส I_A มีค่าศูนย์ กระแส I_B มีค่าลบสูงสุด ($-I_B$) ดังนั้น กระแส I_B จะไหลเข้าขดลวดเฟส B ที่ด้าน $-B$ และไหลออกจากด้าน $+B$ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากขดลวดเฟส B จะเคลื่อนที่ที่แยงลงจากด้าน $+A$ ไปสู่ด้าน $-A$ ของขดลวดเฟส A

ณ จุดที่ 2 กระแส I_A จะมีค่าเป็นบวก จึงไหลเข้าขดลวดเฟส A ที่ด้าน $+A$ และไหลออกที่ด้าน $-A$ กระแส I_B จะมีค่าเป็นลบ จึงไหลเข้าขดลวดเฟส B ที่ด้าน $-B$ และไหลออกที่ด้าน $+B$ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางการเคลื่อนที่ที่เสริมกัน ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กรวมเคลื่อนที่ในแนวระดับจากขวามือไปซ้ายมือ

ณ จุดที่ 3 กระแส I_A จะมีค่าเป็นบวก จึงไหลเข้าขดลวดเฟส A ที่ด้าน $+A$ และไหลออกที่ด้าน $-A$ กระแส I_B จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นขดลวดเฟส B จึงไม่มีกระแสไหล เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเคลื่อนที่ที่แยงขึ้นจากด้าน $+B$ ไปสู่ด้าน $-B$ ของขดลวดเฟส B

ณ จุดที่ 4 กระแส I_A และ I_B เป็นบวก จึงไหลเข้าขดลวดเฟส A และเฟส B ที่ด้าน $+A$ และด้าน $+B$ และไหลออกที่ด้าน $-A$ และด้าน $-B$ ตามลำดับ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดเฟส A และเฟส B มีทิศทางการเคลื่อนที่ที่เสริมกัน คือ เคลื่อนที่จากด้านล่างขึ้นสู่ด้านบนตามแนวตั้ง

จากที่ได้กล่าวมาจะสังเกตเห็นว่า สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเคลื่อนที่ไปรอบ ๆ การเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กไปรอบ ๆ แบบนี้เรียกว่า สนามแม่เหล็กหมุน (revolving field หรือ rotating field) และแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้สมการดังต่อไปนี้

$$F_A = F_m \cos \theta \cos \omega t \quad (2.1)$$

$$F_B = F_m \cos(\theta - 90) \cos(\omega t - 90) \quad (2.2)$$

$$\text{จาก } \cos \alpha \cos \beta = \left(\frac{1}{2}\right) \cos(\alpha - \beta) + \left(\frac{1}{2}\right) \cos(\alpha + \beta)$$

$$F_A = \left(\frac{F_m}{2}\right) \cos(\theta - \omega t) + \left(\frac{F_m}{2}\right) \cos(\theta + \omega t) \quad (2.3)$$

โดยให้ $\left(\frac{F_m}{2}\right)\cos(\theta - \omega t)$ เป็นแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า F_A^+

$\left(\frac{F_m}{2}\right)\cos(\theta + \omega t)$ เป็นแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ F_A^-

$$\text{ดังนั้น} \quad F_A = F_A^+ + F_A^- \quad (2.4)$$

พิจารณาในทำนองเดียวกับขดลวดของเฟส A จะได้ mmf ที่ขดลวดของเฟส B เป็น

$$F_B = F_B^+ + F_B^- \quad (2.5)$$

$$\text{เมื่อ} \quad F_B^+ = \left(\frac{F_m}{2}\right)\cos(\theta - \omega t) \quad (2.6)$$

$$F_B^- = \left(\frac{F_m}{2}\right)\cos[180^\circ - (\theta + \omega t)] \quad (2.7)$$

เมื่อทำการรวมแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)เข้าด้วยกัน

$$F^+ = F_A^+ + F_B^+ \quad (2.8)$$

$$= F_m \cos(\theta - \omega t) \quad (2.9)$$

และเมื่อทำการรวมแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)เข้าด้วยกันจะได้

$$\begin{aligned} F^- &= F_A^- + F_B^- \\ &= \left(\frac{F_m}{2}\right)\cos(\theta + \omega t) + \left(\frac{F_m}{2}\right)\cos[180^\circ - (\theta + \omega t)] \quad (2.10) \\ &= 0 \end{aligned}$$

นั่นคือผลรวมของแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)มีค่าเป็นศูนย์ คือ เมื่อเราป้อนไฟฟ้า 2 เฟสเข้าสู่เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับที่มีขดลวดอาร์เมเจอร์ 2 เฟสนั้นจะเกิดแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กหมุนในทิศทางเดียวซึ่งทำให้มอเตอร์หมุนได้

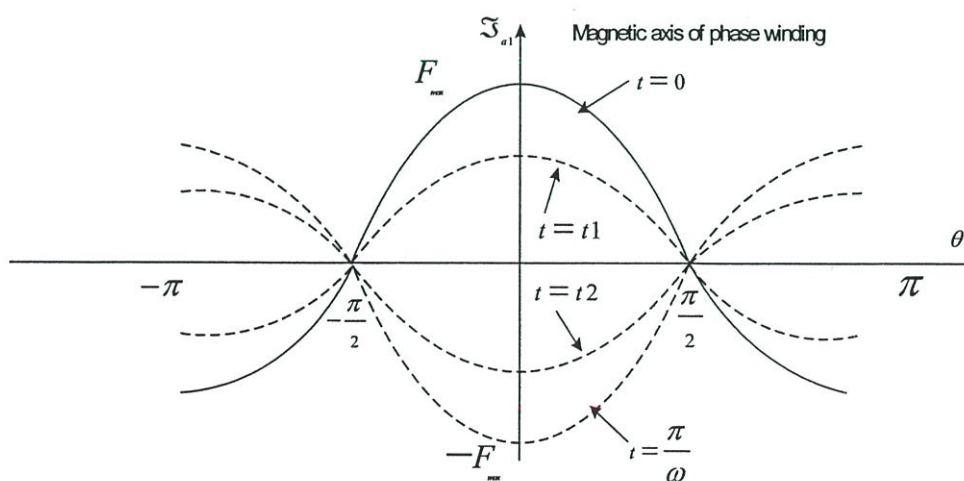
2.4 สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟส

สนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟสสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสในหนึ่งขั้วแม่เหล็กจะมีขดลวดเพียงหนึ่งขดเท่านั้น ซึ่งแสดงดังสมการที่(2.11)และสมการที่(2.12)

$$F = F_m \cos \theta \cos \omega t \quad (2.11)$$

$$F = \frac{F_m}{2} \cos(\theta - \omega t) + \frac{F_m}{2} \cos(\theta + \omega t) \quad (2.12)$$

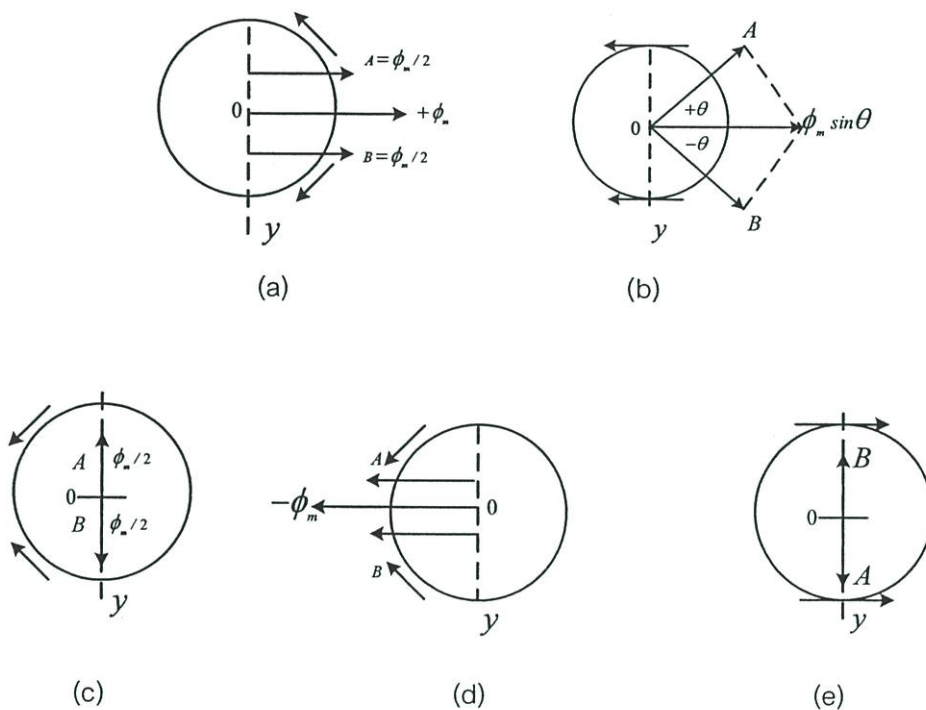
จากสมการที่(2.12) จะเห็นได้ว่า mmf ที่เกิดขึ้นจะมีทั้งแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)และแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ซึ่งแต่ละส่วนมีขนาดเท่ากัน จึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในทิศตรงกันข้ามกัน โดยที่แรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า (forward field)หมุนทิศทาง $+\theta$ และส่วนแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)หมุนทิศทาง $-\theta$ ด้วยความเร็วเชิงมุม ω จึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กในลักษณะขึ้น ๆ ลง ๆ ที่เรียกว่า การกระเพื่อมสนามแม่เหล็ก(pulsating field)แทน



รูปที่ 2.11 แสดง mmf เนื่องจากไฟหนึ่งเฟส

2.5 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง (double-revolving field theory)

ทฤษฎีสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่สเตเตอร์และโรเตอร์สามารถแทนด้วยเวกเตอร์ 2 เวกเตอร์ ซึ่งจะมีทิศทางการหมุนในทิศทางตรงข้ามกัน เพราะว่าในมอเตอร์นั้นเปรียบเสมือนกับหม้อแปลงไฟฟ้าที่ทางด้านขดทุติยภูมิลัดวงจรคือส่วนโรเตอร์นั่นเอง ซึ่งกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสเตเตอร์กับโรเตอร์มีทิศทางการตรงข้ามกัน

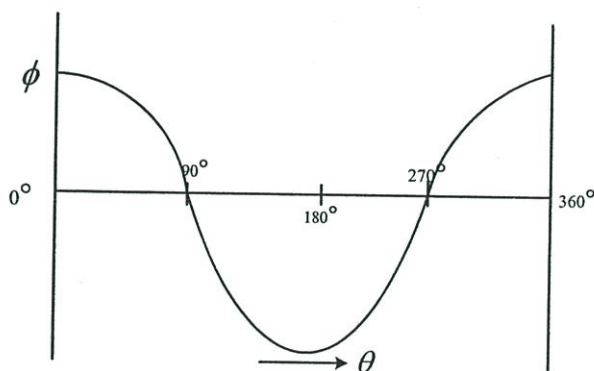


รูปที่ 2.12 การเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง

จากรูปที่ 2.12(a) ให้เส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดมีค่า ϕ_m ซึ่ง ϕ_m นี้ประกอบด้วย เส้นแรงแม่เหล็ก A และ B ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองมีค่า $\phi_m/2$ และเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองมีทิศทางการวนเข็มนาฬิกา และตามเข็มนาฬิกา ตามลำดับ และหลังจากที่เส้นแรงแม่เหล็ก A และ B หมุนไปเป็นมุม $+\theta$ และ $-\theta$ ดังรูปที่ 2.12(b) ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับ

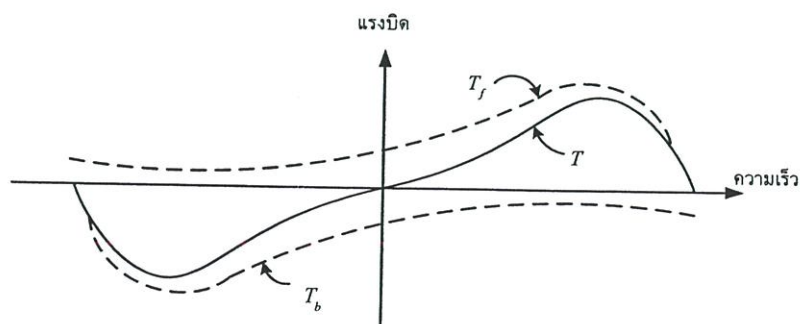
$$2 \times (\phi_m/2) \times (\sin 2\theta/2) = \phi_m \sin \theta \tag{2.13}$$

หลังจากหมุนไปได้ $1/4$ ของไซเคิล เส้นแรงแม่เหล็ก A และ B จะมีทิศทางตรงกันข้าม ดังแสดงในรูปที่ 2.12(c) ดังนั้น ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กจึงเท่ากับศูนย์ (zero) และหลังจากหมุนไปได้ $1/2$ ไซเคิล ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็ก A และ B จะมีค่าเท่ากับ $-2 \times (\phi_m / 2)$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $-\phi_m$ เมื่อหมุนได้ $3/4$ ของไซเคิล ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่าเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ดังรูปที่ 2.12(e) ถ้าเรานำค่าผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กไปเขียนเส้นโค้ง คือ มุมที่หมุนไปเป็น θ โดยให้ θ เท่ากับ 0 องศา จนกระทั่ง θ เท่ากับ 360 องศา ลักษณะของเส้นโค้งที่ได้ จึงมีลักษณะดังรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นการหมุนที่ความเร็วเชิงโคจร



รูปที่ 2.13 ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็ก

เส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองที่หมุนอยู่รอบ ๆ สเตเตอร์จะตัดกับโรเตอร์ ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น และเป็นผลให้เกิดแรงบิด จะเห็นได้ว่า เกิดแรงบิดขึ้นเป็น 2 ส่วน คือ แรงบิดที่มีทิศทางไปข้างหน้า (forward torque) และแรงบิดที่มีทิศทางย้อนกลับ (backward torque) ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังนั้นผลรวมของแรงบิดจึงมีค่าเท่ากับความแตกต่างของแรงบิดทั้งสอง ดังแสดงในรูปที่ 2.14

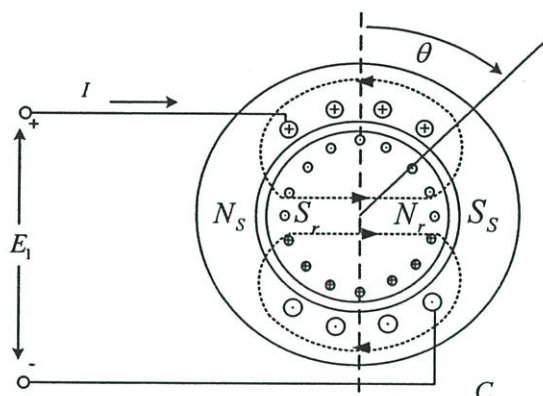


รูปที่ 2.14 แรงบิดที่เกิดขึ้น

2.6 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

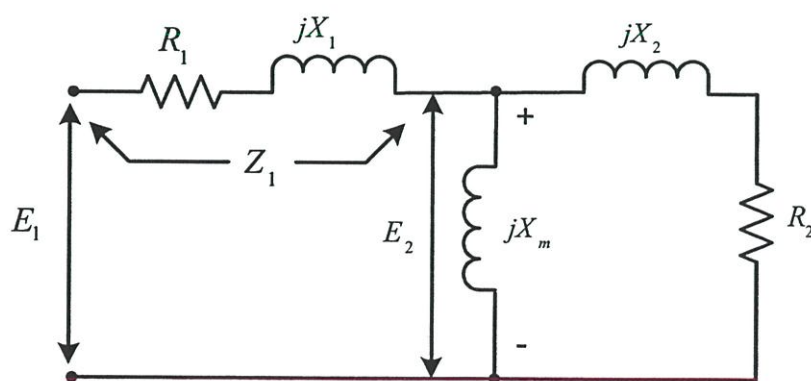
2.6.1 วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หยุดนิ่ง(เฉพาะขดลวดหลัก)

ในขณะที่โรเตอร์หยุดนิ่งคลื่นฟลักซ์ (ซึ่งเกิดจาก mmf ของวงจรถะเตเตอร์และโรเตอร์) ซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า (forward flux wave) และคลื่นฟลักซ์ซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ (backward flux wave) ที่มีขนาดเท่ากัน และต่างก็ทำให้เกิดแรงบิดในทิศทางตรงกันข้าม เป็นผลให้ค่าของแรงบิดขณะเริ่มต้นเป็นศูนย์ โดยพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบสองขั้วในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสแบบสองขั้วขณะหยุดนิ่ง

โดยขดลวดหลักถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายจากภายนอก เมื่อตัวนำของโรเตอร์แบบกรงกระรอกถูกลัดวงจรอยู่ ซึ่งในสภาวะนี้มอเตอร์จะมีวงจรสมมูลย์คล้ายกับการลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้านั้นเอง ซึ่งแสดงวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 2.16



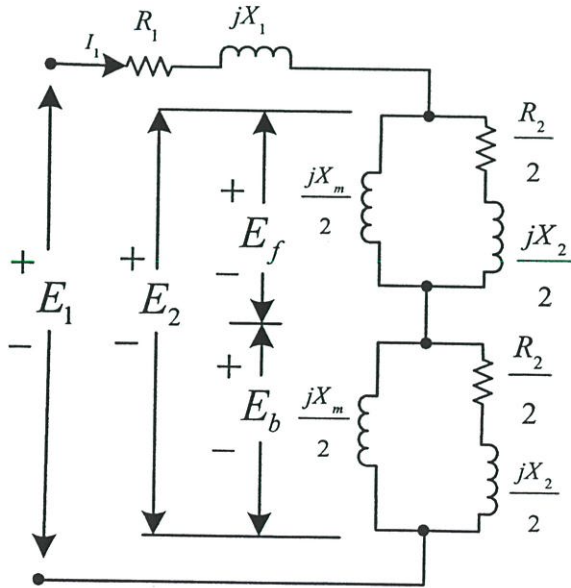
รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส(เฉพาะขดลวดหลัก)

ในที่นี้ไม่คิดผลของการสูญเสียที่แกนเหล็กในรูปที่ 2.15 แสดงส่วนเส้นแรงแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์ที่ขั้วของสเตเตอร์แสดงโดย N_s และ S_s และที่ขั้วโรเตอร์แสดงโดย N_r และ S_r

จากสมการที่(2.12)

$$F = \left(\frac{F_m}{2}\right)\cos(\theta - \omega t) + \left(\frac{F_m}{2}\right)\cos(\theta + \omega t) \tag{2.14}$$

จากสมการ(2.14)เทอมทางด้านขวาแทนแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กหมุนซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า (θ มีค่าเพิ่มขึ้น) และเทอมทางด้านซ้ายแทนแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กหมุนซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ โดยมันจะมีค่าเท่ากันที่ความเร็วเชิงโคโรน่า ซึ่ง คลื่นฟลักซ์ซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า (forward flux wave)และคลื่นฟลักซ์ซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward flux wave) มีผลกับกระแสโรเตอร์ เช่นเดียวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ผลจากส่วนประกอบทั้งสองนี้ทำให้แรงบิดมีทิศที่ตรงกันข้าม ซึ่งเป็นผลให้แรงบิดหักล้างกันเป็นศูนย์ จึงไม่ทำให้เกิดแรงบิดขึ้นซึ่งจะได้วงจรมุมลุดังรูปที่ 2.17 จากสมการ(2.14) ผลของคลื่นฟลักซ์ซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward flux wave)และคลื่นฟลักซ์ซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward flux wave) ทำให้ E_f และ E_b เท่ากันขณะโรเตอร์หยุดนิ่ง



รูปที่ 2.17 วงจรมุมลุดังขณะโรเตอร์หยุดนิ่ง

2.6.2 วงจรสมมูลย้ขณะโรเตอร์หมุน(เฉพาะขดลวดหลัก)

ความเร็วซิงโครนัสเมื่อป้อนไฟฟ้าให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์แล้ว จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุน (revolving field หรือ rotating field) ขึ้น ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนนี้ขึ้นอยู่กับจำนวนขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์ และขึ้นอยู่กับความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ป้อนให้ขดลวดมอเตอร์ โดยที่ความเร็วสนามแม่เหล็กหมุนนี้จะแปรผันโดยตรงกับความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ แต่จะแปรผันเป็นส่วนกลับกับจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ตัวนั้น ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนนี้เรียกว่า ความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed, N_s) ซึ่ง

$$N_s = \frac{120f}{p} \quad (2.15)$$

เมื่อ N_s คือ ความเร็วซิงโครนัส (รอบ/นาที)
 f คือ ความถี่ของระบบไฟฟ้า (Hz)
 p คือ จำนวนขั้วแม่เหล็ก

สมมติให้โรเตอร์หมุนด้วยความเร็วเท่ากับ N_r รอบ/นาที (rpm) ในทิศทางไปข้างหน้า ดังนั้นค่า slip (s) เมื่อเทียบกับสนามแม่เหล็กหมุนที่เคลื่อนที่ไปข้างหน้า (forward rotating flux) จะเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งสามารถหาค่า slip ได้จากสมการ (2.16)

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (2.16)$$

ในกรณีที่มอเตอร์หยุดนิ่ง ค่า slip มีค่าเท่ากับ 1 และกรณีที่มอเตอร์ทำงานในสภาพที่ไม่มีภาระทางกลค่า slip จะมีค่าน้อยมาก เมื่อมอเตอร์มีภาระทางกลเพิ่มขึ้น ค่า slip จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นจะเห็นว่า ความเร็วของโรเตอร์ไม่สามารถมีค่าเท่ากับความเร็วซิงโครนัสได้เลย

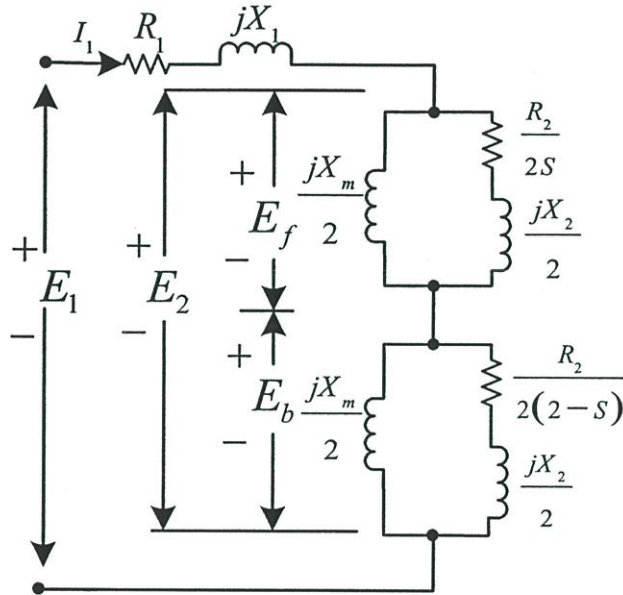
อย่างไรก็ตามทิศทางการหมุนจะตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กหมุนที่เคลื่อนที่ไปย้อนกลับ (backward rotating flux) ซึ่งเครื่องหมายของ N_r จะตรงกันข้ามกับในสมการ (2.16) ซึ่งจะได้สลิปในส่วนย้อนกลับ (backward slip) ดังสมการ (2.17)

$$S_b = \frac{N_s + N_r}{N_s} \quad (2.17)$$

ซึ่งสามารถแสดงการรวมระหว่างสมการ (2.16) และสมการ (2.17) ซึ่งจะได้

$$S + S_b = \left[\frac{N_s - N_r}{N_s} \right] + \left[\frac{N_s + N_r}{N_s} \right] \quad (2.18)$$

ซึ่งสมการ (2.16) และ สมการ (2.18) สามารถแสดงได้โดยวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.11 และ วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หมุน แสดงได้โดยวงจรสมมูลย์รูปที่ 2.11



รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลย์ขณะโรเตอร์หมุน

จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.18 จะเห็นได้ว่า เมื่อโรเตอร์เริ่มหมุน (slip เริ่มลดลง) จะทำให้ เทอม $\frac{0.5R_2}{s}$ ซึ่งเป็นผลจากแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า (forward field) เพิ่มขึ้นมากกว่าขณะโรเตอร์หยุดนิ่ง ในขณะที่เทอม $\frac{0.5R_2}{(2-s)}$ ซึ่งเป็นผลจากแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ (backward field) มีค่าลดลง แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในส่วนหน้า (counter emf (E_f)) จึงมีค่าเพิ่มขึ้น และแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในส่วนย้อนกลับ (Counter emf (E_b)) มีค่าลดลง ซึ่งจากเหตุผลข้างต้นแสดงให้เห็นว่าฟลักซ์ในทิศทางเคลื่อนที่ไปข้างหน้า เพิ่มขึ้นในขณะที่ฟลักซ์ในทิศทางเคลื่อนที่ย้อนกลับมีค่าลดลง

2.6.2.1 กำลังงานและแรงบิด

การคำนวณแรงบิดที่เกิดจากสนามทั้งสอง สามารถทำได้โดยพิจารณาผลจากการที่คลื่น mmf และคลื่นฟลักซ์หมุนสวนทางกันทำให้เกิดแรงบิดที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ในวงจรสเตเตอร์และมีการเปลี่ยนแปลงที่ขึ้นอยู่กับที่เรียกว่า การกระเพื่อมของแรงบิด(pulsating torque) ที่ให้ค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ซึ่งแรงบิดเหนี่ยวนำที่เกิดจากสนามแม่เหล็กที่มีทิศทางไปข้างหน้า(forward field), (τ_f) มีค่าดังนี้

$$\tau_f = \frac{1}{\omega_s} p_{ag.f} \quad (\text{N.m}) \quad (2.19)$$

เมื่อ $p_{ag.f}$ คือ กำลังงานในช่องอากาศที่เกิดจากขดลวดในวงจรสเตเตอร์ *Watts*
 ω_s คือ ความเร็วเชิงโคโรนัสเชิงมุม, rad/sec

$$\text{โดยที่ } p_{ag.f} = I_1^2 (0.5R_f) \quad (2.20)$$

ในทำนองเดียวกันแรงบิดเหนี่ยวนำที่เกิดจากสนามแม่เหล็กที่มีทิศทางย้อนกลับ (backward field, (τ_b)) มีค่าดังนี้

$$\tau_b = \frac{1}{\omega_s} p_{ag.b} \quad (\text{N.m}) \quad (2.21)$$

$$\text{โดยที่ } p_{ag.b} = I_1^2 (0.5R_b) \quad (2.22)$$

ดังนั้นแรงบิดเหนี่ยวนำลัพธ์ (τ) มีค่าดังนี้

$$\tau = \tau_f - \tau_b = \frac{1}{\omega_s} (p_{ag.f} - p_{ag.b}) \quad (2.23)$$

เนื่องจากกระแสในวงจรโรเตอร์จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นเป็น 2 ส่วน ซึ่งมีความถี่ต่างกัน ดังนั้นการสูญเสีย I^2R ที่เกิดขึ้นในโรเตอร์จึงเป็นผลรวมของการสูญเสียที่เกิดขึ้น โดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field) และแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ (backward field) (แม้ว่าแรงบิดลัพธ์ในสภาวะหยุดนิ่งจะมีค่าเป็นศูนย์ $\tau_f = \tau_b$ แต่ถ้ามี

แรงใด ๆ กระทำต่อโรเตอร์ให้เคลื่อนที่ไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง แรงบิดจะไม่นับเป็นศูนย์อีกต่อไป และมอเตอร์จะหมุนในทิศทางของแรงกระทำให้เกิดการเริ่มต้นหมุนต่อไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งมีความเร็วที่พิกัด)

กำลังสูญเสีย I^2R ในวงจรโรเตอร์มีค่าดังนี้

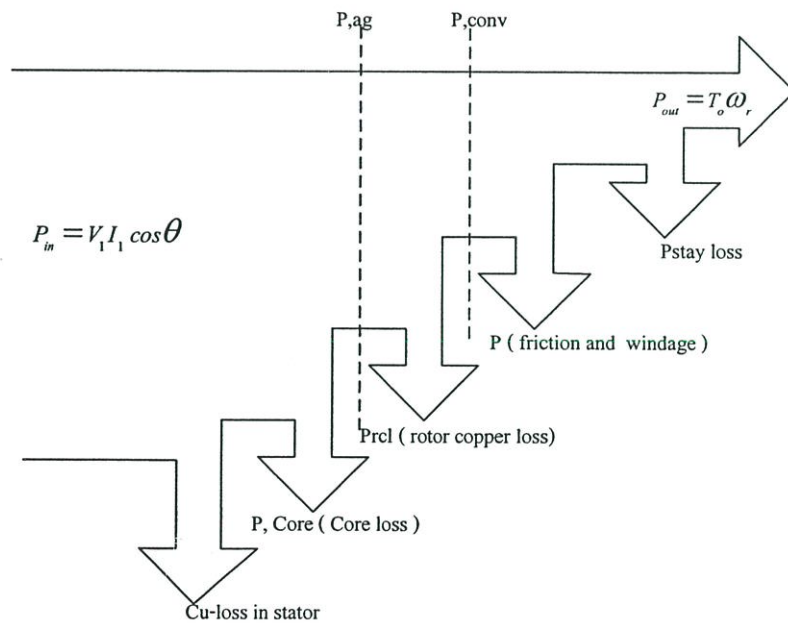
$$\text{กำลังสูญเสียในวงจรโรเตอร์เนื่องจาก forward field} = sP_{ag.f} \quad (2.24)$$

$$\text{กำลังสูญเสียในวงจรโรเตอร์เนื่องจาก backward field} = (2-s)P_{ag.b} \quad (2.25)$$

$$\text{ดังนั้น ผลรวมกำลังสูญเสียในวงจรโรเตอร์} = sP_{ag.f} + (2-s)P_{ag.b} \quad (2.26)$$

กำลังงานในช่องอากาศที่เปลี่ยนเป็นพลังงานกล (P_{conv}) มีค่าดังนี้

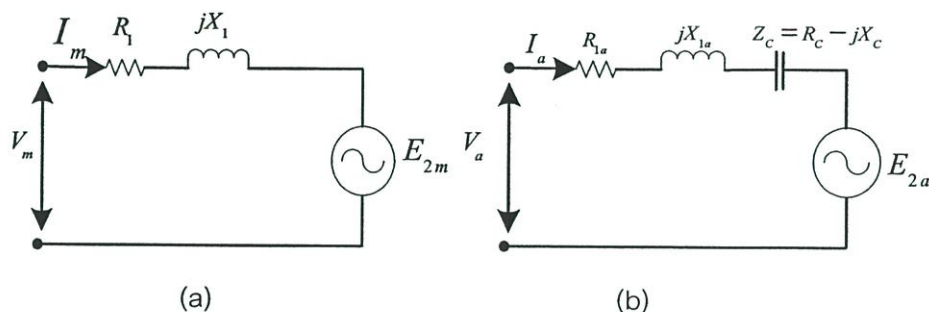
$$P_{conv} = (1-s)\omega_s \tau = (1-s)(P_{ag.f} - P_{ag.b}) \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.19 ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังงานในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

2.6.3 วงจรสมมูลย์ของคาปาซิเตอร์มอเตอร์(equivalent circuit of capacitor motor)

ผลของกระแสในขดลวดช่วยกับขดลวดหลักจะเป็นผลให้แรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กหมุนเท่ากันและตรงข้ามกัน ถ้า mmf ของขดลวดหลักมีขนาดเท่ากับขดลวดช่วยวงจรมูลย์พื้นฐานของขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะเป็นดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 (a) วงจรสมมูลย์พื้นฐานของขดลวดหลัก

(b) วงจรสมมูลย์ของขดลวดช่วย

กระแสในขดลวดทั้งสองมีมุมต่างเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เป็นผลให้มอเตอร์ทำงานเป็นแบบสองเฟสดังนั้น สนามแม่เหล็กหมุนซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward rotating field) จะหักล้างซึ่งกันและกัน ซึ่งโดยทั่วไปขดลวดหลักและขดลวดช่วยในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสจะวางห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้าสมการของขดลวดหลักและขดลวดช่วยสามารถเขียนได้เป็น

$$V_m = (R_1 + jX_1)I_m + E_{2m} \quad (2.28)$$

$$V_a = (R_{1a} + jX_{1a} + R_c - jX_c)I_a + E_{2a} \quad (2.29)$$

เมื่อ E_{2m} คือ แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักอันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศ

E_{2a} คือ แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ขดลวดช่วยอันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศ

เนื่องจาก mmf ของ ขดลวดช่วยจะนำหน้า mmf ของ ขดลวดหลักอยู่ 90° ในขณะที่ แรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ของขดลวดช่วยจะตามหลัง แรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field) ของขดลวดหลักอยู่ 90° เช่นกันดังนั้น

$$E_{2m} = E_{fm} + E_{bm} + E'_{fa} + E'_{ba} \quad (2.30)$$

- เมื่อ E_{fm} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field) ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก
- E_{bm} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก
- E'_{fa} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย
- E'_{ba} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ขดลวดหลักโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลใน ขดลวดช่วย

ถ้าให้ a คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อจำนวนรอบของขดลวดหลัก เรียกว่า turn ratio

$$a = \frac{N_a}{N_m} \quad (2.31)$$

turn ratio นี้ ใช้ในการแปลงค่าแรงดันที่ขดลวดช่วยกับขดลวดหลักโดยอาศัยความสัมพันธ์

$$a = \frac{N_a}{N_m} = \frac{E_a}{E_m} = \frac{E_{fa}}{E'_{fa}} = \frac{E_{ba}}{E'_{ba}} \quad (2.32)$$

- เมื่อ E_{fa} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดช่วยอันเนื่องมาจากแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field) ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย

E_{ba} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดช่วยอันเนื่องมาจากแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย

และเนื่องจากแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)ของขดลวดหลักตามหลังแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field) ของขดลวดช่วยอยู่ 90 องศา และแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field) ของขดลวดหลักนำหน้าแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field) ของขดลวดช่วยอยู่ 90 องศา ดังนั้น

$$E'_{fa} = -j \frac{E_{fa}}{a} \quad (2.33)$$

$$E'_{ba} = j \frac{E_{ba}}{a} \quad (2.34)$$

แทนลงในสมการ (2.30) จะได้

$$E_{2m} = E_{fm} + E_{bm} - j \frac{E_{fa}}{a} + j \frac{E_{ba}}{a} \quad (2.35)$$

พิจารณาที่ขดลวดช่วยในทำนองเดียวกัน จะได้

$$E_{2a} = E_{fa} + E_{ba} - jaE_{fm} - jaE_{bm} \quad (2.36)$$

เมื่อ E_{fa} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดช่วยโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย

E_{ba} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดช่วยโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย

jaE_{fm} คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ช่วยลดช่วยโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก

$-jaE_{bm}$ คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ช่วยลดช่วยโดยแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field)ซึ่งเกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก

แทนสมการ (2.35) และสมการ (2.36) ลงในสมการ (2.28) และสมการ (2.29) จะได้

$$V_m = (R_1 + jX_1)I_m + E_{fm} - j\frac{E_{fa}}{a} + E_{bm} + j\frac{E_{ba}}{a} \quad (2.37)$$

$$V_a = (R_{1a} + jX_{1a} + R_c - jX_c)I_a + E_{fa} + E_{ba} + jaE_{fm} - jaE_{bm} \quad (2.38)$$

จากสมการ (2.37), (2.38) นี้ เราสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยได้ใหม่ เป็นดังรูปที่ 2.21

$$Z_f = j\frac{X_m}{2} // \left(\frac{R_2}{2s} + j\frac{X_2}{2} \right)$$

$$= R_f + jX_f$$

$$Z_b = j\frac{X_m}{2} // \left(\frac{R_2}{2(2-s)} + j\frac{X_2}{2} \right)$$

$$= R_b + jX_b$$

$$Z_{fa} = j\frac{X_{ma}}{2} // \left(\frac{R_{2a}}{2s} + j\frac{X_{2a}}{2} \right)$$

$$= R_{fa} + jX_{ba}$$

$$Z_{ba} = j \frac{X_{ma}}{2} // \left(\frac{R_{2a}}{2(2-s)} + j \frac{X_{2a}}{2} \right)$$

$$= R_{ba} + jX_{ba}$$

กำหนดให้ $E_f = E_{fm} - j \frac{E_{fa}}{a}$ (2.39)

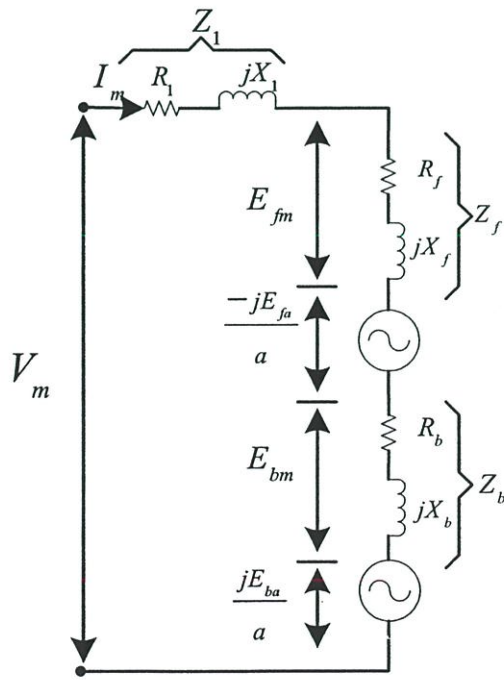
$$E_b = E_{bm} + j \frac{E_{ba}}{a}$$
 (2.40)

สมการ (2.39) คูณ ja

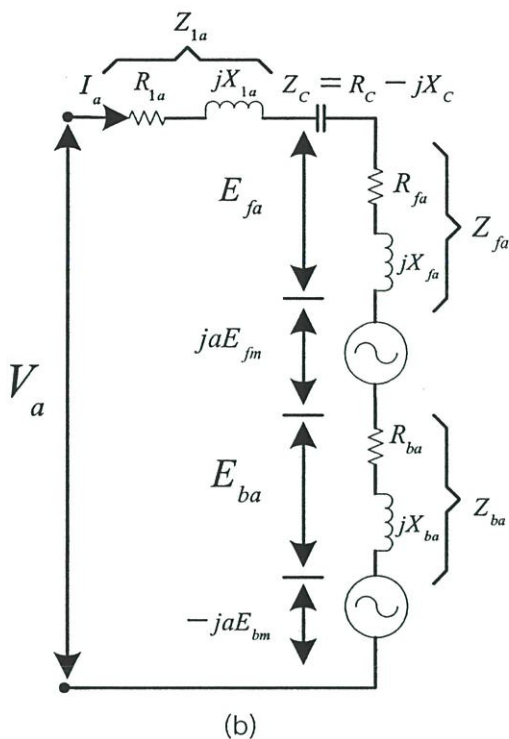
$$jaE_f = E_{fa} + jaE_{fm}$$
 (2.41)

สมการ (2.38) คูณ $-ja$

$$-jaE_b = E_{ba} - jaE_{bm}$$
 (2.42)



(a)



รูปที่ 2.21 (a) วงจรสมมูลย์ของขดลวดหลัก
(b) วงจรสมมูลย์ของขดลวดช่วย

จากรูปที่ 2.21 เราสามารถเขียนสมการ (2.37) และสมการ (2.38) ใหม่ได้เป็น

$$V_m = (Z_1 + Z_f + Z_b)I_m - ja(Z_f - Z_b)I_a \tag{2.43}$$

$$V_a = ja(Z_f - Z_b)I_m + [Z_c + Z_{1a} + a^2(Z_f - Z_b)]I_a \tag{2.44}$$

เมื่อ $V_m = V_a$ คือ แรงดันจากแหล่งจ่าย

เนื่องจากขณะที่มอเตอร์ทำงานนั้น จะมีสนามแม่เหล็กหมุน ทั้งที่เป็น แรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางไปข้างหน้า(forward field)และแรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กซึ่งมีทิศทางย้อนกลับ(backward field) ดังนั้น

$$P_g = P_{gf} - P_{gb} = R_c [(E_f - E_b)I_m^* + j(E_f - E_b)aI_a^*] \tag{2.45}$$

$$P_g = (R_f - R_b)(I_m^2 + (aI_a)^2) + R_e \left(-j \frac{E_{fa}}{a} - j \frac{E_{ba}}{a} \right) I_m^* + R_e (jaE_{fm} + jaE_{bm}) I_a^* \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} \text{เนื่องจาก } \frac{-j}{a}(E_{fa} + E_{ba})I_m^* &= -ja[R_f + R_b + j(X_f + X_b)]I_a I_m^* \\ &= [(X_f + X_b) - j(R_f + R_b)]aI_a I_m^* \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} \text{และ } ja(E_{fm} + E_{bm})I_a^* &= ja[R_f + R_b + j(X_f + X_b)]I_a^* I_m \\ &= -[(X_f + X_b) - j(R_f + R_b)]aI_a^* I_m \end{aligned} \quad (2.48)$$

นำสมการ (2.47) บวกกับสมการ (2.48) จะได้

$$\frac{-j}{a}(E_{fa} + E_{ba})I_m^* + ja(E_{fm} + E_{bm})I_a^* = [(X_f + X_b) - j(R_f + R_b)]a(I_a I_m^* - I_a^* I_m)$$

$$I_a = I_a e^{j\theta_a}$$

และ

$$I_m = I_m e^{j\theta_m}$$

$$\begin{aligned} \text{เพราะฉะนั้น } I_a I_m^* - I_a^* I_m &= I_a I_m (e^{j(\theta_a - \theta_m)} - e^{-j(\theta_a - \theta_m)}) \\ &= j2I_a I_m \sin(\theta_a - \theta_m) \end{aligned}$$

ดังนั้น $R_e \left(-j \frac{E_{fa}}{a} - j \frac{E_{ba}}{a} \right) I_m^* + R_e (jaE_{fm} + jaE_{bm}) I_a^*$ จะมีค่าเท่ากับ $2aI_a I_m (R_f + R_b) \sin(\theta_a - \theta_m)$ นำไปแทนในสมการ (2.46) จะได้

$$P_g = P_{gf} - P_{gb} = [I_m^2 + (aI_a)^2](R_f - R_b) + 2aI_a I_m (R_f + R_b) \sin(\theta_a - \theta_m) \quad (2.49)$$

ดังนั้นกำลังที่เพลลาของมอเตอร์จะมีค่าเป็น

$$P_{out} = (1-s)(P_{gf} - P_{gb}) - loss \quad (2.50)$$

เมื่อ $P_{gf} - P_{gb}$ มีค่าดังสมการ (2.49)

โดยที่ loss คือ กำลังสูญเสียเนื่องมาจากแกนเหล็ก(core loss)และกำลังสูญเสียเนื่องมาจากการหมุน(rotational loss)

แรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์ก็สามารถหาได้โดยอาศัยสูตรพื้นฐาน คือ

$$T = \frac{P_{out}}{\omega} \quad (2.51)$$

2.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง การเปรียบเทียบกันมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส, ชนิดและคุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีใช้กันโดยทั่วไป พร้อมทั้งทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส อาทิเช่นทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์สองเฟส, ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์หนึ่งเฟส และทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง (double - revolving field theory) รวมทั้งการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสและการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าชนิด capacitor run motor, รวมทั้งการพิจารณากำลังงานและแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าทั้งสอง

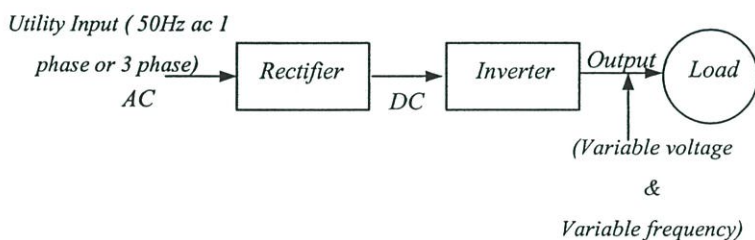
บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ซึ่งมีความแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับรูปแบบวิธีการควบคุมการทำงานที่ได้มีการปรับปรุงวิจัยพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่อง โดยในปัจจุบันมีการประยุกต์ใช้กับงาน ได้แก่ ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังต่อเนื่อง (uninterruptible power supply : UPS) หรือ ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ (AC drives) ซึ่งโดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์ในระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ (AC drives) ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานดังต่อไปนี้ [15]

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วที่ต้องการ
2. สามารถที่ปรับแรงดันเอาต์พุตเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (v/f) ให้คงที่
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์(AC drives)

ในรูปที่ 3.1 แสดงหลักการพื้นฐานของแรงดันเอซีที่ถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันดีซี โดยใช้เรกติไฟเออร์ที่ควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ตาม (controlled or uncontrolled rectifier) และอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันดีซีเป็นเอซี ที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้

3.2 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์

แบ่งเป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส มีภาคเรกติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยที่ค่ากระแสค่าใดค่าหนึ่ง เมื่อเปลี่ยนโหลดกระแสคงที่ แต่แรงดันเปลี่ยนตามโหลดและอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน มีภาคเรกติไฟเออร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้คงที่แต่กระแสเปลี่ยนตามโหลด โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้กล่าวถึง

อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว เพื่อให้สอดคล้องกับเทคนิคที่นำเสนอ ซึ่งโดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ระบบใหญ่ ๆ คือ

3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (current source inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีใช้อยู่ไม่มากในอุตสาหกรรม เพราะการประยุกต์ใช้งานเกือบทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะเป็นมอเตอร์ขนาดใหญ่ อันเนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสทำงานได้ดีที่โหลดมาก ๆ แต่มีปัญหาเมื่อโหลดน้อย ๆ และลักษณะของอุปกรณ์ในวงจรเหมาะสมสำหรับโหลดมาก ๆ โดยที่อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสประกอบด้วย ไทริสเตอร์เรกติไฟเออร์ ควบคุมได้ด้วยการควบคุมเฟสเอซีไลน์ และมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีคาปาซิเตอร์ต่อขนานอยู่ เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ จึงทำให้แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน โดยอินเวอร์เตอร์มีไทริสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ กระแสทางด้านเอาต์พุตอาจเป็น 6-step หรือพีดับบลิวเอ็มก็ได้ แต่แรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ แต่เกิดสไปดจากการคอมมิวเตท ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส คือ วงจรกำลังใหญ่ไว้วางใจได้ดีและไม่เกิดการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตชิงภายในกึ่งเดียวกันอย่างในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน จากข้อดีที่กล่าวมาของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสจะยังคงมีข้อจำกัดของช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ที่สภาวะไร้โหลด นอกจากนี้ตัวอินดักเตอร์มีขนาดใหญ่ จึงทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีขนาดใหญ่ตามและมีราคาแพง

3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (voltage source inverter)

โครงสร้างของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่มีขนาดของฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ C ที่มีค่ามาก ทำให้แรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต มีค่าคงที่ ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด โดยที่ข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายตัวที่ทำงานพร้อม ๆ กัน ส่วนข้อเสียมักจะมีปัญหาเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตชิงภายในกึ่งเดียวกันของอุปกรณ์สวิตชิงในกึ่งเดียวกัน ในทางปฏิบัติสามารถในช่วงจรประวิงเวลา (dead time) ช่วยในการป้องกันโดยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

3.2.2.1 อินเวอร์เตอร์มอดูเลตความกว้างพัลส์ (pulse width modulation)

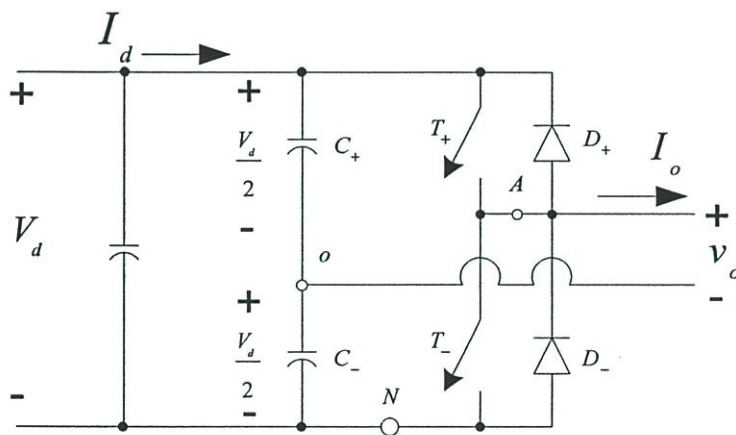
เป็นการมอดูเลตความกว้างพัลส์หรือแบบพีดับบลิวเอ็ม[1] โดยสัญญาณควบคุมหรือ $v_{control}$ ซึ่งจะมีค่าคงที่หรือแปรค่าต่าง ๆ อย่างช้า ๆ ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมเพื่อจะได้สัญญาณการสวิตชิงไปควบคุมอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุตให้ได้ค่าเฉลี่ยตามต้องการ

และเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ จะต้องเกิดเป็นรูปคลื่นไซน์ที่เรียกว่า sinusoidal pulse width modulation (SPWM) โดยที่ขนาดและความถี่สามารถควบคุมได้ และการควบคุมความถี่เอาท์พุททำได้โดยการนำรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เดียวกันกับเอาท์พุทไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ \hat{V}_{tri} และมีความถี่ที่คงที่ โดยที่ v_{tri} แทนรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือความถี่พาหะขณะสวิตช์ด้วยความถี่เท่ากับ f_s ดังรูปที่ 3.3(a) $v_{control}$ แทนสัญญาณควบคุมเพื่อนำไปใช้ในการมอดูเลตอัตราส่วนของการสวิตช์ f_1 แทนความถี่มูลฐาน(fundamental frequency) หรือความถี่มอดูเลตของแรงดันเอาท์พุทที่ต้องการ สำหรับอัตราส่วนการมอดูเลตแอมพลิจูด หรือ m_a จะเท่ากับ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.1)$$

ซึ่ง $\hat{V}_{control}$ แทนแอมพลิจูดค่ายอดของสัญญาณควบคุม \hat{V}_{tri} แทนแอมพลิจูดค่ายอดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม อัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ m_f เท่ากับ

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.2 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

สวิตช์ T_{A+} และ T_{A-} ของวงจรมอเตอร์ตามรูปที่ 3.2 ได้ถูกควบคุมบนพื้นฐานของการเปรียบเทียบ $v_{control}$ และ v_{tri} และผลของแรงดันเอาท์พุทที่ได้จะไม่ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส i_o ดังนั้น

$$v_{control} > v_{tri}, T_{A+} \text{ นำกระแส, } v_{AO} = \frac{1}{2}V_d$$

หรือ

$$v_{control} < v_{tri}, T_{A-} \text{ นำกระแส, } v_{AO} = -\frac{1}{2}V_d \tag{3.3}$$

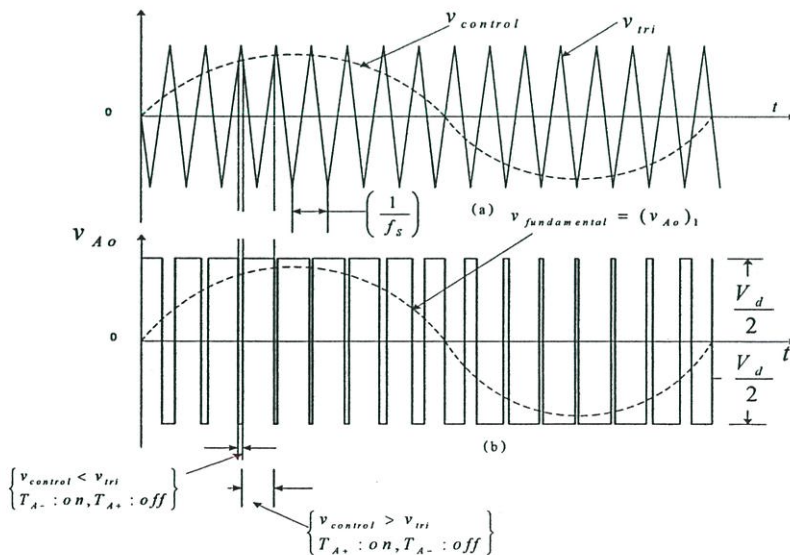
เนื่องจากสวิตช์ทั้ง 2 ไม่ได้หยุดนำกระแสพร้อมกัน ดังนั้น เอ้าท์พุท v_{AO} จึงเปลี่ยนแปลงระหว่าง 2 ค่า $\frac{1}{2}V_d$ และ $-\frac{1}{2}V_d$ สำหรับความถี่มูลฐาน

สเปกตรารฮาร์โมนิกส์ (harmonic spectrum) ของ v_{AO} ภายใต้เงื่อนไขที่ได้แสดงในรูปที่ 3.3(b) จะได้ดังรูปที่ 3.3(c) โดยเป็นอัตราส่วนของแอมพลิจูด $(\hat{V}_{AO})_h / \frac{1}{2}V_d$ ขณะ $m_a \leq 1$

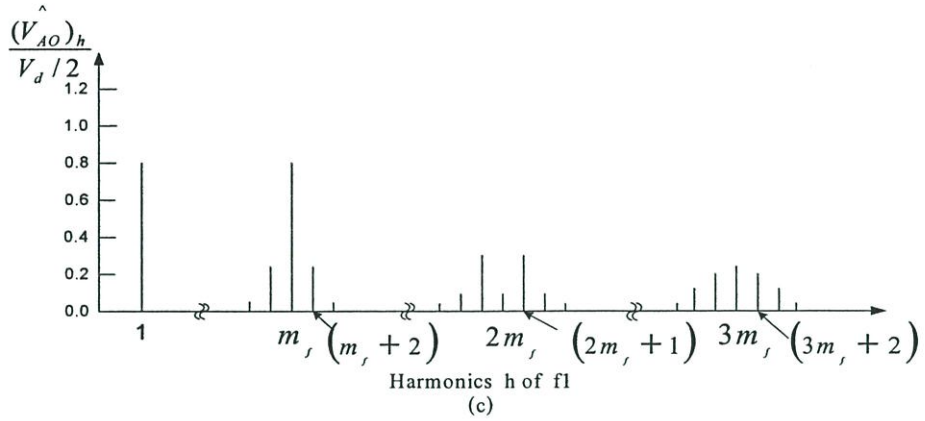
แอมพลิจูดค่ายอดของแรงดันความถี่มูลฐาน $(\hat{V}_{AO})_1$ ได้เท่ากับ m_a เท่าของ $\frac{1}{2}V_d$ จากการศึกษา $v_{control}$ มีค่าคงที่แล้วทำให้ได้แรงดัน v_{AO} ดังรูปที่ 3.3(a) และจะเห็นว่า แรงดันเอ้าท์พุทเฉลี่ย V_{AO} จะมีความแปรผันตรงกับ $v_{control} / \hat{V}_{tri}$ และ V_d ดังนี้

$$V_{AO} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} \frac{V_d}{2} \text{ เมื่อ } v_{control} \leq \hat{V}_{tri} \tag{3.4}$$

จากสมการที่ 3.4 จะเห็นว่า แรงดันค่าเฉลี่ย V_{AO} จะเท่ากับแรงดัน v_{AO} ค่าเฉลี่ยใน 1 คาบ T_s และค่าเฉลี่ยใดๆ ที่ได้เหมือนกับ v_{AO} ที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน



รูปที่ 3.3 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์



รูปที่ 3.3 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์

เมื่อ $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ (หรือความถี่มูลฐาน) สมการ $v_{control}$ จะได้ว่า

$$v_{control} = \hat{V}_{control} \sin \omega_1 t$$

ซึ่ง
$$\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ 3.4 และ 3.5 แรงแดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน (V_{AO}) จะแปรเป็นรูปคลื่นไซน์ซอซดัลเฟสเดียวกับ $v_{control}$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} (v_{AO})_1 &= \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \\ &= m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

ดังนั้น
$$(\hat{V}_{AO})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.7)$$

จากพีคดับลิวเอ็มด้วยรูปคลื่นไซน์ จะเห็นว่า แอมพลิจูดของแรงแดันที่ประกอบขึ้นเป็นความถี่มูลฐาน จะแปรค่าเป็นเชิงเส้นกับ m_a ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1

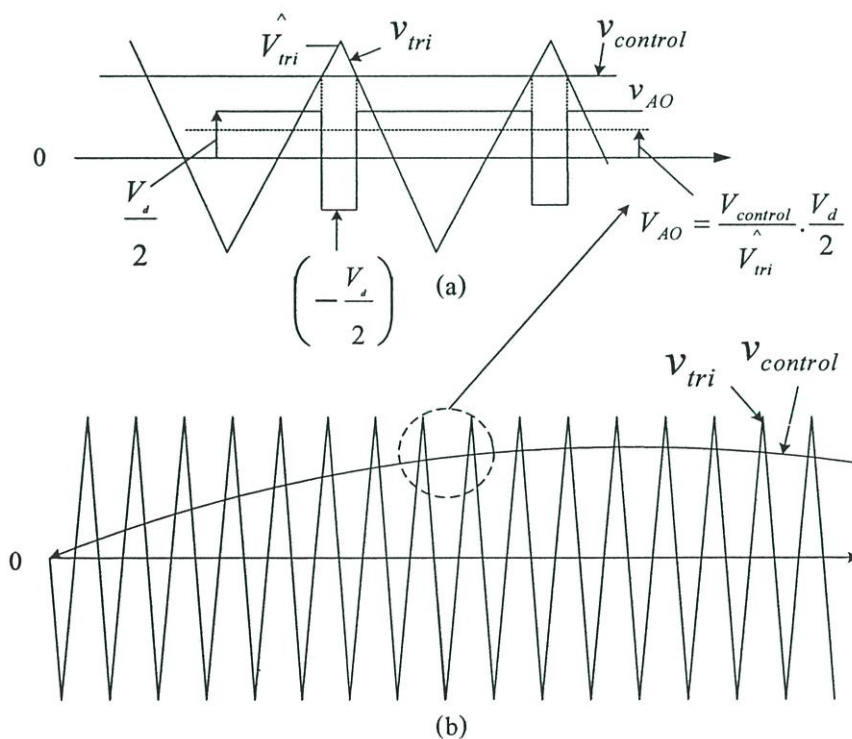
- การเกิดฮาร์โมนิกสโนรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะปรากฏขึ้นที่แถบข้าง (sideband) ใกล้กับความถี่ การสวิตช์ของฮาร์โมนิกสโนโดยรอบนี้ ความถี่ของแรงดันฮาร์โมนิกสโนใด ๆ ที่เกิดขึ้น สามารถคำนวณได้จาก

$$f_h = (jm_f \pm k) f_1 \quad (3.8)$$

เมื่อ h แทนฮาร์โมนิกสโนใด ๆ k แทนค่าแถบข้าง (sideband) และ j แทนจำนวนเท่าของอัตราส่วนของมอดดูเลต m_f และมีค่าเท่ากับ

$$h = j(m_f) \pm k \quad (3.9)$$

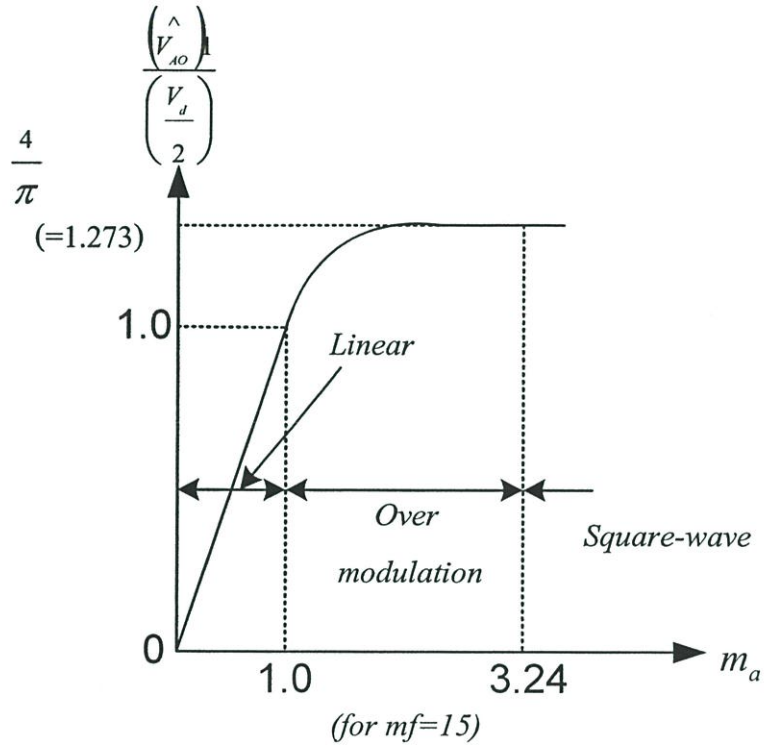
ซึ่งความถี่มูลฐาน h มีค่าเท่ากับ 1 โดยเมื่อค่า j เป็นเลขคี่และฮาร์โมนิกสโนจะเกิดขึ้นได้ เมื่อค่า k จะต้องเป็นเลขคู่ และเมื่อค่า j เป็นเลขคู่ k จะต้องเป็นเลขคี่



รูปที่ 3.4 การมอดดูเลตความกว้างพัลส์ไซน์

3.2.2.2 อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นจัตุรัส (square – wave inverters)

จากวงจรอินเวอร์เตอร์รูปที่ 3.7 และ 3.8 สำหรับการวิเคราะห์ฟูเรียร์ (fourier) เพื่อหาค่าแรงดันค่ายอดขณะประกอบเป็นความถี่มูลฐาน จะเห็นว่า ค่าดังกล่าวมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ m_a ดังนี้ คือ



รูปที่ 3.5 การควบคุมแรงดันโดยการแปรค่า m_a

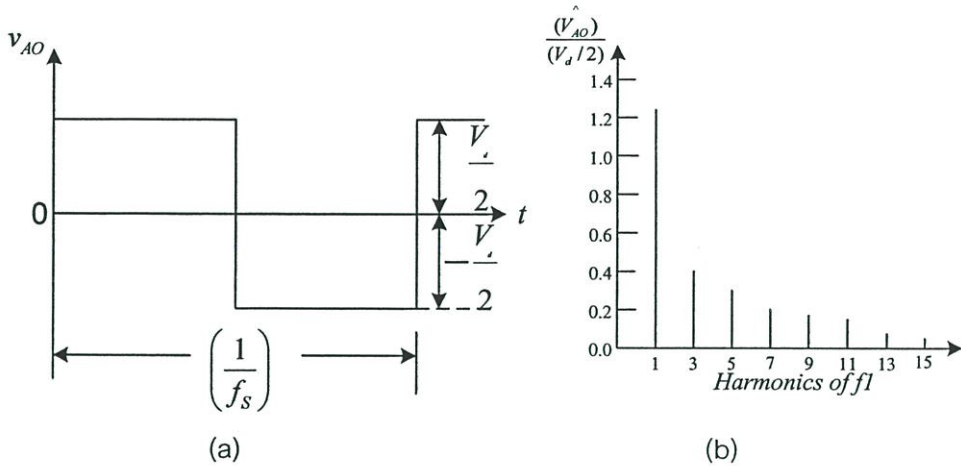
ดังนั้นแอมพลิจูดค่ายอดของแรงดันความถี่มูลฐานเท่ากับ

$$(\hat{V}_{AO})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1.273 \left(\frac{V_d}{2} \right) \quad (3.10)$$

และแอมพลิจูดค่ายอดของแรงดันความถี่ฮาร์มอนิกส์ใด ๆ เท่ากับ

$$(\hat{V}_{AO})_h = \frac{(\hat{V}_{AO})_1}{h} \quad (3.11)$$

ซึ่ง h แทนอันดับของฮาร์มอนิกส์ โดยปกติเป็นเลขคี่ (3,5,7,9,11,13,15) ดังแสดงในรูปที่ 3.6(b)



รูปที่ 3.6 การสวิตช์รูปคลื่นจัตุรัส

จากการสวิตช์ที่เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัส จะเห็นว่า ประโยชน์ที่ได้รับคือ การเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ 1 ไซเคิล ได้เปลี่ยนแค่ 2 ครั้งเท่านั้น ซึ่งเป็นผลดีมากกับการควบคุมโหลดที่มีกำลังสูง ๆ และนอกจากนี้ยังเหมาะกับอุปกรณ์ที่มีความสามารถในการสวิตช์ให้ช้าและหยุดนำต่ำ แต่ข้อเสียคือ การสวิตช์เพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นจัตุรัสของวงจรมี ไม่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงค่าได้ เพราะฉะนั้น แรงดันอินพุตดีซี V_d จะต้องถูกปรับอยู่เสมอ เพื่อควบคุมให้เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ได้มีค่าตามต้องการ

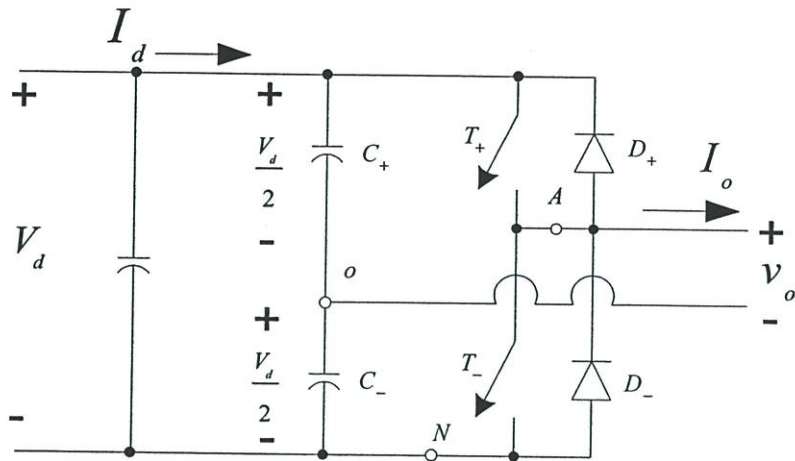
3.3 อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว

3.3.1 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 3.7 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยมีคาปาซิเตอร์ด้วยค่าเท่ากัน 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน แล้วคร่อมอยู่กับอินพุต V_d ดังนั้น แรงดันที่คร่อมคาปาซิเตอร์แต่ละตัวเท่ากับ $(1/2)V_d$ และจุดที่คาปาซิเตอร์ทั้งสองตัวต่อกัน เรียกว่า จุดศูนย์กลาง (center-point potential) สำหรับค่าความจุของตัวคาปาซิเตอร์ในวงจรมี จะต้องมีความพอที่จะทำให้แรงดันที่จุด 0 เมื่อเทียบกับจุด N ได้ค่าคงที่ แรงดันและกระแสค่ายอดของอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ในวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เท่ากับ

$$V_T = V_d \quad (3.12)$$

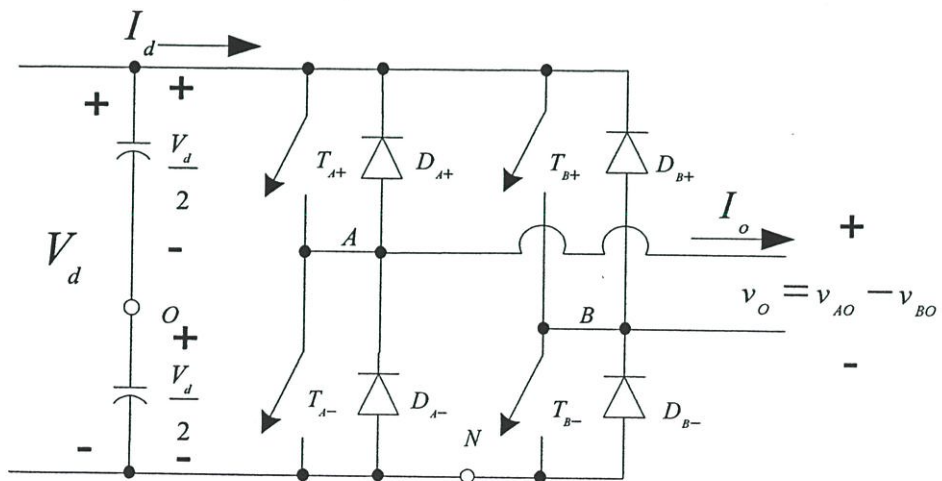
$$I_T = i_{o,peak} \quad (3.13)$$



รูปที่ 3.7 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.3.2 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3.8 มีวัตถุประสงค์เพื่อให้สามารถใช้งานกับพิกัดกำลังสูง ๆ ได้ดี ที่แรงดันอินพุตที่ค่าเดียวกัน จะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุตสูงสุดของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะได้ค่าเป็นสองเท่าของวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังนั้นขณะใช้งานด้วยกำลังเท่ากันที่กระแสเอาต์พุตค่าเดียวกัน กระแสการสวิตช์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งถือว่าเป็นข้อดี



รูปที่ 3.8 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.3.2.1 พัลส์วิดท์โมดูเลชันที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว (PWM with bipolar voltage switching)

การสวิตช์พัลส์วิดท์โมดูเลชันเป็นแบบสวิตช์คู่ที่ทะแยงและตรงกันข้ามกัน T_{A+} กับ T_{B-} และ T_{A-} กับ T_{B+} ของวงจรแปลงผันโดยการเกิดของแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นได้ด้วยวิธีเดียวกัน คือ การเปรียบเทียบแรงดัน $v_{control}$ กับ v_{tri} ดังรูปที่ 3.9(a) และเอาต์พุตที่ขา B ของอินเวอร์เตอร์ จะได้ค่าเป็นลบ เมื่อเทียบกับเอาต์พุตขา A ซึ่งสามารถพิจารณาได้ดังนี้คือ เมื่อสวิตช์ T_{A+} ต่่วงจร v_{AO} ได้ค่าเท่ากับ $(+1/2)V_d$ และสวิตช์ T_{B-} ต่่วงจร $v_{BO} = (-1/2)V_d$ ดังนั้น

$$v_{BO}(t) = -v_{AO}(t) \quad (3.14)$$

และ

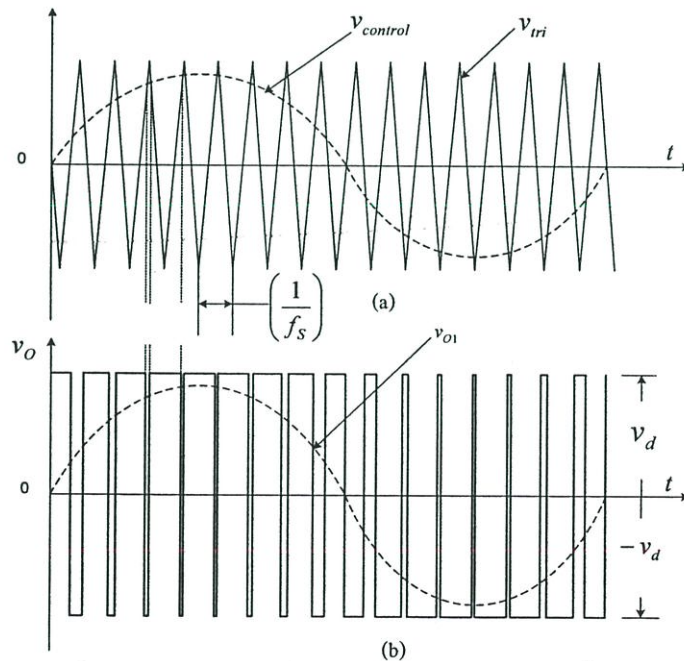
$$v_o(t) = v_{AO}(t) - v_{BO}(t) = 2v_{AO}(t) \quad (3.15)$$

รูปคลื่นแรงดัน v_o จะได้ดังรูปที่ 3.9(b) จะได้ว่า

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.16)$$

และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.17)$$



รูปที่ 3.9 พัลส์วิดท์โมดูเลชันที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว

3.3.2.2 พิตับบลิวเอ็่มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (PWM with unipolar voltage switching)

พิตับบลิวเอ็่มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวของวงจรมอเตอร์แบบบริดจ์เต็มคลื่น ดังรูปที่ 3.8 สัญญานควบคุมขา A จากการเปรียบเทียบแรงดัน v_{tri} กับ $v_{control}$ และขา B จากการเปรียบเทียบแรงดัน v_{tri} กับ $-v_{control}$ ดังในรูปที่ 3.10

และ

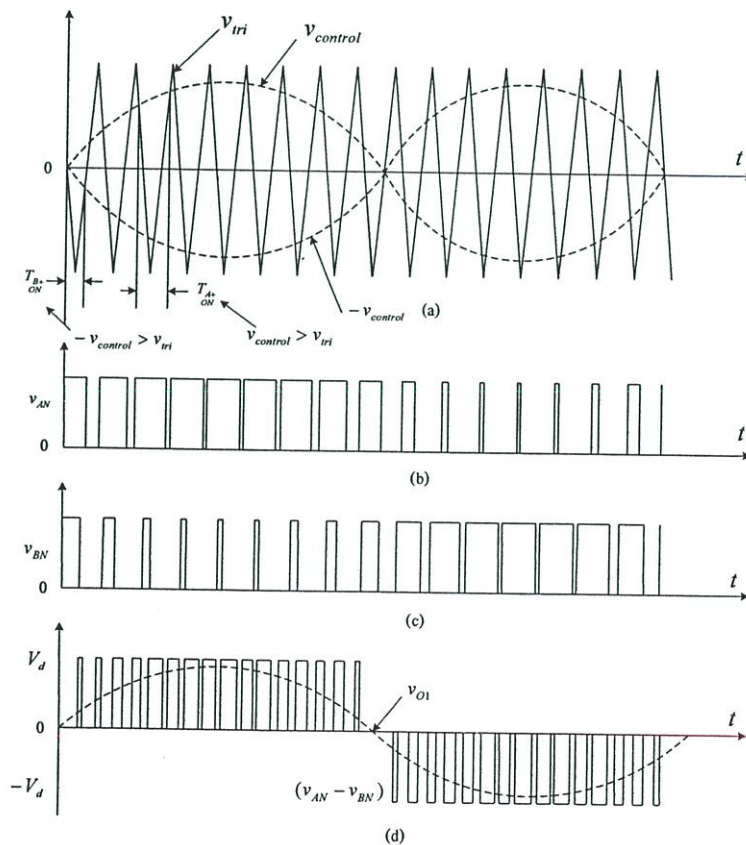
$$v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \quad \text{นำกระแส} \quad v_{AN} = V_d$$

$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \quad \text{นำกระแส} \quad v_{AN} = 0 \quad (3.18)$$

และ

$$(-v_{control}) > v_{tri} : T_{B+} \quad \text{นำกระแส} \quad v_{BN} = V_d$$

$$(-v_{control}) < v_{tri} : T_{B-} \quad \text{นำกระแส} \quad v_{BN} = 0 \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.10 พิตับบลิวเอ็่มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว

การสวิตช์ลักษณะนี้ระดับแรงดันได้เปลี่ยนแปลงระหว่าง 0 กับ V_d หรือระหว่าง 0 กับ $-V_d$ จึงเรียกพิคดับลิแวมที่มีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (unipolar) ซึ่งต่างจากพิคดับลิแวมที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว (bipolar) ที่สวิตช์ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$ การสวิตช์แบบนี้ทำให้ความถี่ฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น 2 เท่าของการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว โดยที่ระดับแรงดันเอาต์พุตของการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (unipolar) จะได้ว่า

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.20)$$

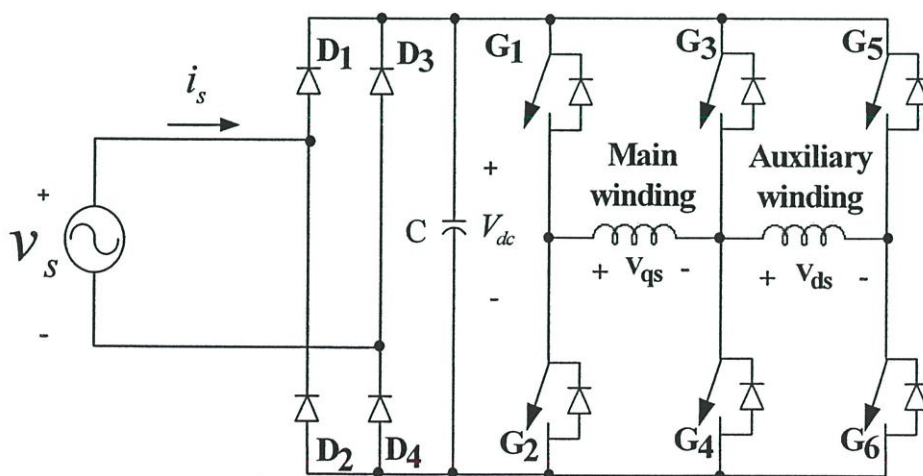
และ

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.21)$$

3.4 วงจรกำลังสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสองเฟส

3.4.1 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง)

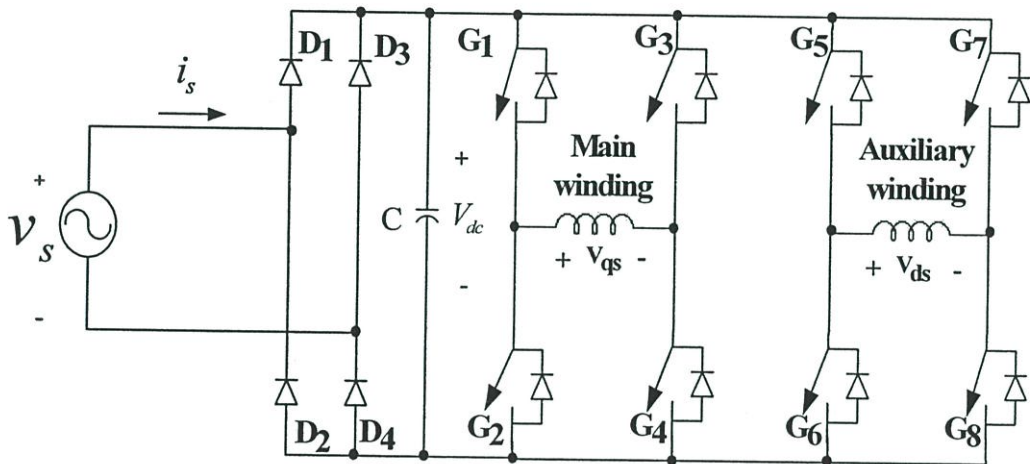
จากรูปที่ 3.11 เป็นวงจรกำลังใช้งานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีวงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์เป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง ซึ่งจากรูปวงจรมีข้อดีคือใช้ Intelligent Power Module (IPM) เพียงตัวเดียว แต่มีข้อเสียคือกระแสทางด้านอินพุตมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมกระแสทางด้านอินพุตสูง (THDi) จากข้อเสียดังกล่าวนี้นำมาทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF.) ต่ำลง. [7]



รูปที่ 3.11 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง)

3.4.2 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 4 กิ่ง)

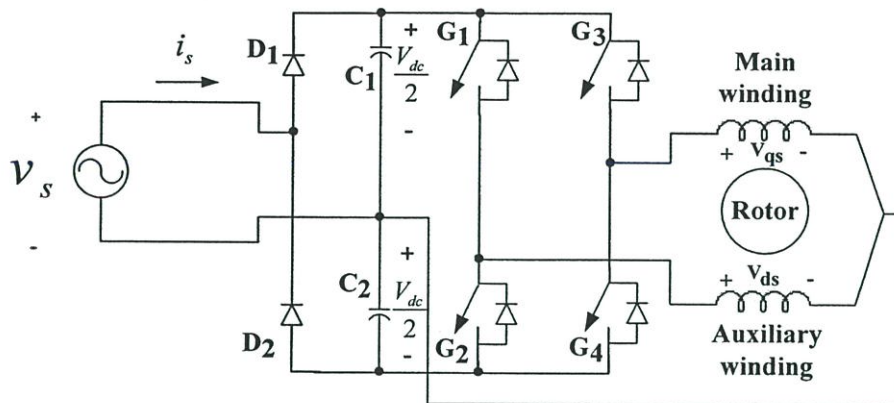
จากรูปที่ 3.12 เป็นวงจรกำลังใช้งานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีวงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์เป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์แบบ 4 กิ่ง จากรูปวงจรมีข้อดีคือ สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยที่มีการควบคุมแรงดันไซน์ที่ดับบลิวเอ็มที่จ่ายให้กับขดลวดมีอิสระต่อกัน แต่มีข้อเสียคือใช้ Intelligent Power Module, (IPM) สองตัวซึ่งเป็นการเพิ่มค่าใช้จ่าย และ กระแสทางด้านอินพุตมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมกระแสทางด้านอินพุตสูง (THDi) และข้อเสียดังกล่าวนี้ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF.) ต่ำลง, [12]



รูปที่ 3.12 วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 4 กิ่ง)

3.4.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์ (วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 2 กิ่ง)

จากรูปที่ 3.13 เป็นวงจรกำลังใช้งานที่มีวงจรไดโอดเรกติไฟล์ที่ต่อแบบทวิแรงดันเป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์แบบ 2 กิ่งขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ต่อในลักษณะแยกขดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไป โดยมีจุดต่อร่วมกันระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับกับมอเตอร์ไฟฟ้าอยู่ที่จุดศักย์กลาง (center-point potential) ของตัวเก็บประจุทั้งสอง โดยข้อดีของวงจรมีได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงที่สูงเป็น 2 เท่าของขนาดแรงดันแหล่งจ่าย แต่ข้อเสียนั้นมีลักษณะเดียวกันกับวงจรในรูปที่ (3.11) และวงจรในรูปที่ (3.12), [12]

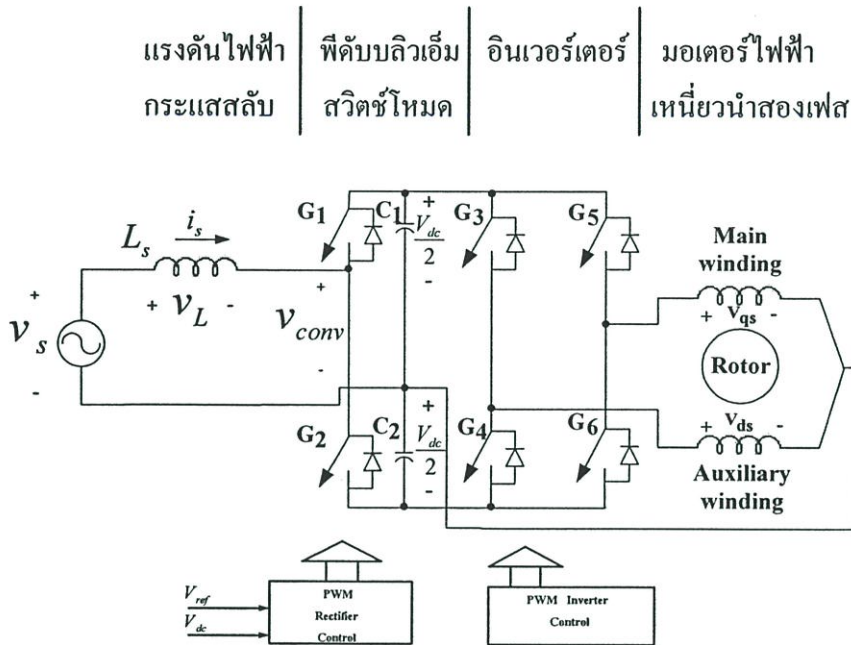


รูปที่ 3.13 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ไดโอดเรกติไฟล์(วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบ 2 กิ่ง)

3.4.4 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.14 เป็นวงจรกำลังใช้งานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสร้างสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์โดยใช้ Intelligent Power Modules, (IPM) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะมีสวิตช์ไอจีบีทีที่อยู่ 6 ตัว โดยในกิ่งแรกนั้นออกแบบให้เป็นสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นอินพุตให้กับระบบและใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสควบคุมการสวิตช์ (Adaptive Hysteresis Band Current Control) โดยมีการควบคุมแบบลูปปิดเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ[10] ส่วนสองกิ่งหลังนั้นออกแบบให้เป็นอินเวอร์เตอร์เพื่อเป็นเอาต์พุตให้กับระบบและนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส เพื่อที่จะนำมาแทนที่วงจรไดโอดเรกติไฟล์ในรูปที่ 3.13 ซึ่งจะเป็นผลทำให้ความผิดเพี้ยนของกระแสทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์น้อยลง โดยกระแสทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์และจะส่งผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์เข้าใกล้หนึ่งและสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้เมื่อสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตติง ในส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมแบบไบโพลาร์โวลต์เดจิสวิตช์ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไป โดยมีการควบคุมให้สัญญาณไบโพลาร์โวลต์เดจิสวิตช์ที่จ่ายให้กับขดลวดทั้งของมอเตอร์ทำมุมต่างเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และเพิ่มการควบคุมขนาดของแรงดันของขดลวดช่วยให้มีค่าเท่ากับขนาดแรงดันของขดลวดหลัก เมื่อจ่ายแรงดันที่พิกัดความถี่และภาระโหลดที่พิกัด ส่วนขดลวดหลักนั้นใช้การควบคุมแรงดันให้มี

อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ในขณะที่ทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

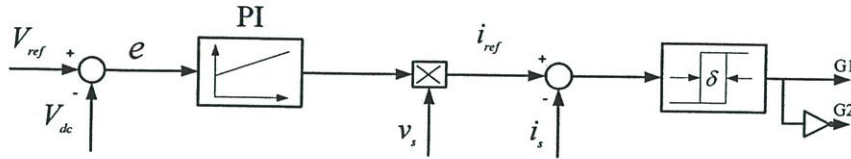


รูปที่ 3.14 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

3.4.5 ไดอะแกรมของวงจรควบคุม

วงจรถูกออกแบบที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้น จำเป็นต้องมีส่วนที่ใช้ควบคุมแบบลูปปิดเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ ในกรณีที่มีการเพิ่มหรือลดโหลดให้กับมอเตอร์และความคุมความถี่สวิตซ์ให้คงที่ จากรูปที่ 3.15 เป็นไดอะแกรมระบบควบคุมแบบลูปปิดซึ่งประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบพีไอซึ่งทำหน้าที่แรกดู เลตสัญญาณผิดพลาด error ที่ได้มาจากการลบกั้นของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง V_{ref} ที่สร้าง ขึ้นกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} ที่ได้มาจากออปโตไชลเดเตอร์และวงจรคูณซึ่งทำหน้าที่ คูณสัญญาณระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ v_s กับสัญญาณเอาท์พุทที่ได้มาจากตัวควบคุมแบบ พีไอ เพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิง i_{ref} และนำไปลบกับสัญญาณกระแสจริง i_s ที่ตรวจจับมา จากวงจรตรวจจับกระแสเพื่อนำไปเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบฮิสเตอรีซิส และสร้างสัญญาณพี ดับบลิวเอ็ม เพื่อควบคุมการสวิตซ์ของตัวคอนเวอร์เตอร์ในกิ่งแรกของวงจร (G1, G2) ข้อดีของ ระบบควบคุมแบบนี้สามารถทำให้รูปคลื่นสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตมีรูปคลื่นเข้าใกล้ไซน์ ซึ่ง ส่งผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตเข้าใกล้หนึ่ง โดยที่สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงาน ในโหมดเรกติไฟล์ ซึ่งในขณะนี้กำลังงานไฟฟ้าจะไหลจากระบบไฟฟ้ากำลัง v_s ไปยังมอเตอร์ไฟฟ้า

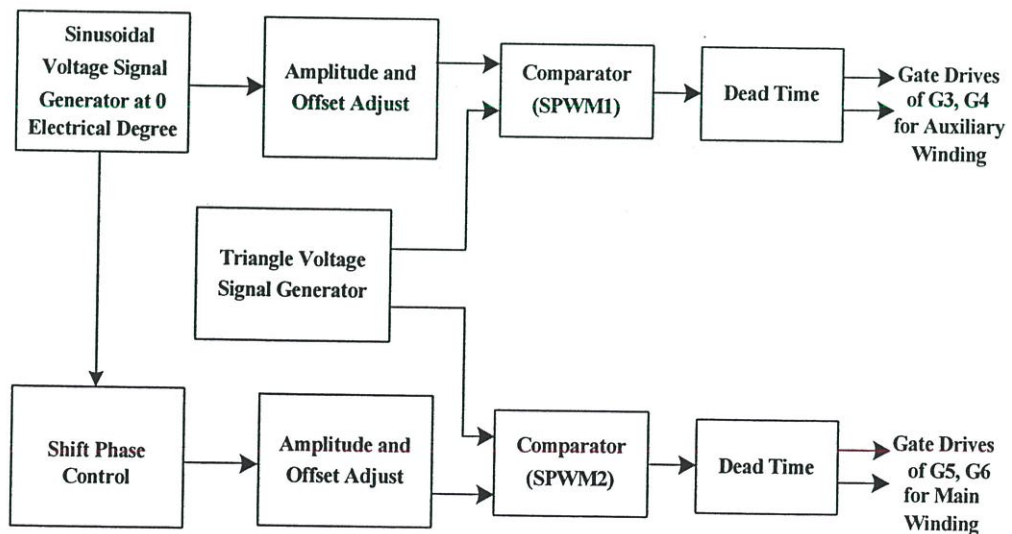
เหนี่ยวนำสองเฟส และเมื่อมีการลดความถี่อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสอย่างฉับพลันจะทำให้เกิดสภาวะการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่การไฟฟ้า v_s โดยขณะนี้ สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ติ้ง (Inverting Mode),[10]



รูปที่ 3.15 ระบบควบคุมแบบลูปปิดเพื่อควบคุมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

3.4.6 ไดอะแกรมการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว (PWM with bipolar voltage switching)

จากรูป 3.16 เป็นไดอะแกรมการสร้างสัญญาณไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์ซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณไซน์ที่เก็บข้อมูลอยู่ในรูปของ look up table ไว้ในหน่วยความจำ EPROM ผ่านวงจร DAC แล้วเข้าสู่วงจรถ่ายเฟสเพื่อสร้างสัญญาณไซน์ที่ทำมุมต่างเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และวงจรเปรียบเทียบซึ่งทำหน้าที่มีออคดูเลตสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม เพื่อสร้างสัญญาณไซน์พีดับบลิวเอ็ม (SPWM) และนำไปขับขาเกตของไอจีบีทีต่อไป ซึ่งข้อดีของการควบคุมแบบนี้ทำให้กระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองขดมีมุมต่างเฟสกันเกือบ 90 องศาทางไฟฟ้าซึ่งส่งผลทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสมีแรงบิดที่ดี,[8]



รูปที่ 3.16 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์

3.5 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.14 เป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์จะแบ่งเป็น 2 โหมด คือ โหมดเรกติไฟล์ และโหมดอินเวอร์ตติ้ง ซึ่งการทำงานในโหมดเรกติไฟล์นั้นจะพิจารณาที่กระแส (i_s) มีเฟสตรงกันกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) และมีการทำงานอยู่ 4 สถานะ ส่วนโหมดอินเวอร์ตติ้งนั้นจะพิจารณาที่กระแส (i_s) ทำมุมต่างเฟสกันกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้าซึ่งก็จะมีการทำงานอยู่ 4 สถานะเช่นเดียวกัน

3.5.1 การทำงานในโหมดเรกติไฟล์ (Rectifier mode)

พิจารณาในช่วงที่กระแส (i_s) ครึ่งคาบบวก ($0-180^\circ$)

สถานะที่ 1

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G1$ กระแสจะไหลผ่านออกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) ทางครึ่งคาบบวก กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_s), ไดโอด $D1$, ตัวเก็บประจุ $C1$ โดยจะมีการคายพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ (L_s) และในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ $C1$ จะมีการเก็บประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส (i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงลดลง ($di_s/dt < 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{C1} \quad (3.22)$$

สถานะที่ 2

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G2$ กระแสจะไหลผ่านออกจากตัวเก็บประจุ $C2$ กลับเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) และตัวเหนี่ยวนำ (L_s) โดยจะมีการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ (L_s) และในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ $C2$ จะมีการคายประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส (i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น ($di_s/dt > 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + V_{C2} \quad (3.23)$$

พิจารณาในช่วงที่กระแส (i_s) ครึ่งคาบลบ ($180-360^\circ$)

สถานะที่ 3

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G1$ กระแสจะไหลผ่านออกจากตัวเก็บประจุ $C1$ ตัวเหนี่ยวนำ (L_s), และกลับเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) โดยจะมีการคายพลังงานที่เก็บสะสมอยู่

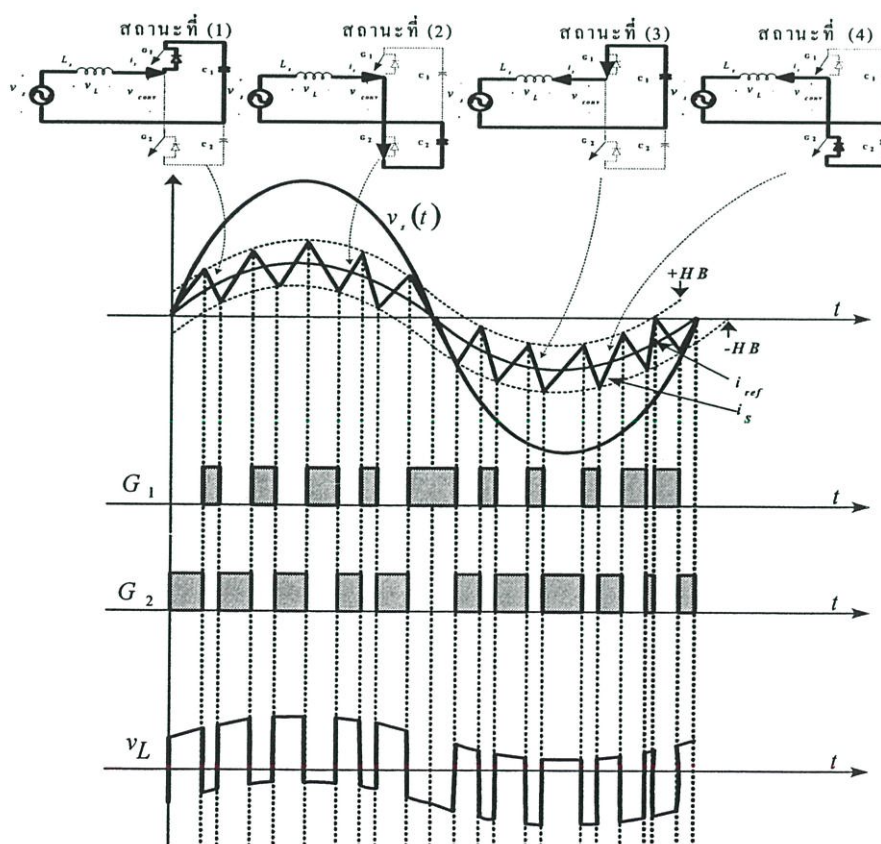
ในตัวเหนี่ยวนำ (L_s) และในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ $C1$ จะมีการคายประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส (i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงลดลง ($di_s/dt < 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = -v_s(t) - V_{C1} \quad (3.24)$$

สถานะที่ 4

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G2$ กระแสจะไหลผ่านออกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) ทางครึ่งคาบลบเข้าตัวเก็บประจุ $C2$, ไดโอด $D2$, โดยจะมีการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ (L_s) และในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ $C2$ จะมีการเก็บประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส (i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น ($di_s/dt > 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = -v_s(t) + V_{C2} \quad (3.25)$$



รูปที่ 3.17 การทำงานในโหมดเรกติไฟล์

3.5.2 การทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง(Inverting mode)

พิจารณาในช่วงที่กระแส(i_s) ครึ่งคาบลบ ($0-180^\circ$)

สถานะที่ 5

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G2$ กระแสจะไหลผ่านออกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ(v_s) , ทางครึ่งคาบลบเข้าตัวเก็บประจุ $C2$, ไดโอด $D2$, โดยจะมีการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ(L_s) และในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุ $C2$ จะมีการเก็บประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส(i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น($di_s / dt > 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = -v_s(t) + V_{C2} \quad (3.27)$$

สถานะที่ 6

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G1$ กระแสจะไหลผ่านออกจากตัวเก็บประจุ $C1$ ตัวเหนี่ยวนำ(L_s) , และกลับเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ(v_s) โดยจะมีการคายพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ(L_s) และในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุ $C1$ จะมีการคายประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส(i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงลดลง($di_s / dt < 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = -v_s(t) - V_{C1} \quad (3.28)$$

พิจารณาในช่วงที่กระแส(i_s) ครึ่งคาบบวก ($180-360^\circ$)

สถานะที่ 7

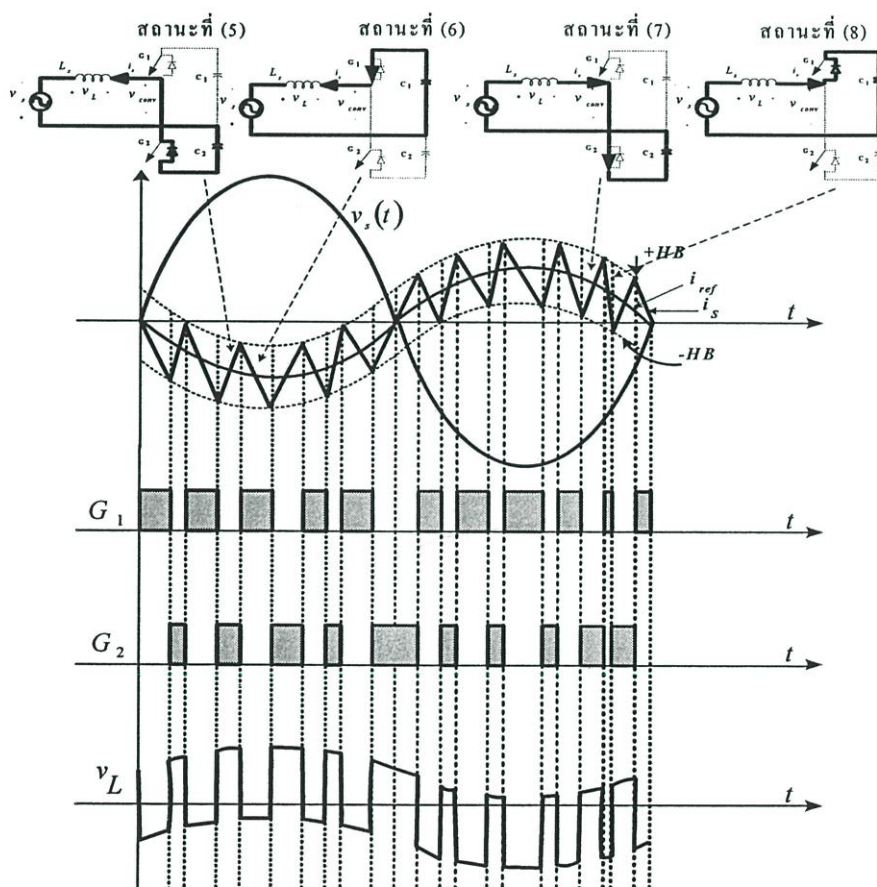
เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G2$ กระแสจะไหลผ่านออกจากตัวเก็บประจุ $C2$ และกลับเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ(v_s) , ตัวเหนี่ยวนำ(L_s) โดยจะมีการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ(L_s) และในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุ $C2$ จะมีการคายประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส(i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น($di_s / dt > 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + V_{C2} \quad (3.29)$$

สถานะที่ 8

เมื่อมีสัญญาณไปยังสวิตช์ $G1$ กระแสจะไหลผ่านออกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสลับ (v_s) ทางครึ่งคาบบวกเข้าตัวเก็บประจุ $C1$, ไดโอด $D1$, โดยจะมีการคายพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ (L_s) และในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ $C1$ จะมีการเก็บประจุ ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความชันของกระแส (i_s) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงลดลง ($di_s/dt < 0$) โดยสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{C1} \tag{3.30}$$



รูปที่ 3.18 การทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง

3.6 สรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบไปด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส(Current Source Inverter):CSI และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(Voltage Source Inverter):VSI และข้อแตกต่างอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ โดยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันได้กล่าวถึงรูปคลื่นพีคดับลิฟท์และรูปคลื่นสแควร์รวมถึงการทำงานของวงจรฟูลูบริคอินเวอร์เตอร์และวงจรฟูลูบริคอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้วและแบบขั้วเดียว นอกจากนี้ยังมีวงจรใช้งานอินเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสทั้งแบบ 2 กิ่ง, 3 กิ่ง และ 4 กิ่ง รวมทั้งวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้ศึกษาและทำการวิจัยรวมถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในโหมดเรกติไฟ(Rectifier mode)ส์และการทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง(Inverting mode)มาประกอบด้วย

บทที่ 4

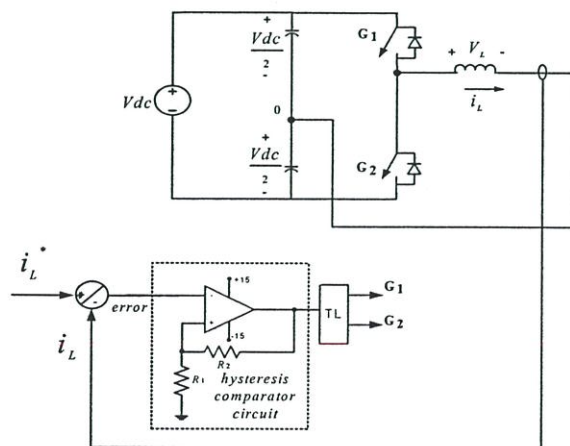
การวิเคราะห์เทคนิคควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส (Adaptive Hysteresis Band Current Control)

4.1 บทนำ

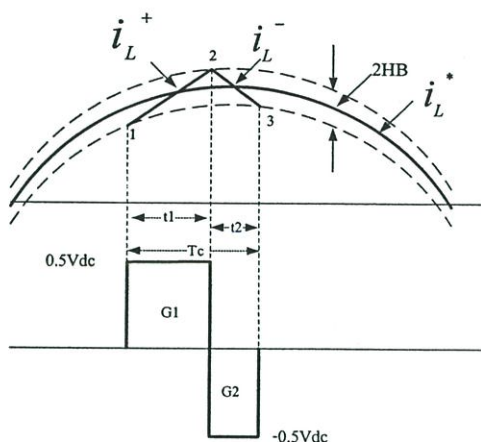
ในบทนี้จะอธิบายถึงหลักการวิเคราะห์และเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสและอธิบายถึงหลักการประเมินสมรรถนะของวงจรมอเตอร์ด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า รวมทั้งอธิบายถึงทฤษฎีการควบคุมการส่งผ่านของกำลังไฟฟ้า เพื่อให้เข้าใจ โดยสามารถที่จะประยุกต์ใช้เพื่อการออกแบบควบคุมและสร้างได้โดยสอดคล้องกับงานวิจัย

4.2 การวิเคราะห์เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

การควบคุมกระแสที่ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสนั้นมีหลักการคือ การนำกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้น (i_L^*) ไปลบกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณผิดพลาด(error) แล้วจึงนำไปทำการเปรียบเทียบกับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส โดยเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) มีค่าน้อยกว่าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสล่างสวิตช์ $G1$ จะนำกระแส (turn on) ส่วนสวิตช์ $G2$ จะไม่นำกระแส (turn off) ในทางกลับกันถ้ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) มีค่ามากกว่าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสบนสวิตช์ $G1$ จะไม่นำกระแส (turn off) ส่วนสวิตช์ $G2$ จะนำกระแส (turn on) แทน จากหลักการนี้จะกระทำซ้ำๆกันตามเงื่อนไขข้างต้นที่ได้กล่าวมา โดยมีรูปวงจรสำหรับการสร้างและรูปสัญญาณกระแสของการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส[2]สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ตามลำดับ,[2]



รูปที่ 4.1 วงจรสำหรับสร้างเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณกระแสและการสวิตช์ของการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต

จากรูปที่ 4.2 พบว่าในการวิเคราะห์หลักการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตนี้ จะมีการทำงานอยู่ 2 สถานะ คือ เมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) เดินทางจากจุดที่ 1 ไปยังจุดที่ 2 โดยกระแส (i_L^+) จะวิ่งจากขอบเขตล่างไปยังขอบเขตบนจึงทำให้ความชันของกระแสนั้นเพิ่มขึ้นและจากจุดที่ 2 ไปยังจุดที่ 3 กระแส (i_L^-) จะวิ่งจากขอบเขตบนมายังขอบเขตล่างจึงทำให้ความชันของกระแสลดลง ดังนั้นในการวิเคราะห์จากรูปที่ 4.2 สามารถเขียนสมการที่เกิดจากการสวิตช์ที่เวลา t_1 และ t_2

เมื่อ G1 นำกระแส (turn on) และ G2 ไม่นำกระแส (turn off) ที่เวลา t_1

$$L \frac{di_L^+}{dt} = 0.5V_{dc} \quad (4.1)$$

เมื่อ G2 นำกระแส (turn on) และ G1 ไม่นำกระแส (turn off) ที่เวลา t_2

$$L \frac{di_L^-}{dt} = -0.5V_{dc} \quad (4.2)$$

ดังนั้นเมื่อนำ $t_1 + t_2$ จะได้

$$\frac{di_L^+}{dt} + \frac{di_L^-}{dt} = 0 \quad (4.3)$$

จากรูปที่ 4.2 จะพบว่าที่เวลา t ใดๆ ค่าความชันของกระแสกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้น (i_L^*) นั้นจะมีค่าน้อยมาก โดยมีค่าเข้าใกล้ศูนย์เมื่อเปรียบเทียบกับความชันของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) ซึ่งจะมีค่าความชันที่มากกว่าและจากหลักการตรีโกณมิติในรูปที่ 4.2 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{di_L^+}{dt}t_1 - \frac{di_L^*}{dt}t_1 = 2HB \quad (4.4)$$

$$\frac{di_L^-}{dt}t_2 - \frac{di_L^*}{dt}t_2 = -2HB \quad (4.5)$$

$$t_2 + t_1 = T_C = \frac{1}{f_c} \quad (4.6)$$

โดย t_1 และ t_2 คือ เวลาในการสวิตช์ของไอจีบีที และ f_c คือ ความถี่สวิตช์ และเมื่อนำสมการที่ (4.4) และ (4.5) มาบวกกันแล้วแทนในสมการที่ (4.6) จะได้ดังสมการที่ (4.7) และ (4.8)

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} + t_2 \frac{di_L^-}{dt} - \frac{di_L^*}{dt}(t_1 + t_2) = 0 \quad (4.7)$$

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} + t_2 \frac{di_L^-}{dt} - \frac{1}{f_c} \frac{di_L^*}{dt} = 0 \quad (4.8)$$

เมื่อนำสมการที่ (4.4) มาลบกับสมการที่ (4.5) จะได้ดังสมการที่ (4.9)

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} - t_2 \frac{di_L^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_L^*}{dt} = 4HB \quad (4.9)$$

จากสมการที่ 4.3

$$\frac{di_L^+}{dt} = -\frac{di_L^-}{dt}$$

จากสมการที่ (4.3) แล้วแทนลงในสมการที่ (4.9) จะได้สมการที่ (4.10)

$$4HB = \frac{1}{f_c} \frac{di_L^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_L^*}{dt} \quad (4.10)$$

นำสมการที่ (4.3) แทนลงในสมการที่ (4.8) จะได้ดังสมการที่ (4.11)

$$(t_1 - t_2) = \frac{\frac{di_L^*}{dt}}{f_c \frac{di_L^+}{dt}} \quad (4.11)$$

นำสมการที่ (4.11) แทนลงในสมการที่ (4.10) จะได้ดังสมการที่ (4.12)

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{di_L^+}{dt} - \frac{\left(\frac{di_L^*}{dt}\right)^2}{\frac{di_L^+}{dt}} \right] \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.1) แทนลงในสมการที่ (4.12) จะได้ดังสมการที่ (4.13), (4.14)

$$\frac{di_L^+}{dt} = \frac{0.5V_{dc}}{L}$$

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{0.5V_{dc}}{L} - \frac{\left(\frac{di_L^*}{dt}\right)^2}{\frac{0.5V_{dc}}{L}} \right]$$

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{0.5V_{dc}}{L} - \frac{m^2}{\frac{0.5V_{dc}}{L}} \right]$$

$$\frac{4HBL}{0.5V_{dc}} = \frac{1}{f_c} \left[1 - \frac{m^2 L^2}{0.5^2 V_{dc}^2} \right]$$

$$HB = \frac{0.125V_{dc}}{Lf_c} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (4.13)$$

$$f_c = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (4.14)$$

เมื่อ $m = \frac{di_L^*}{dt}$ คือ ความชันของกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้น

โดยสมการที่(4.13) แสดงถึงแถบความถี่ฮีสเตอร์ซิสซึ่งอยู่ในฟังก์ชันของการมอดดูเลตทางด้านความถี่อ้างอิงจากสมการที่ (4.14) จะแสดงให้เห็นว่า ขณะที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเป็นค่าคงที่ ดังนั้น ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งสูงสุด จะขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเหนี่ยวนำ และความกว้างขอบเขตฮีสเตอร์ซิส ถ้าการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์ซิสนี้มีขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างขอบเขตฮีสเตอร์ซิสมีค่าน้อยจะทำให้ความถี่ในการสวิตช์สูง ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงมาก เพราะทำให้ความถี่ในการสวิตช์สูงเกินพิสัยของอุปกรณ์การสวิตช์ จึงทำให้อุปกรณ์การสวิตช์เสียหายได้ แต่ถ้าให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ และความกว้างขอบเขตฮีสเตอร์ซิสมีค่ามาก การตอบสนองต่อการสร้างกระแสช้า ดังนั้น ในการกำหนดขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างขอบเขตฮีสเตอร์ซิสจะต้องเลือกให้เหมาะสม

เมื่อ $i_L = I_m^* \sin \omega t$

$$m^2 = \left[\frac{d}{dt} I_m^* \sin \omega t \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^*{}^2 (1 + \cos 2\omega t) \quad (4.15)$$

และความถี่สวิตชิง f_c ยังขึ้นอยู่กับ m ความถี่การสวิตช์มากหรือน้อยนั้นจะขึ้นอยู่กับองศาทางไฟฟ้าของสัญญาณกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้น โดย f_c จะมีค่าสูง เมื่อ

$$f_{c\max} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \text{ ที่ } \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (4.16)$$

และ

$$f_{c\min} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4\omega^2 I_m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \text{ ที่ } \omega t = 0, \pi \quad (4.17)$$

เมื่อ $f_{c\max}$ คือ ความถี่สวิตชิงสูงสุด
 $f_{c\min}$ คือ ความถี่สวิตชิงต่ำสุด

ดังนั้นในการควบคุมขอบเขตฮีสเตอร์ซิสให้คงที่นั้น (fix band) เมื่อต้องการออกแบบให้ความถี่สวิตชิงสูงสุด $f_{c\max}$ ความชันของกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้นจะทำให้ $m = 0$ ที่ $\omega_r = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ เรเดียน และความถี่สวิตชิงต่ำสุด $f_{c\min}$ จะอยู่ที่ $\omega_r = 0, \pi$ เรเดียน ในหนึ่งรอบสัญญาณ

4.3 การประเมินสมรรถนะของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า

ดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการประเมินคุณภาพสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตและเป็นตัวบ่งชี้ถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการวิจัยซึ่งประกอบด้วย

4.3.1 แรงดันและกระแสมูลฐานอาร์.เอ็ม.เอส.

ค่า อาร์.เอ็ม. เอส. ขององค์ประกอบความถี่มูลฐานของแรงดัน (V_{rms}) และกระแส (I_{rms}) เป็นค่าระดับแรงดันและกระแสอาร์.เอ็ม.เอส. ที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งเป็นความถี่ของระบบแหล่งจ่ายองค์ประกอบนี้เป็นองค์ประกอบที่สร้างกำลังไฟฟ้า และเป็นองค์ประกอบที่ต้องการใช้งาน

4.3.2 แรงดันและกระแสอาร์.เอ็ม.เอส.

ค่า อาร์.เอ็ม.เอส. ของแรงดัน (V_{rms}) และกระแส (I_{rms}) อินพุตเป็นค่าระดับแรงดันและกระแส อาร์.เอ็ม.เอส. ของสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นค่ารวมขององค์ประกอบทุกตัว ทั้งความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกส์

4.3.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า (Input Power Factor : PF)

ลักษณะรูปคลื่นกระแสและมุมต่างเฟสของกระแสและแรงดันทางด้านอินพุต จะเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบกำลังของวงจร ซึ่งโดยรวมแล้ว ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงประสิทธิภาพในการให้กำลังงานไฟฟ้าของวงจรนั้นๆ กล่าวคือ วงจรที่มีค่า PF สูง จะให้กำลังงานไฟฟ้าที่ดีกว่าวงจรที่มีค่า PF ต่ำ ดังนั้น วงจรที่มีค่า PF สูง นั้นจึงมีความคุ้มค่าในแง่ของการจ่ายพลังงานทางไฟฟ้าที่ดีกว่า วงจรที่มีค่า PF ต่ำ

4.3.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน (Distortion Factor : DF)

สำหรับค่า DF ที่นิยามในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน ซึ่งหาได้จากอัตราส่วนของกระแสอินพุตอาร์.เอ็ม.เอส. ที่ความถี่มูลฐานต่อกระแส อาร์.เอ็ม.เอส. ที่รวมผลของฮาร์มอนิกส์ โดยอัตราส่วนจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1 นั้นหมายถึง สัญญาณนั้นไม่มีความผิดเพี้ยน ส่วนกรณีที่ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนมีค่าต่ำๆ แสดงว่าเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแส มาก

4.3.5 ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD)

ค่า Total Harmonic Distortion ของกระแส (THD_i) เป็นดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้ถึงความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณอินพุตทางด้านแหล่งจ่ายที่แตกต่างไปจากองค์ประกอบกระแสความถี่มูลฐาน ในการหาค่า THD_i นี้ จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ เพื่อทำการหาองค์ประกอบความถี่มูลฐาน และฮาร์มอนิกส์ ของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุตทางด้านแหล่งจ่าย จึงสามารถนำไปเข้าสู่ตรรกะและหาค่าออกมาได้ โดยค่าดัชนีคุณภาพทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปเป็นสมการได้ดังตารางที่ 4.1

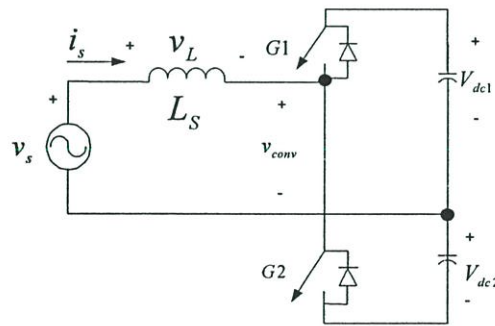
ตารางที่ 4.1 นิยามของดัชนีและปริมาณที่กำหนดคุณสมบัติและคุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุต

ค่า	นิยาม	ค่า	นิยาม
V_{rms}	$\frac{V_{peak}}{\sqrt{2}}$	I_{rms}	$\frac{I_{peak}}{\sqrt{2}}$
V_{rms}	$\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2}$	I_{rms}	$\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}$
PF	$\frac{I_{1rms} \cos \phi}{I_{rms}}$	DF	$\frac{I_{1rms}}{I_{rms}}$
$\%THD_i$	$\frac{100}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$		

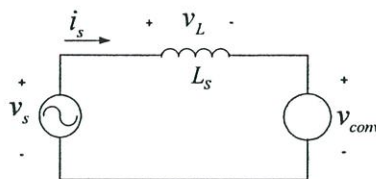
เมื่อ	V_h	คือ	ขนาดของแรงดันที่ฮาร์โมนิกส์ อันดับที่ h
	I_h	คือ	ขนาดของกระแสไฟฟ้าที่ฮาร์โมนิกส์ อันดับที่ h
	DF	คือ	ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส (Distortion Factor)
	PF	คือ	ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต(Input Power Factor)
	THD_i	คือ	ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมกระแสฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonics Distortion)

4.4 ทฤษฎีการควบคุมการส่งผ่านของกำลังไฟฟ้า

ในการประยุกต์การใช้งานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส นั้น สามารถที่จะควบคุมกระแสทางด้านอินพุต (i_s) ให้มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านอินพุต (v_s) ซึ่งจะทำให้กำลังงานไฟฟ้าถูกส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังมอเตอร์ไฟฟ้า และเมื่อมีการเบรกมอเตอร์แบบคืนกำลังงานไฟฟ้ากลับสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า(Regenerative braking) จะทำให้กำลังงานไฟฟ้าจะไหลผ่านสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์กลับเข้าสู่ระบบแหล่งจ่ายการไฟฟ้า โดยอาศัยหลักการเปลี่ยนพลังงานจลน์จากแรงเฉื่อยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมาเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งในขณะนี้วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดอินเวอร์ติ้ง(Inverting Mode) กล่าวคือแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตจะทำมุมต่างเฟสกัน 180 องศาทางไฟฟ้า.[1] ซึ่งสามารถอธิบายดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.3 วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลย์

จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 4.4 สามารถเขียนได้ดังสมการที่(4.18)และสมการที่(4.19)

$$v_s = v_{conv} + v_L \quad (4.18)$$

$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (4.19)$$

เมื่อกำหนดให้ v_s เป็นรูปสัญญาณไซน์และเป็นค่าอ้างอิงและพิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานจะสามารถเขียนได้ดังสมการที่(4.20)และสมการที่(4.21)

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{conv1} + \mathbf{V}_{L1} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{V}_{L1} = j\omega L_s \mathbf{I}_{L1} \quad (4.21)$$

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปที่ 4.5(ก) สามารถเขียนได้ดังสมการที่(4.22)และ(4.23)

$$V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (4.22)$$

$$V_{L1} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_s - V_{conv1} \cos \delta \quad (4.23)$$

จากสมการที่(4.22)และ (4.23) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่(4.24)และ(4.25)

$$I_{s1} \cos \theta = \frac{V_{conv1} \sin \delta}{\omega L_s} \quad (4.24)$$

$$I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv1} \cos \delta}{\omega L_s} \quad (4.25)$$

จากกำลังงานไฟฟ้าจริง $P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (4.26)$

จากกำลังงานไฟฟ้าเสมือน $Q = V_s I_{s1} \sin \theta \quad (4.27)$

นำสมการที่ (4.24) แทนในสมการที่ (4.26) และนำสมการที่ (4.25) แทนในสมการที่ (4.27) จะได้และจัดรูปใหม่ได้เป็นกำลังงานไฟฟ้าจริงที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์

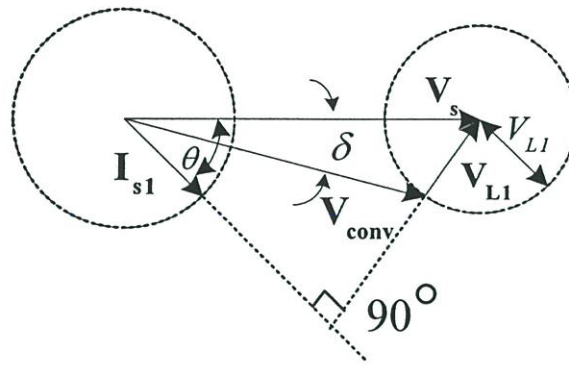
$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (4.28)$$

กำลังงานไฟฟ้าเสมือนที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์

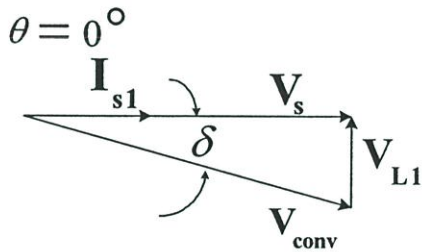
$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (4.29)$$

โดยที่
$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (4.30)$$

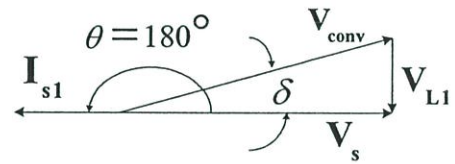
จากหลักข้างต้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถที่จะควบคุมการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าได้สองทิศทาง ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการควบคุมกระแส I_{s1} และนำหลักการของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตออสซิลเลตอรีที่สี่มาควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ โดยถ้าควบคุมให้กระแสทางด้านอินพุต I_{s1} มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านอินพุต V_s ดังแสดงในรูปที่ 4.5(ข) กำลังงานไฟฟ้าจะส่งผ่านจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าไปยังคอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง (ในทางปฏิบัติ) และในทางกลับกันถ้าควบคุมให้กระแสทางด้านอินพุต I_{s1} มีเฟสต่างกับกับแรงดันทางด้านอินพุต V_s เป็นมุมเท่ากับ 180 องศาทางไฟฟ้างแสดงในรูปที่ 4.5(ค) กำลังงานส่งผ่านจากคอนเวอร์เตอร์กลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า ซึ่งจากตรงนี้สามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้การคืนกำลังงานกลับสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่ได้มาจากการเบรกมอเตอร์แบบคืนกำลังงานไฟฟ้ากลับสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า (Regenerative braking) ได้ โดยอาศัยพลังงานจลน์จากแรงเฉื่อยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส และสามารถที่จะส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า ในกรณีที่มีการควบคุมให้ค่าสลิปของมอเตอร์มีค่าเป็นลบอย่างถาวร โดยอาศัยการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โว (Servo machine)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.5 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้า

(ก) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป

(ข) โหมดเรกติไฟล์ $PF = 1$ (ค) โหมดอินเวอร์ตติ้ง $PF = -1$

4.5 สรุป

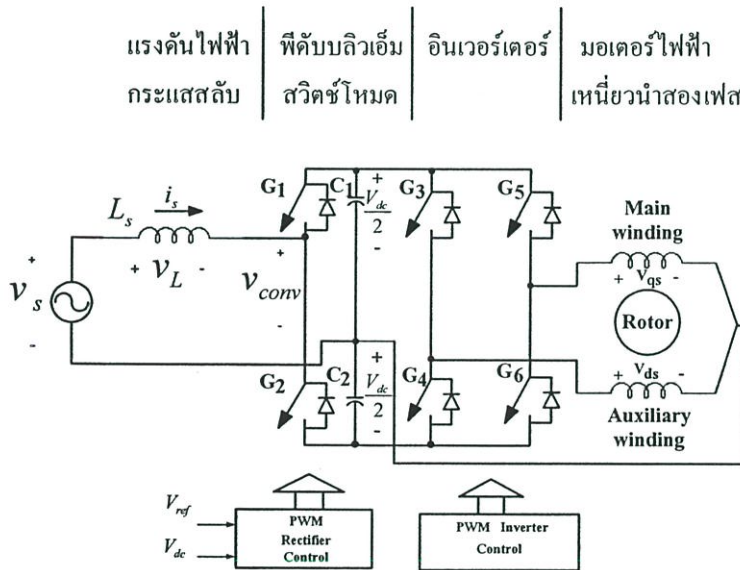
ในบทนี้ได้กล่าวถึงเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีทีซึ่งเป็น
 ทฤษฎีที่สามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้และวิเคราะห์เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมด
 คอนเวอร์เตอร์เพื่อแก้ไขและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบ โดยทำให้
 รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ได้มากขึ้น ซึ่งสามารถประเมินสมรรถนะการ
 ทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า และการใช้ทฤษฎี
 การควบคุมการส่งผ่านของกำลังไฟฟ้าเพื่อที่จะนำมาประยุกต์ใช้การคืนกำลังงานกลับสู่
 แหล่งจ่ายการไฟฟ้า

บทที่ 5

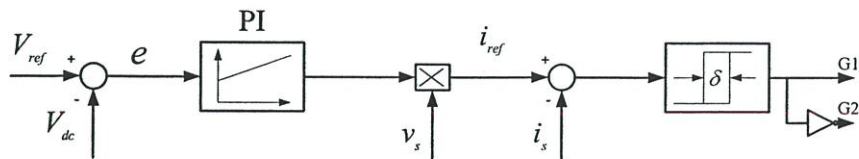
การสร้างและการออกแบบ

5.1 บทนำ

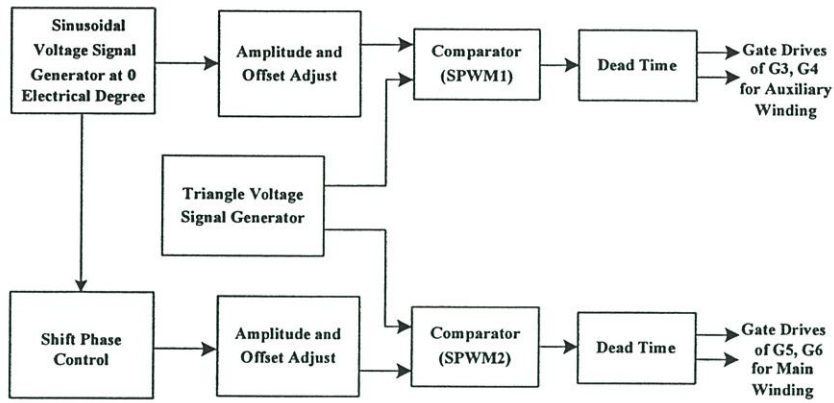
ในการสร้างและออกแบบวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสนั้น ประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็นวงจรกำลังหลักซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.1 และส่วนที่เป็นวงจรควบคุมซึ่งได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนระบบควบคุมแบบลูปปิดซึ่งทำหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่และควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์โดยแสดงดังรูปที่ 5.2 และส่วนที่สร้างสัญญาณไปโพลาร์ไวต์เด็จสวิตช์เพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยแสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.1 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่มีสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์



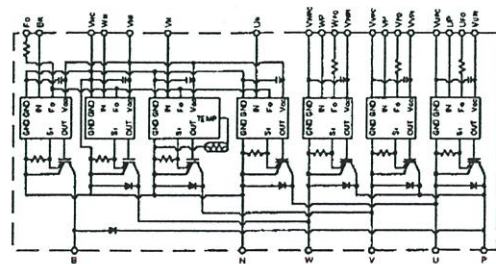
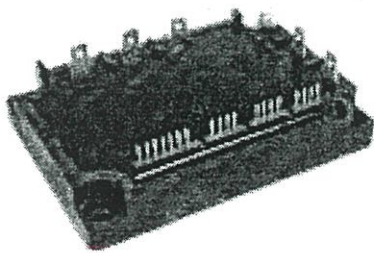
รูปที่ 5.2 โดอะแกรมระบบควบคุมแบบลูปปิด (PWM rectifier control)



รูปที่ 5.3 โค้ดโปรแกรมการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้วสำหรับควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ (PWM inverter control)

5.2 วงจรกำลังใช้งาน

จากการออกแบบวงจรกำลังใช้งานในโครงการวิจัยนี้ ได้ทำการแบ่งวงจรกำลังใช้งานออกเป็นสองส่วนด้วยกัน คือ ส่วนของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยทั้งสองส่วนนี้ถูกออกแบบให้ทำงานภายในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไอจีบีทีโมดูล(Intelligent Power Module: IPM) หนึ่งตัว ซึ่งเป็นของบริษัทฮิตาชิรุ่น PM25RSB120 โดยมีคุณสมบัติทนแรงดัน 1200 โวลต์และทนกระแสได้ 25 แอมป์และสามารถที่จะส่งสัญญาณฟอลต์(Fault)จากตัวไอจีบีทีโมดูลเพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขั้วเบต ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายในกิ่ง, กระแสเกินพิกัด หรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูง ไอจีบีทีโมดูลนี้มีความสามารถในการรองรับความถี่สวิตช์สูงสุดได้ถึง 20 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งมีโครงสร้างดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.4

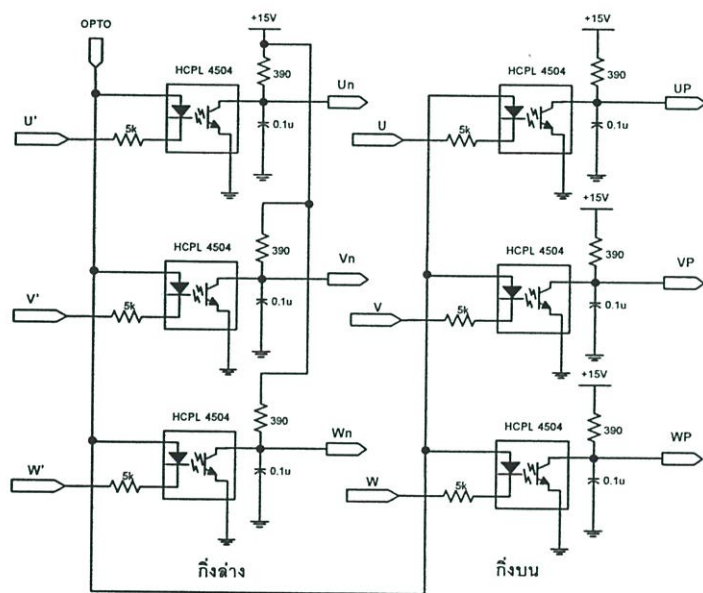


(ก) โครงสร้างภายนอกของไอจีบีทีแบบโมดูล

(ข) โครงสร้างภายในของไอจีบีทีแบบโมดูล

รูปที่ 5.4 ไอจีบีทีแบบโมดูล Intelligent Power Module(IPM)

การควบคุมการทำงานของไอจีบีทีกำลังจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำการแยกระหว่างสัญญาณขับเคลื่อนกับสัญญาณควบคุม ในการแยกกันของสัญญาณนี้เพื่อต้องการแยกกราวด์ไม่ให้ไอจีบีทีกำลังตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันเกิดการลัดวงจรเนื่องจากใช้กราวด์ร่วมกัน แสดงวงจรดังรูปที่ 5.5 ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการแยกกราวด์ได้ใช้ออปโตไดร์ (OPTO) เบอร์ HCPL 4504 จำนวน 6 ตัว โดยออปโตไดร์ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ 3 ตัวในกิ่งบนจะต้องทำการแยกไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ออกจากกัน ส่วนออปโตไดร์ที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ 3 ตัวในกิ่งล่างจะรับไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์จากแหล่งจ่ายชุดเดียวกัน สำหรับการควบคุมการทำงานของไอจีบีทีที่โมดูลนี้สามารถทำได้โดยการจ่ายแรงดันที่ขาออปโตไดร์ (U,V,W,U',V',W') ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งเป็นผลทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงที่อยู่ภายในออปโตไดร์จึงทำให้ชุดไอจีบีทีที่ด้านเอาต์พุตทำงาน

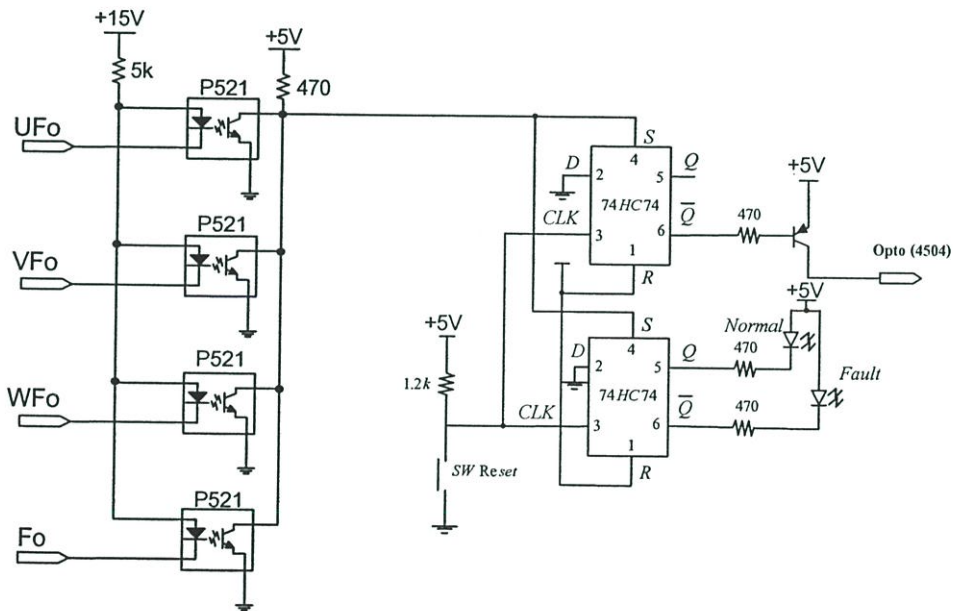


รูปที่ 5.5 วงจรแยกกราวด์สำหรับขับเคลื่อนไอจีบีทีที่โมดูล

ส่วนวงจรที่ใช้ในการตรวจจับสัญญาณฟลลด์ที่ออกจากตัวโมดูลเพื่อใช้หยุดสัญญาณขับเคลื่อนนั้น ได้ใช้ออปโตไดร์ เบอร์ TLP521 จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่มาจากออปโตไดร์ 3 ตัวแรกนี้จะมาจากการตรวจจับบริเวณสวิตช์ 3 ตัวในกิ่งบน ส่วนออปโตไดร์อีกตัวจะได้มาจากการตรวจจับบริเวณสวิตช์ 3 ตัวในกิ่งล่าง แสดงวงจรดังรูปที่ 5.6 การทำงานของวงจรนี้สามารถอธิบายได้ว่าในกรณีที่สภาวะปกติ สัญญาณฟลลด์จะมีสถานะเป็นแรงดัน 15 โวลต์แต่ถ้ากรณีที่เกิดฟลลด์ขึ้นจะมีการส่งสัญญาณระดับศูนย์ออกมาแทน จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้เข้าสู่วงจรป้องกันภาคกำลังเพื่อตัดการทำงานของตัวออปโตไดร์ต่อไป โดยมีการอธิบายในหัวข้อถัดไป

5.3 วงจรป้องกันภาคกำลัง

วงจรป้องกันภาคกำลังที่สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 5.6 โดยวงจรนี้จะทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายของวงจรขณะที่ระบบทำงานผิดปกติ วงจรป้องกันที่ออกแบบนี้จะเป็นส่วนป้องกันภาคกำลังโดยจะรับสัญญาณฟอลต์มาจากวงจรตรวจจับสัญญาณฟอลต์จากตัวไอซีบีทีโมดูล โดยในส่วนนี้สภาวะปกติจะมีแรงดัน 15 โวลต์ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของออปโตเบอร์ P521 จึงมีขนาด 5 โวลต์และจะถูกส่งไปยังขา set ของดีฟลิปฟลอป เบอร์ 74HC74 ซึ่งจะได้ค่าเอาต์พุตของดีฟลิปฟลอปมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ แล้วทำให้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC 327 ชนิด PNP ทำงาน จึงมีผลทำให้มีแรงดัน 5 โวลต์ ออกไปยังเอาต์พุตเพื่อนำไปเลี้ยงออปโตที่ใช้ในการขับเคลื่อนต่อไป เมื่อเกิดสภาวะที่ระบบผิดปกติ สัญญาณที่ขา set ของดีฟลิปฟลอปจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะเป็ผลทำให้แรงดันเอาต์พุตของดีฟลิปฟลอปเบอร์ 74HC74 ที่นำไปขับทรานซิสเตอร์มีค่าเป็น 5 โวลต์ จึงทำให้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC 327 ไม่ทำงาน เป็นผลให้ไม่มีแรงดัน 5 โวลต์ที่เอาต์พุตเพื่อนำไปเลี้ยงออปโตเบอร์ HCPL4504 เพราะฉะนั้น วงจรขับเคลื่อนไม่สามารถส่งสัญญาณขับไปยังไอซีบีทีโมดูลได้

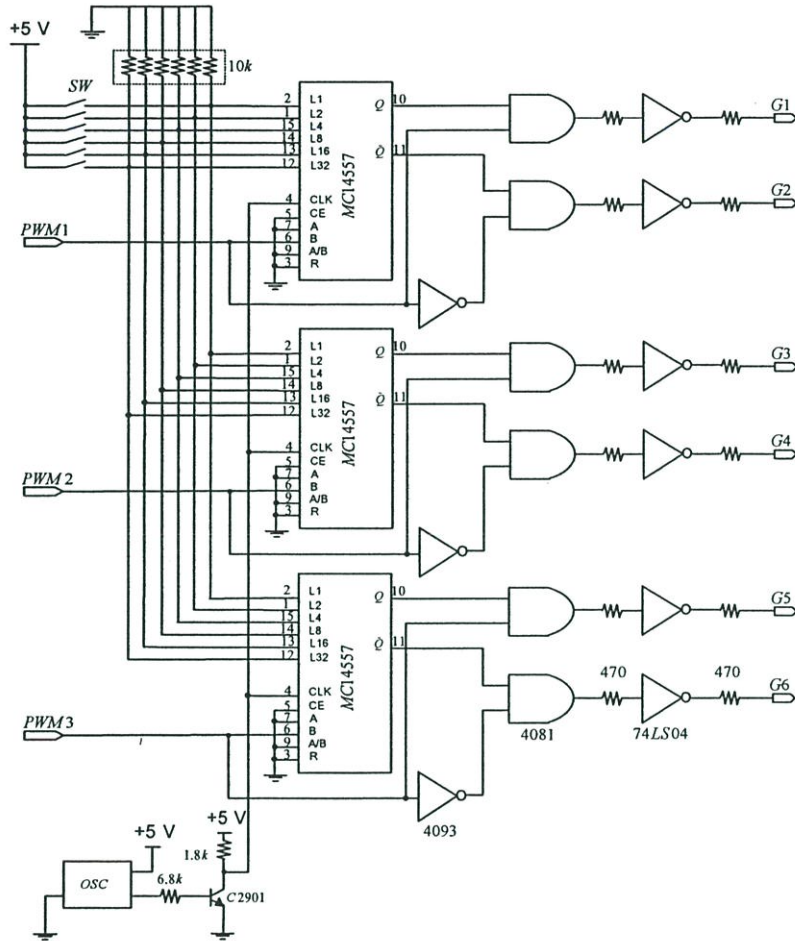


รูปที่ 5.6 วงจรป้องกันภาคกำลัง

5.4 วงจรประวิงเวลา

เนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์นั้น อาจมีการที่สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน จึงเป็นผลทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งเดียวกัน และทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ โดยวงจรที่ทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณประวิงเวลา เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตช์เกิดการสวิตช์พร้อมกัน จะใช้วงจรประวิงเวลา ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.7 สัญญาณขับเคลื่อนที่

กึ่งบนและกึ่งล่าง ต้องมีค่าเวลาดำเนินเล็กน้อย และเวลาในการประวิงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาการได้ขึ้น และการได้ลงของอุปกรณ์สวิตช์นั้น ๆ



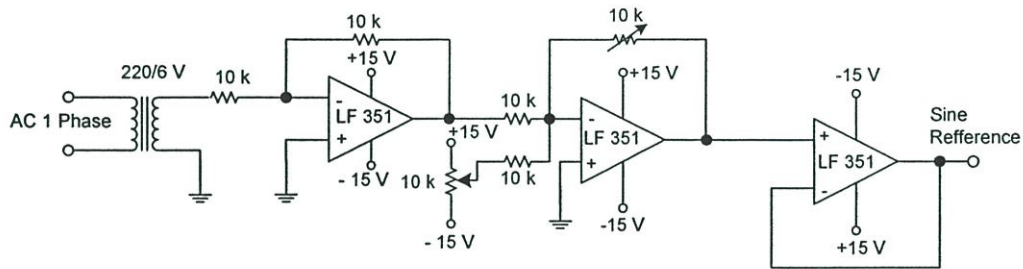
รูปที่ 5.7 วงจรประวิงเวลา

การทำงานของวงจรประวิงเวลาจากรูป 5.7 นั้น จะอาศัยไอซีเบอร์ MC14557 ที่มีคุณสมบัติในการเลื่อนบิต โดยจะรับสัญญาณนาฬิกาจากภายนอกที่มีความถี่ 1 เมกะเฮิรตซ์ ป้อนเข้าที่ขา 4 ซึ่งช่วงเวลาของการเวลาประวิงนี้สามารถกำหนดได้จากการกำหนดสภาวะสูงหรือต่ำที่ให้กับขาสัญญาณ L1 ถึง L32 ในกรณีที่ทำการป้อนแรงดัน 5 โวลต์ เข้าที่ขาเหล่านั้น จะเป็นการเพิ่มค่าการหน่วงเวลาขึ้นทีละขั้น แต่แต่ละขั้นเวลาที่ทำการเพิ่มขึ้นนี้เพิ่มขึ้นละ 1, 2, 4, 8, 16 และ 32 ไมโครวินาที ตามลำดับ ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ต้องการให้เกิดการประวิงเวลา 10 ไมโครวินาที จะต้องทำการเซตที่ขา 1 (L2) และขา 14 (L8) เป็นแรงดัน 5 โวลต์ โดยในงานวิจัยนี้เลือกค่าประวิงเวลาให้มีเท่ากับ 4 ไมโครวินาที ดังนั้น จะต้องป้อนให้ขา 15 (L4) เป็นแรงดัน 5 โวลต์ ส่วนขาที่เหลือ (L1, L2, L8, L16, L32) ป้อนแรงดัน 0 โวลต์

5.5 การออกแบบวงจรควบคุมวงจรวัดชีพจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

5.5.1 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

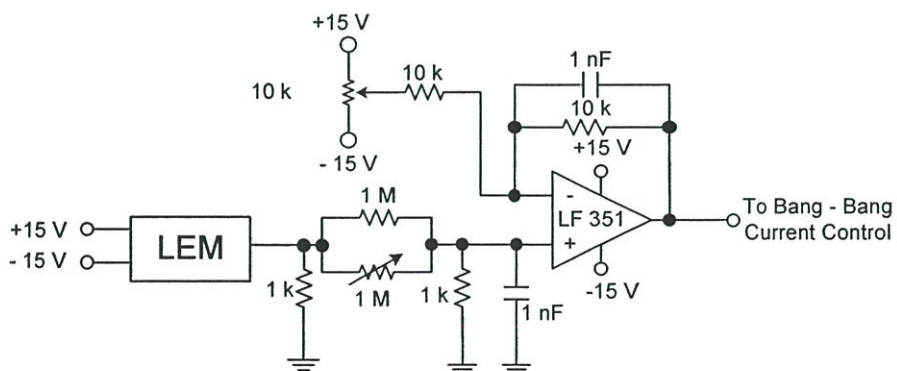
ในการตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากระบบการไฟฟ้านั้นมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะนำสัญญาณที่มีการซิงโครไนซ์กับการไฟฟ้าเพื่อที่จะนำสัญญาณนี้ไปใช้ในการควบคุมกระแสอ้างอิงแสดงในรูปที่ 5.8 ซึ่งประกอบไปด้วยหม้อแปลงแกนเหล็กแบบลดระดับแรงดันที่มีอัตราส่วน 220:6



รูปที่ 5.8 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาปรับแต่งโดยเข้าวงจรอินเวอร์ตติ้ง โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 จะได้สัญญาณไซน์กลับเฟสจากเดิมและนำไปเข้าวงจรซัมมิ่ง เพื่อกลับเฟสสัญญาณไซน์เหมือนเดิมแต่จะสามารถปรับออฟเซตและขนาดของสัญญาณไซน์ได้ ในวงจรนี้จะสามารถปรับค่าแรงดันอ้างอิงให้อยู่ในย่าน 1Vp-p ถึง 15Vp-p ที่ความต้านทานปรับค่าได้สัญญาณไซน์ที่นำไปใช้ในการอ้างอิงจะอยู่ที่ 1 Vp-p

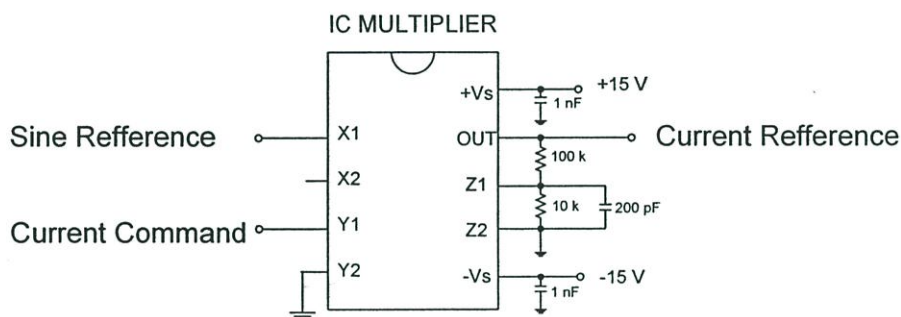
5.5.2 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส



รูปที่ 5.9 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

จากรูปที่ 5.9 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสจริง เพื่อที่จะนำไปลบกับกระแสอ้างอิง และเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซีต ในการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตนั้น สัญญาณของกระแสมีความถี่สูง จึงไม่เหมาะที่จะใช้ Current Transformer เพราะอาจทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้ ดังนั้นจึงใช้ Hall Effect ยี่ห้อ LEM เบอร์ LA25NP ซึ่งสามารถวัดสัญญาณกระแสได้ตั้งแต่ 0-100kHz ทำให้สัญญาณกระแสมีความถูกต้อง ในวงจรนี้จะต่อ Hall Effect มี turn ratio มีค่า 1:1000 ดังนั้นกระแสที่เข้ามา 1A จะออกจาก Hall Effect 1 mA กระแสนี้จะไหลผ่านตัวต้านทาน $1k\Omega$ จะได้สัญญาณขนาด 1 V ต่อกระแส 1A เป็นต้น สัญญาณที่ได้จะมีค่า offset จึงต้องมีการแก้ไขการต่อวงจรลบที่มีการปรับได้ทั้งขนาดและค่าออฟเซต ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.9

5.5.3 วงจรคูณสัญญาณ



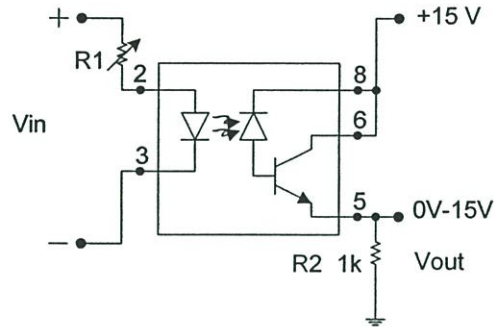
รูปที่ 5.10 วงจรคูณสัญญาณ

จากรูปที่ 5.10 เป็นวงจรคูณโดยเลือกใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ MPY634KP ซึ่งจะทำหน้าที่คูณสัญญาณไซน์ที่ได้มาจากวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับกับสัญญาณเอาท์พุทที่ได้มาจากตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงโดยจะนำไปลบกับสัญญาณกระแสจริงที่ได้มาจากวงจรจับกระแส และเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซีตต่อไป

5.5.4 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในการออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้นเป็นสิ่งสำคัญ โดยจะต้องมีการแยกโดดกันระหว่างส่วนวงจรกำลังใช้งานกับส่วนวงจรที่สร้างสัญญาณควบคุม ดังนั้นจึงได้นำเอาปัดได้มาประยุกต์ใช้งานโดยอาศัยหลักการทำงานในตัวทรานซิสเตอร์และการเปล่งแสงของไดโอดภายในตัวออปโตไดโอดดังแสดงดังรูปที่ 5.11 ในวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้นได้ใช้ตัวออปโตไดโอดเบอร์ 6N136 เป็นตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) โดยอาศัยหลักการทำงานของ

ทรานซิสเตอร์ภายในตัวออปโตไดโอดทำงานในย่านแอกทีฟ โดยการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านไดโอดเปล่งแสง ซึ่งกระทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ขา 2 ของตัวออปโตไดโอด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงนี้จะเป็นตัวกำหนดย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์นั่นเอง



รูปที่ 5.11 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

5.5.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

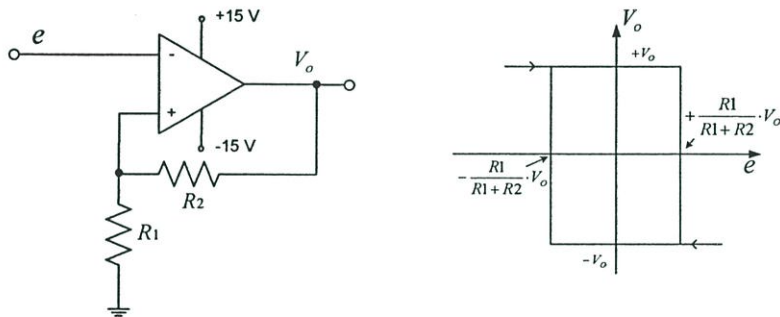
จากคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำคือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดได้จึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่ในการกรองกระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์ ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีความเรียบมากขึ้น แต่ในกรณีที่เราต้องการให้ผลตอบสนองต่อการสร้างกระแสที่คืนขนาดของตัวเหนี่ยวนำควรมีขนาดเล็ก แต่อย่างไรก็ตามในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กมากไปจะมีผลทำให้กระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์มาก โดยมีผลทำให้ความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์อาจสูงเกินพิกัดได้ ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจึงควรออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้งาน โดยค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้ดังสมการ

$$f_c = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (5.1)$$

โดยที่	L	คือ	ตัวเหนี่ยวนำ
	HB	คือ	ขอบเขตของฮีสเทอรีซิส
	V_{dc}	คือ	แรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ
	f_c	คือ	ความถี่ในการสวิตช์
	m	คือ	ความชันของกระแสอ้างอิง

5.5.6 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบฮิสเตอรีซิส

ในการออกแบบความถี่สวิทช์เพื่อใช้ในการควบคุมวงจรสวิทช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้น จากสมการที่ (5.1) จะพบว่า ขณะที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่ ดังนั้น ความถี่ในการสวิทช์จะขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างขอบเขตฮิสเตอรีซิส ถ้าการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอรีซิสนี้มีขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างขอบเขตฮิสเตอรีซิสมีค่าน้อย จะทำให้ความถี่ในการสวิทช์สูง ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถใช้ความถี่ในการสวิทช์สูงมาก เพราะทำให้ความถี่ในการสวิทช์สูงเกินพิกัดของอุปกรณ์การสวิทช์จึงอาจทำให้อุปกรณ์การสวิทช์เสียหายได้ แต่ถ้าให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างขอบเขตฮิสเตอรีซิสมีค่ามาก การตอบสนองต่อการสร้างกระแสจะช้า ดังนั้นในการเลือกขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างขอบเขตฮิสเตอรีซิสจะต้องเลือกให้เหมาะสมกัน



รูปที่ 5.12 วงจรเปรียบเทียบฮิสเตอรีซิส

โดยจากหลักการที่ได้นำเสนอ นั้น ความถี่ในการสวิทช์ขึ้นอยู่กับตัวแปรหลายตัว เช่น แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} , ขอบเขตฮิสเตอรีซิส HB , ตัวเหนี่ยวนำ L , ดังนั้นในการออกแบบสิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงคือ ความถี่สวิทช์สูงสุด $f_{c\max}$ ซึ่งเป็นผลโดยตรงกับอุปกรณ์สวิทช์ ดังนั้นตัวแปรที่ทำการปรับเปลี่ยนง่ายที่สุด คือ ขอบเขตฮิสเตอรีซิส HB

จากสมการที่(4.16) เมื่อ $m = 0$ จะได้ดังสมการที่(5.2)

$$f_{c\max} = \frac{0.125V_{dc}}{HBL} \quad (5.2)$$

$$HB = \frac{0.125V_{dc}}{f_{c\max}L} \quad (5.3)$$

5.6 การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ

ตัวควบคุมเชิงสัดส่วนของอินทิกรัล (proportion – integral controller, PI control) เป็นกระบวนการควบคุมที่ไม่ต้องการให้มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวในระบบ โดยคุณสมบัติของผลจากการควบคุมแบบอินทิกรัล (I) จะทำให้ไม่มีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว แต่จะทำให้ระบบควบคุมมีการทำงานที่ช้าลงไป จึงต้องอาศัยคุณสมบัติของผลจากการควบคุมแบบพีไอซึ่งจะทำให้มีผลตอบสนองที่เข้าสู่เป้าหมายได้เร็วขึ้น แต่ทั้งนี้ การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบควบคุมนั้น ๆ ด้วย ซึ่งในการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนี้ จะใช้วิธีการแผนภาพโบด (bode diagram) ซึ่งประกอบไปด้วยกราฟ 2 ชุด คือ กราฟของขนาดเทียบกับความถี่และกราฟเฟสเทียบกับความถี่และในแง่ของการวิเคราะห์ระบบควบคุมในโดเมนเวลา จะทดสอบโดยใช้ฟังก์ชันยูนิตสเตป (unit step) มาพิจารณา

โดยฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอมีดังต่อไปนี้

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad (5.4)$$

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (5.5)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมแบบพีไอเขียนได้ในอีกลักษณะหนึ่ง คือ

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.6)$$

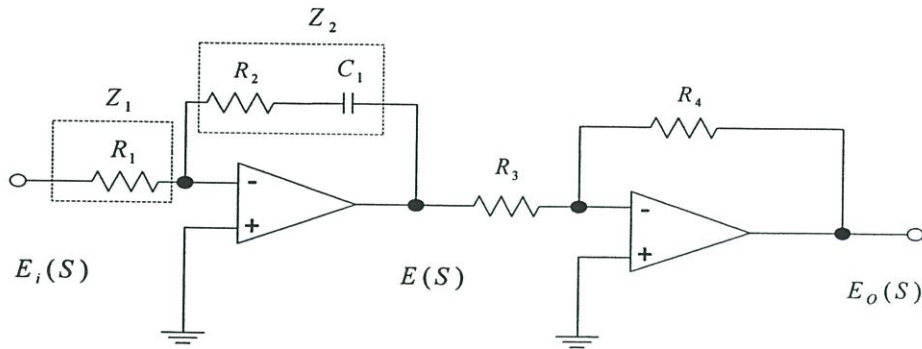
โดย K_p คืออัตราขยายสัดส่วน (proportional gain)

K_i คืออัตราขยายอินทิกรัล (integral gain)

ถ้า $e(t)$ เป็นสัญญาณเข้าของตัวควบคุมแบบพีไอ

$u(t)$ เป็นสัญญาณออกของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรถอดรูปโดยใช้ซอฟต์แวร์สร้างตัวควบคุมแบบพีไอดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 วงจรตัวควบคุมแบบฟีดโ

เมื่อ
$$\frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (5.7)$$

$$Z_1 = R_1, Z_2 = \frac{R_2 C_1 S + 1}{C_1 S} \quad (5.8)$$

ดังนั้น
$$\frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{1}{R_1} \frac{R_2 C_1 S + 1}{C_1 S} \quad (5.9)$$

และ
$$\frac{E_o(S)}{E(S)} = -\frac{R_4}{R_3} \quad (5.10)$$

จะได้ว่า
$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \frac{E_o(S)}{E(S)} \frac{E(S)}{E_i(S)} = \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2 C_1 S + 1}{R_1 C_1 S} \right) \quad (5.12)$$

$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{1}{R_1 C_1 S} \right) \quad (5.13)$$

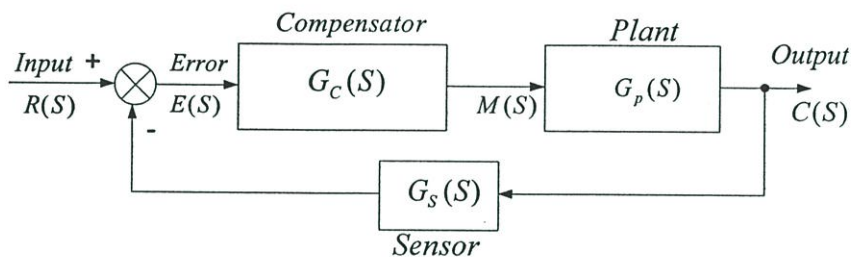
จากสมการที่(5.12)และสมการที่(5.13)จะได้ว่า

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.14)$$

$$T_i = R_1 C_1 \quad (5.15)$$

$$K_i = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (5.16)$$

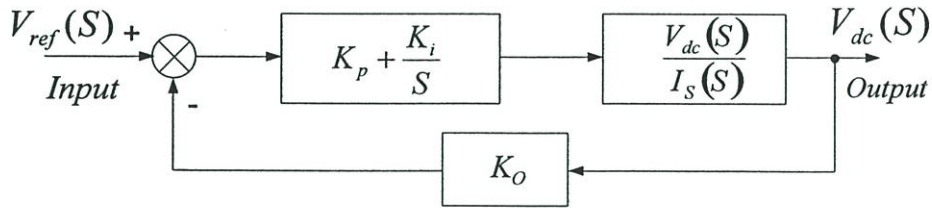
ซึ่งในระบบควบคุมแบบพีไอที่ใช้เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยนำสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ $C(S)$ ที่ผ่านอุปกรณ์ตรวจจับสน (Sensor) จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งที่กำหนด $R(S)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(S)$ มาเข้ากระบวนการควบคุมแบบพีไอ เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(S)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนแบบลูปปิด

โดย	$G_c(S)$ คือ	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ
	$G_p(S)$ คือ	ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (process)
	$G_s(S)$ คือ	อุปกรณ์ตรวจจับสน (sensor)
	$R(S)$ คือ	สัญญาณปรับตั้ง (set point)
	$C(S)$ คือ	สัญญาณเอาต์พุตของระบบ
	$E(S)$ คือ	สัญญาณผิดพลาดที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(S)$ และ $R(S)$
	$M(S)$ คือ	สัญญาณออกจากตัวควบคุม

โดยในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ นั้นเป็นการป้อนกลับของสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) ที่ได้มาจากอุปกรณ์ตรวจจับสนในที่นี้คือออปโตไดโอด ซึ่งจะนำสัญญาณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง (V_{ref}) ซึ่งจะได้สัญญาณผิดพลาด (error) โดยจะถูกส่งผ่านเข้าตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งทำหน้าที่ในการกำหนดค่ากระแสคำสั่งที่เหมาะสมเพื่อการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) แล้วนำสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมพีไอมาทำการคูณกับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) เพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับส่วนควบคุมต่อไป ซึ่งมีไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แสดงดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

จากรูปที่ 5.1 สามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (process) ได้ โดยการพิจารณากระแสทางด้านอินพุต (i_s) ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) เมื่อวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเรกติไฟล์ โดยเมื่อขนาดของกระแสทางด้านอินพุต (i_s) เพิ่มขึ้น จะส่งผลทำให้ระดับของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) จะเพิ่มขึ้นตาม ดังนั้นการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (process) จะอาศัยหลักการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) ไปยังแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) โดยการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของกระแสทางด้านอินพุต (i_s) ที่ได้มาจากตัวควบคุมที่ไอนั้นเอง ซึ่งในที่นี้ สมมุติให้วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 100% โดยไม่คำนึงถึงการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์และเนื่องจากความถี่การสวิตช์ที่สูงจึงสมมุติให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) ที่ได้มาจากวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีความราบเรียบ โดยไม่มีผลของแรงดันริบเปิล (Ripple voltage) เกิดขึ้น ซึ่งจากเหตุผลดังกล่าวนี้สามารถเขียนสมการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) ไปยังแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_s I_s = \frac{1}{4} C \left(\frac{dV_{dc}}{dt} \right)^2 + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (5.17)$$

$$V_s I_s = \frac{1}{2} C V_{dc} \left(\frac{dV_{dc}}{dt} \right) + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (5.18)$$

ทำการแปลงเป็นรูปแบบของลาปลาซ (Laplace transform) เพื่อง่ายในการวิเคราะห์สมการที่ (5.18) และจะได้ดังสมการที่ (5.19)

$$V_s(S) I_s(S) = \frac{1}{2} C V_{dc}(S) (S V_{dc}(S)) + \frac{V_{dc}(S)^2}{R} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \text{จากสมการที่(5.19)} \quad \frac{2V_s(S)I_s(S)}{CV_{dc}(S)} &= \left(SV_{dc}(S) + \frac{2V_{dc}(S)}{RC} \right) \\ \frac{2V_s(S)I_s(S)}{CV_{dc}(S)} &= V_{dc}(S) \left(S + \frac{2}{RC} \right) \end{aligned} \quad (5.20)$$

จัดรูปสมการที่(5.20)ใหม่ โดยการกำหนดให้ $V_{dc}(S)$ บางตัวเป็น $V_{ref}(S)$

$$\frac{2V_s(S)I_s(S)}{CV_{ref}(S)} = V_{dc}(S) \left(S + \frac{2}{RC} \right) \quad (5.21)$$

$$\frac{V_{dc}(S)}{I_s(S)} = \frac{2V_s(S)}{V_{ref}(S)C} \left(S + \frac{2}{RC} \right) \quad (5.22)$$

$$\text{จากสมการที่(5.22)} \quad G_p(S) = \frac{V_{dc}(S)}{I_s(S)} = \frac{K_s}{\left(S + \frac{2}{RC} \right)} \quad \text{โดยที่ } K_s = \frac{2V_s}{V_{ref}C} \quad (5.23)$$

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.15 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิด(Open loop transfer function)ได้ดังสมการที่ (5.24)

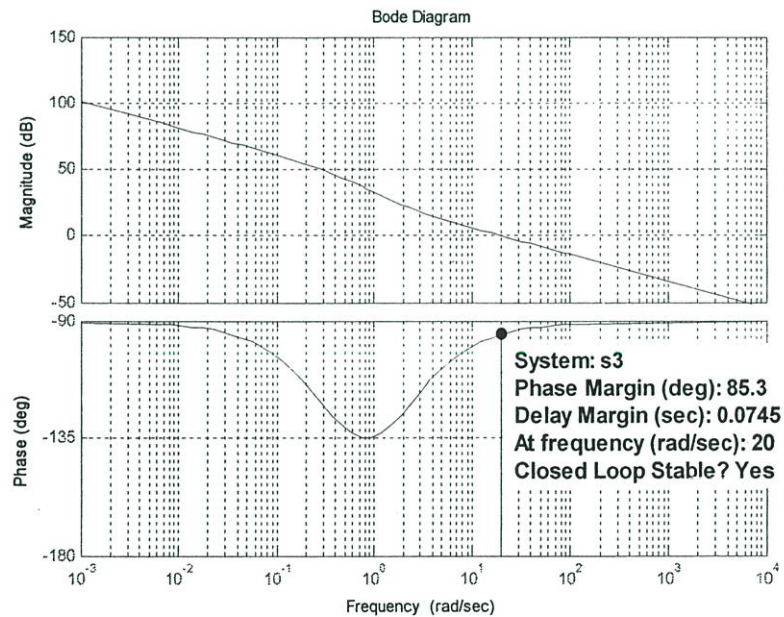
$$G_o(S) = \left(K_p + \frac{K_I}{S} \right) \times \frac{K_s}{\left(S + \frac{2}{RC} \right)} \quad (5.24)$$

ในการออกแบบหาค่า K_p และ K_I ที่เหมาะสมจะใช้วิธีการแผนภาพโบด(bode diagram) เพื่อหาค่าเกณฑ์ที่ทำให้ระบบนั้นมีเสถียรภาพ โดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิด(Open loop transfer function)ของระบบมาพิจารณา ซึ่งเสถียรภาพระบบที่ได้นั้นจะคำนึงถึงความเร็วของผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตในโดเมนของเวลาที่ได้มาจากการพิจารณาฟังก์ชันการถ่ายโอนวงรอบปิด(Close loop transfer function)ซึ่งมีการทดสอบด้วยสัญญาณอินพุต(set point)เป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป (unit step) ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้กำหนดการออกแบบโดยให้ความเร็วของผลตอบสนองในโดเมนเวลาของตัวควบคุมมีเวลาคงตัวของระบบ(setting time,ts)อยู่ที่ 1 วินาที ซึ่งเป็นความเร็วที่ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) มีการแกว่งที่น้อยในขณะที่วงจร

สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำการเปลี่ยนแปลงโพลอย่างทันทีทันใด และกำหนดให้มีค่าเปอร์เซ็นต์การโอเวอร์ชูดไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบโดยการเลือกความถี่ตัดข้าม (cross over frequency) ที่ $\omega_o = 20 \text{ rad/sec}$ และเลือกความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอ (cut off frequency $= K_I/K_P$) ที่ $\omega_{cn} = 2 \text{ rad/sec}$ โดยเมื่อต้องการหาค่า K_P สามารถหาได้จากสมการที่ 5.25 โดยแทนค่า $S = j\omega_o = j20$ ที่ความถี่นี้จะทำให้มีเกนการขยายเท่ากับ 1 โดยมีค่าของตัวแปรต่างๆของระบบมีค่าดังนี้ $C = 11700 \mu F, V_S = 220 \text{ V}, R = 490 \Omega, V_{dc} = 700 \text{ V}$

$$|G_o(j\omega_o)| = \left[\left(K_p + \frac{2K_p}{j20} \right) \times \left(\frac{53.72}{j20 + 0.3488} \right) \right] = 1 \quad (5.25)$$

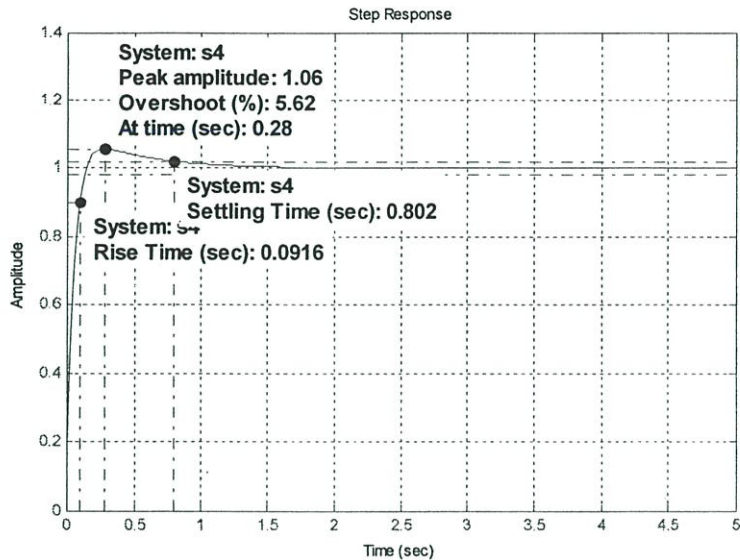
จากสมการที่(5.25) จะได้ค่า $K_p = 0.37$ และ $K_I = 0.741$ เมื่อทำการเขียนแผนภาพโพลจะได้ดังรูปที่ 5.15 และพบว่าระบบมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบ (Phase Margin) มีค่าเท่ากับ 85.3 องศา ดังแสดงในรูปที่ 5.16 โดย ณ ตำแหน่งนี้ เมื่อการทดสอบผลตอบสนองในวงรอบปิดด้วยสัญญาณยูนิตสเตป (unit step) จะมีผลตอบสนองที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ (Closed loop stable) ดังแสดงในรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.16 แผนภาพโพลของระบบควบคุมที่ได้ทำการออกแบบ

โดยผลตอบสนองของระบบปิดที่มีการทดสอบด้วยสัญญาณยูนิตสเตป (unit step) จะพบว่าผลตอบสนองที่เวลาคงตัวประมาณ 0.802 วินาที ซึ่งเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้และมีค่า

เปอร์เซ็นต์การโอเวอร์ชูตอยู่ที่ 5.62 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ในการใช้งานและมีช่วงเวลาที่ไต่อยู่ที่ 0.091 วินาที



รูปที่ 5.17 ผลการตอบสนองของระบบเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป (unit step)

5.7 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไบโพลาร์โวลต์เต็มจสิวิตซ์

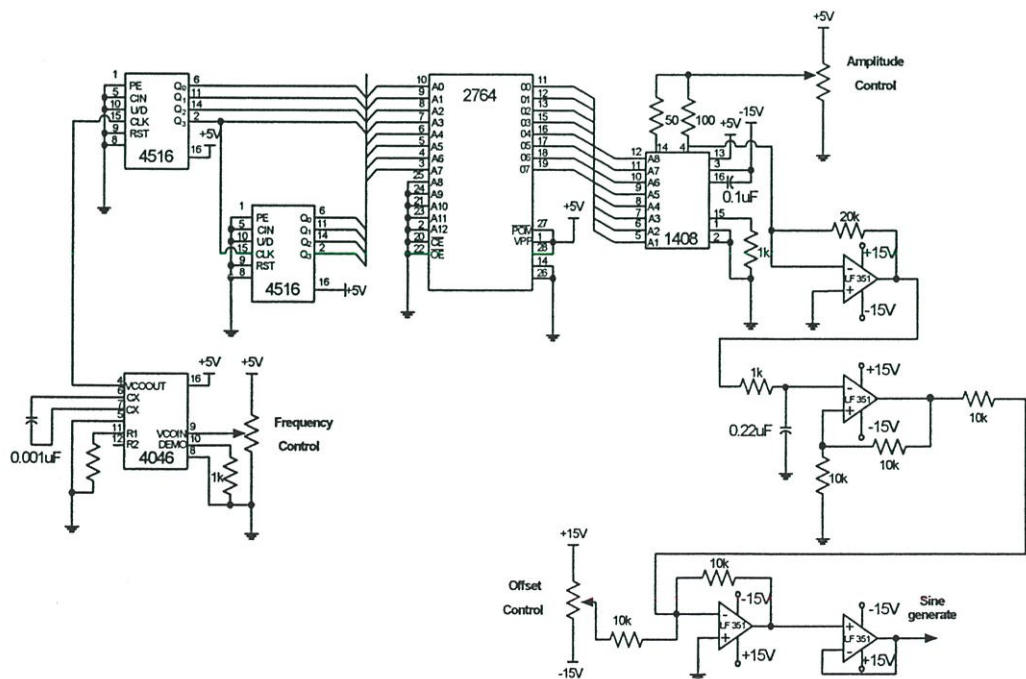
5.7.1 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์

จากรูปที่ 5.18 เป็นวงจรสร้างสัญญาณไซน์หนึ่งเฟส โดยเก็บข้อมูลเข้าไปใน EPROM อยู่ในรูปของ look up table โดยแต่ละข้อมูลจะเป็นเลขดิจิตอลที่แทนค่าแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ที่แทนค่าที่มุมต่างๆ ค่าความละเอียดของคลื่นไซน์ขึ้นอยู่กัจำนวนข้อมูลที่เก็บไว้ ดังนั้นถ้าสมมุติว่ามีการเก็บข้อมูลรูปไซน์หนึ่งไซเคิลจำนวน 2^8 หรือ 256 ข้อมูล ดังนั้นข้อมูลแต่ละตำแหน่งจะอยู่ห่างกัน 1.406 องศา ข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำนี้เก็บอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหก ซึ่งสามารถคำนวณค่าของข้อมูลเหล่านี้จากสมการ (5.26)

$$V_m \sin \omega t = \frac{V_{ref} R_o}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right) - \frac{V_{ref} R_o}{R_8} \tag{5.26}$$

- เมื่อ V_m = แรงแดันสูงสุดของคลื่นไซน์
- V_{ref} = แรงแดันไฟกระแสตรงซึ่งเป็นแรงแดันอ้างอิง
- $A_1 - A_8$ = ข้อมูลที่คำนวณได้เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสอง
- R_o, R_8, R_{14} = ค่าความต้านทานโดยที่ $R_8 = 2R_{14}$

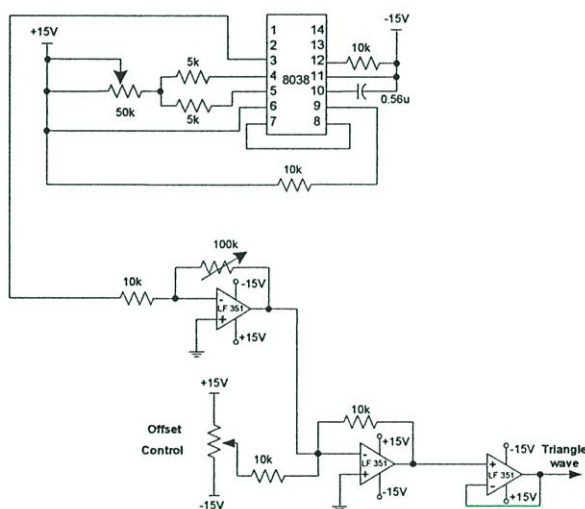
ค่าของข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลนี้จะถูกแสดงในตารางการสร้างข้อมูลของสัญญาณไซน์โดยที่เก็บไว้ในหน่วยความจำแล้วใช้การอ้างแอดเดรสเพื่อเรียกข้อมูลออกมาใช้งาน เป็นวิธีของการเปิดตาราง(look up table) การอ้างแอดเดรสจะใช้ไอซีเบอร์ 4516 ซึ่งเป็น 8 bit up/down counter เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกาและใช้ไอซีเบอร์ 4046 เป็น VCO เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา ในการนับนี้จะนับขึ้น จาก 0 ถึง 255 หรือนับลง 255 ถึง 0 ซึ่งเป็นการนับรูปคลื่นไซน์ครบหนึ่งไซเคิล ตัวนับจะมีการรีเซ็ตแล้วกลับมาเริ่มนับใหม่เพื่อสร้างคลื่นไซน์ในไซเคิลถัดไป ในการออกแบบสัญญาณไซน์มีความถี่ 0 – 100 Hz. ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจึงมีค่าระหว่าง 0 – 25.6 kHz. โดยประมาณ ซึ่งเราจะออกแบบให้ได้ 10 – 70 Hz ที่เอาท์พุทของ EPROM จะเป็นสัญญาณดิจิตอลจึงต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกของรูปคลื่นไซน์ โดยใช้ DAC ไอซีเบอร์ 1408 ที่สามารถควบคุม voltage command เพื่อให้รับเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกของรูปคลื่นไซน์ได้และสัญญาณอนาลอกรูปคลื่นไซน์ที่จะต้องผ่านวงจร current to voltage converter เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกที่อยู่ในรูปของกระแสให้เป็นแรงดันที่เป็นคลื่นไซน์สามารถนำไปใช้งานได้ ดังนั้นสัญญาณไซน์ที่สร้างจากวงจรนี้สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้โดยการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟตรงที่แทน Frequency control ที่ขา 9 (voltage control oscillator,VCO)ของไอซีเบอร์ 4046 ในขณะที่เดียวกันขนาดของสัญญาณก็สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ Amplitude control ของ ไอซีเบอร์ 1408 (DAC) ซึ่งก็คือ voltage control ซึ่งแสดงวงจรในรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.18 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์

5.7.2 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม

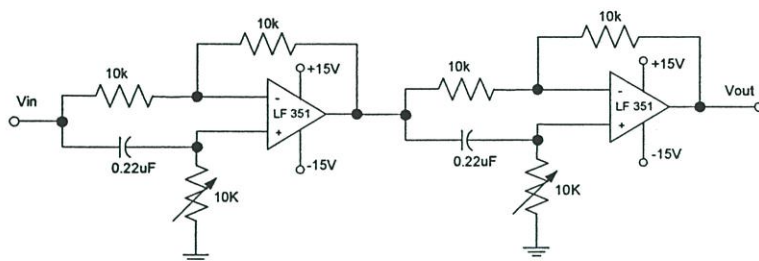
ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจะใช้ ICL 8038 (ไอซีสำเร็จ) เป็นตัวสร้างสัญญาณซึ่งไอซีตัวนี้สามารถสร้างสัญญาณได้ทั้งสัญญาณสามเหลี่ยม, สี่เหลี่ยมและไซน์โดยที่เราสามารถปรับความถี่ได้ตามต้องการโดยเลือกค่าความต้านทานที่ขา 4,5 และค่าตัวเก็บประจุที่ขา 10 ของไอซี และยังสามารปรับความชันของขาขึ้นและขาลงของสามเหลี่ยมได้จากการปรับค่าความต้านทานที่ขา 4,5 ของไอซี โดยใช้ค่าความต้านทานปรับค่าได้ในการปรับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งความถี่ของสามเหลี่ยมที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะมีค่าเท่ากับ 5 kHz เมื่อมีการปรับค่าความถี่แล้วจะนำเอาที่พุดสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขา 3 ของออปแอมป์มาผ่านวงจรวจรขยายสัญญาณเพื่อปรับขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีค่าตามต้องการและสามารถปรับค่าระดับสัญญาณ (DC Offset) โดยใช้ออปแอมป์ (Op-Amp) เบอร์ LF351 เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณสูงสุดของเครื่องบวกและเครื่องลบมีค่าเท่ากันซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ offset control ซึ่งวงจรถ่ายสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมแสดงไว้ดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 แสดงวงจรถ่ายสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม

5.7.3 วงจรเลื่อนเฟส

ในการเลื่อนเฟสจะให้สัญญาณมีเฟสหน้าหน้า(Lead) การต่อวงจรเลื่อนเฟสนี้จะใช้ออปแอมป์ต่ออนุกรมกันสองชุดซึ่งแต่ละชุดจะสามารถปรับค่ามุมได้ตั้งแต่ 0 องศา ถึง 180 องศา ดังนั้นการต่ออนุกรมกันสามารถปรับค่ามุมได้ตั้งแต่ 0 องศา ถึง 360 องศา โดยในชุดที่หนึ่งจะปรับค่ามุมตั้งแต่ 0 องศา ถึง 180 องศา ส่วนชุดที่สองจะปรับมุมตั้งแต่มุม 180 องศา ถึง 360 องศา ในการปรับค่ามุมนั้นจะสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ขาบวกของออปแอมป์แต่ละชุดซึ่งการต่อวงจรเลื่อนเฟสนั้นแสดงดังรูปที่ 5.20



รูปที่ 5.20 วงจรเลื่อนเฟส

5.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างรวมทั้งการออกแบบวงจรกำลังใช้งานซึ่งประกอบไปด้วยวงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่นำมาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์โดยเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส โดยออกแบบประยุกต์ใช้งานในไอจีบีทีโมดูลหนึ่งตัว และวงจรป้องกันต่างๆ เช่น วงจรประวิงเวลา, วงจรตรวจจับฟอลต์ เพื่อป้องกันความเสียหายของวงจรกำลังใช้งาน

ในส่วนของวงจรควบคุมซึ่งแบ่งเป็นวงจรควบคุมแบบลููปปิดซึ่งประกอบไปด้วย วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับและวงจรตรวจจับกระแส รวมทั้งหลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมกับวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์และการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่เมื่อวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด

ในส่วนของ การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณไปโพลาไรไรต์เด็จสวิตช์ที่มีสัญญาณไซน์พีดับบลิวเอ็มทำมุมต่างเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้าเพื่อนำไปควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นไซน์, วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม, วงจรเลื่อนเฟส โดยการออกแบบทั้งหมดนี้ได้นำไปใช้ในสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

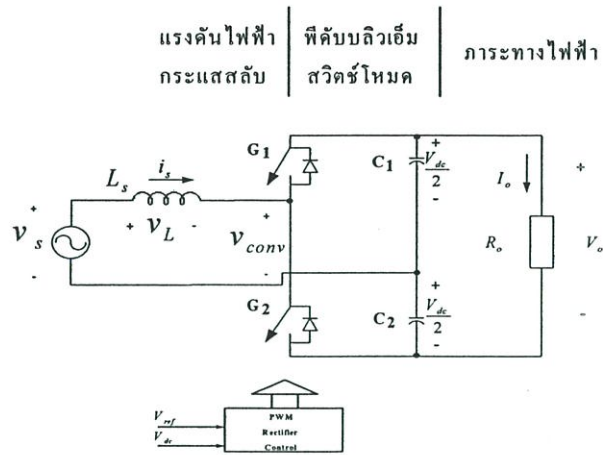
บทที่ 6

ผลการทดลอง

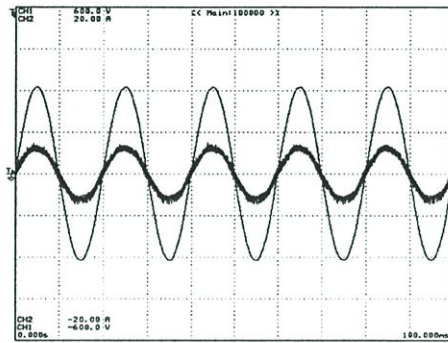
ในบทนี้จะเป็นผลการทดลองจริงรวมทั้งผลการจำลองของระบบโดยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ORCAD9.1 ซึ่งจะได้ศึกษาการทำงานของระบบเพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานเมื่อมีการป้อนกลับของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงและการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้โหลดความต้านทานรวมทั้งการหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินคุณภาพของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ และการทดลองเมื่อนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์พร้อมทั้งทดสอบประสิทธิภาพของมอเตอร์ไฟฟ้าและประสิทธิภาพโดยรวมของระบบ รวมทั้งมีการทดลองการส่งผ่านของกำลังงานไฟฟ้าในกรณีที่มีการลดความถี่อินเวอร์เตอร์อย่างทันทีทันใดและกรณีทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โว รวมทั้งผลการทดลองเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับมีการเปลี่ยนแปลงแต่ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้ ในการพิจารณาองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของกระแสอินพุตนั้นได้ใช้มาตรฐานอุตสาหกรรม มอก.1448-2544 (IEC61000-3-2 Class A)

6.1 การทดลองการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทาน

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทาน ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาลักษณะและพฤติกรรมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ก่อนทดลองทั้งระบบ พร้อมทั้งหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ เช่น ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF) ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุต ($\%THD_i$) และทำการพิจารณาสเปคตราฮาร์มอนิกส์ของกระแสทางด้านอินพุตของระบบโดยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ MathLab 6.5 โดยนำค่าปริมาณองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์กระแสทางด้านอินพุตที่ได้นี้ไปเปรียบเทียบกับค่าปริมาณองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของทางด้านอินพุตกระแสด้วยค่ามาตรฐานอุตสาหกรรม มอก.1448-2544 (IEC61000-3-2 Class A) ซึ่งวงจรกำลังสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทานนี้ได้แสดงดังรูปที่ 6.1

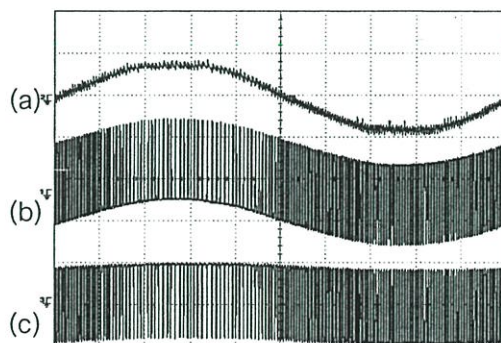


รูปที่ 6.1 วงจรกำลังสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้โหลดความต้านทาน



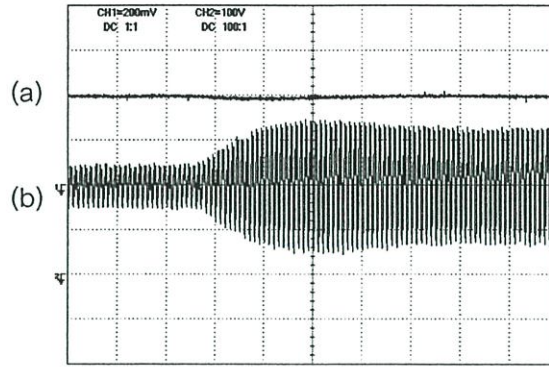
สเกล x : 10ms/div, y : 150 V/div, 5 A/div

รูปที่ 6.2 รูปสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต



สเกล x : 2 ms/div, y : 200V/div, 5 A/div

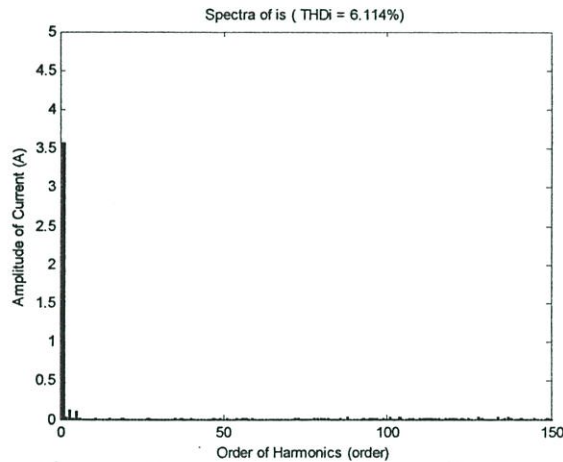
รูปที่ 6.3 (a) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต
 (b) รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
 (c) รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์



สเกล x : 200ms/div, y : 2 A/div, 100V/div

รูปที่ 6.4 ผลการทดลองการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

- (a) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
- (b) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต



รูปที่ 6.5 สเปกตราสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต

จากรูปที่ 6.2 แสดงการทำงานวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดเรกติไฟล์ ซึ่งจะเห็นว่ากระแสอินพุตมีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นสัญญาณไซน์และมีเฟสที่ตรงกันกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุต จากรูปที่ 6.3 แสดงสัญญาณกระแสอินพุต, แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและแรงดันตกคร่อมคอนเวอร์เตอร์ซึ่งแสดงในหนึ่งรูปคลื่นสัญญาณไซน์ จากรูปที่ 6.4 แสดงการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุตและสัญญาณกระแสอินพุต ในสภาวะที่มีการเพิ่มโหลดโดยยังสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ได้ จากรูปที่ 6.5 แสดงสัญญาณสเปกตราสหาร์มอนิกส์ของสัญญาณกระแสอินพุต ซึ่งจะมีกลุ่มฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นอยู่ในช่วงประมาณ 5–7.5 kHz และมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุต (% THD_i) เท่ากับ 6.144 %

ตารางที่6.1 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับคี่

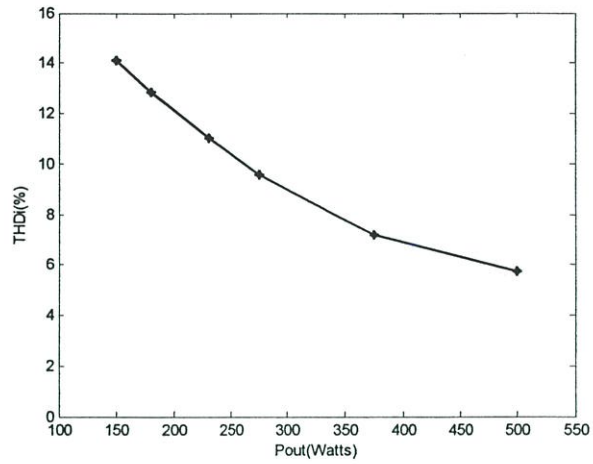
ลำดับฮาร์มอนิกส์ ที่	ค่าตามมาตรฐาน(A) (IEC61000-3-2 Class A)	องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของ ของกระแสอินพุต(A)
3	2.30	0.126
5	1.14	0.109
7	0.77	0.005
9	0.40	0.006
11	0.33	0.016
13	0.21	0.006
15<n<39	0.15 15/n	0.015

ตารางที่6.2 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับคู่

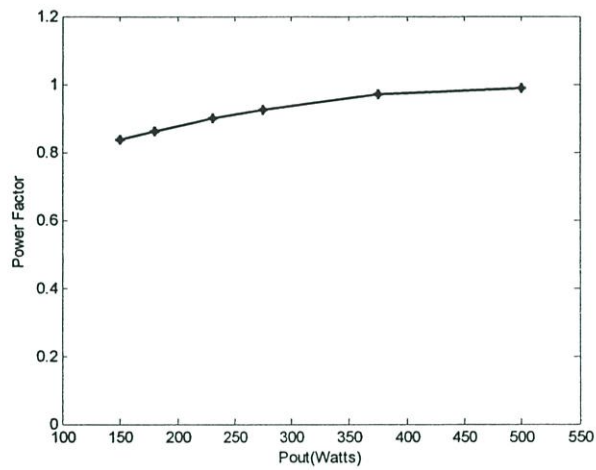
ลำดับฮาร์มอนิกส์ ที่	ค่าตามมาตรฐาน (A) (IEC61000-3-2 Class A)	องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของ ของกระแสอินพุต(A)
2	1.08	0.036
4	0.43	0.021
6	0.30	0.019
8<n<40	0.23 8/n	0.003

ตารางที่6.3 การทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า

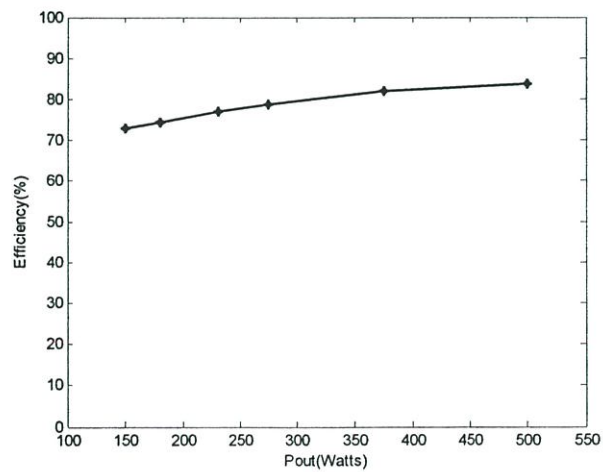
V_s (V)	I_s (A)	V_{dc} (V)	%THDi	PF	P_{in} (Watts)	P_{out} (Watts)	% η
220.02	1.13	626	15.12	0.83	200	150	75.01
220.17	1.32	626	12.01	0.87	250	180	72.40
220.23	1.58	626	10.12	0.89	300	230	77.05
220.08	1.73	626	9.95	0.93	350	275	78.57
220.05	2.12	626	7.8	0.97	450	375	83.33
220.07	2.78	626	5.5	0.989	600	500	83.33



รูปที่ 6.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง (%) THD_i กับ P_{out} (Watts)



รูปที่ 6.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF . กับ P_{out} (Watts)

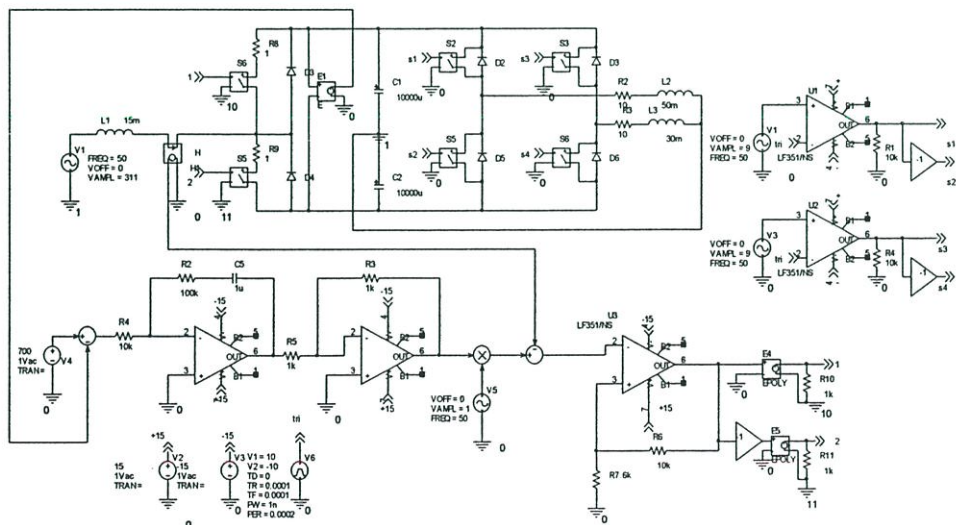


รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง (%)Efficiency กับ P_{out} (Watts)

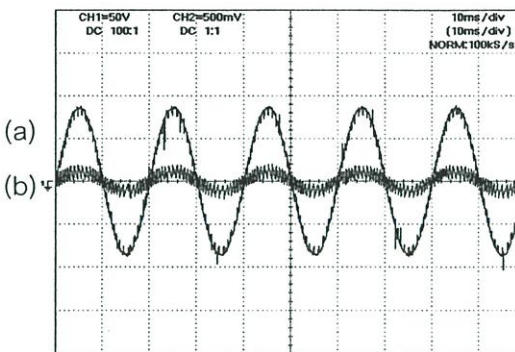
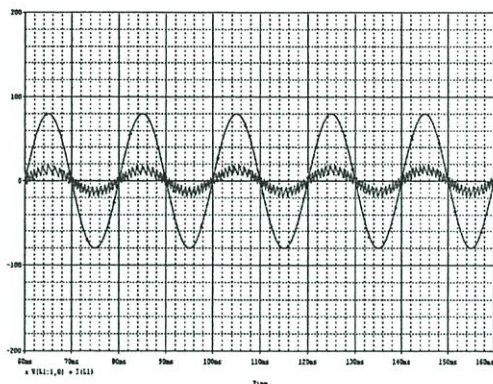
จากตารางที่ 6.1 และตารางที่ 6.2 เป็นการเปรียบเทียบปริมาณองค์ประกอบกระแสฮาร์มอนิกส์ลำดับที่และลำดับคู่ โดยผลที่ได้มาจากการทดลองของวงจรในรูปที่ 6.1 ซึ่งการพิจารณาองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตนั้นได้ใช้มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมมอก.1448-2544(IEC61000-3-2 Class A) มาเปรียบเทียบซึ่งผลที่ได้จากการทดลองมีค่าอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ จากตารางที่ 6.3 เป็นตารางการทดลองหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินคุณภาพของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์โดยนำผลที่ได้มาแสดงในกราฟสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตกับกำลังงานไฟฟ้าจริงทางด้านเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 6.6 และกราฟสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตกับกำลังงานไฟฟ้าจริงทางด้านเอาต์พุตซึ่งแสดงในรูปที่ 6.7 และกราฟสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังงานไฟฟ้าจริงทางด้านเอาต์พุตซึ่งแสดงในรูปที่ 6.8 ซึ่งผลการทดลองที่ได้เป็นที่น่าพอใจดังนั้นจึงสามารถนำวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ไปทดลองการทำงานเพื่อแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสซึ่งอยู่ในการทดลองที่ 6.2

6.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลอง

การจำลองการทำงานระบบนั้นได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ORCAD9.1 ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาลักษณะและพฤติกรรมการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์โดยการเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง[12],[13] ซึ่งมีไดอะแกรมการจำลองการทำงานของระบบได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.9



รูปที่ 6.9 ไดอะแกรมการจำลองการทำงานของระบบ



สเกล x :10ms/div, y : 50 V/div, 5 A/div

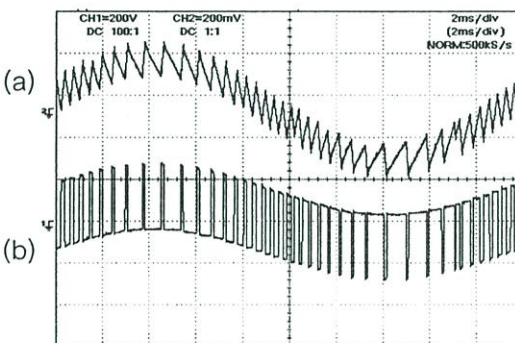
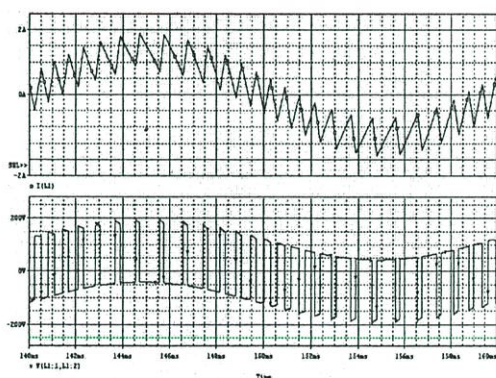
การจำลอง

การทดลอง

รูปที่ 6.10 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

(a) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุต

(b) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต



สเกล x :2ms/div, y : 200 V/div, 2A/div

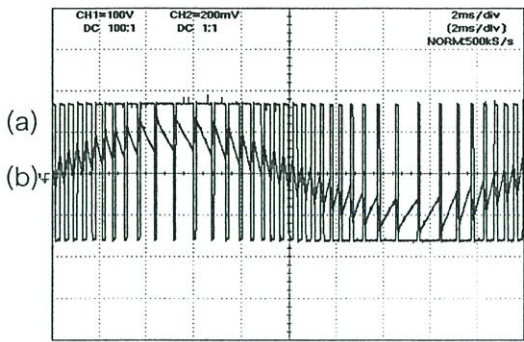
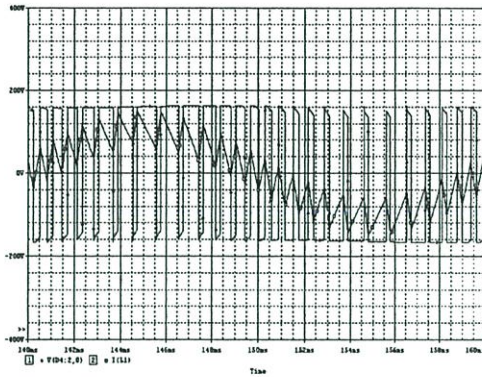
การจำลอง

การทดลอง

รูปที่ 6.11 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

(a) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต

(b) รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



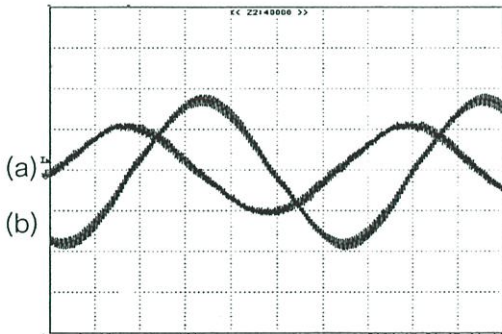
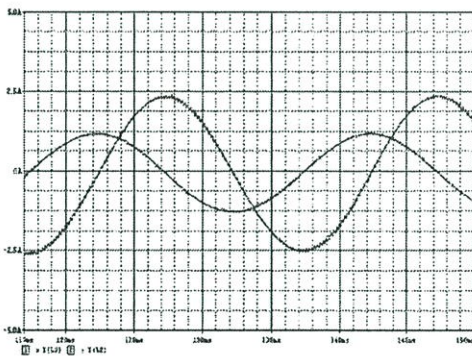
สเกล x :2ms/div, y : 100 V/div, 2A/div

การจำลอง

การทดลอง

รูปที่ 6.12 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

- (a) รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์
- (b) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต



สเกล x :2ms/div, y : 0.5A/div at Auxiliary , 2.5A/div at Main

การจำลอง

การทดลอง

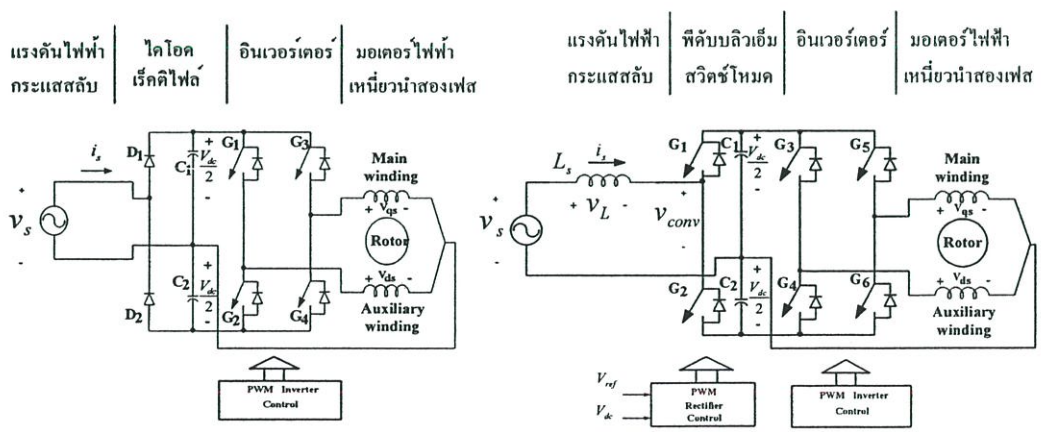
รูปที่ 6.13 ผลการจำลองและทดลองสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดของมอเตอร์

- (a) รูปสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย
- (b) รูปสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก

จากรูปที่ 6.10 ถึงรูปที่ 6.13 เป็นรูปสัญลักษณ์ที่ได้ทำการเปรียบเทียบกันระหว่างผลการจำลองและผลการทดลองจริงเพื่อศึกษาลักษณะการทำงานของวงจรถักขั้วโหมดคอนเวอร์เตอร์เมื่อนำไปต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ซึ่งผลที่ได้มีความสอดคล้องกันเป็นที่น่าสนใจ โดยเฉพาะในรูปที่ 6.13 จะเห็นว่ากระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองมีมุมที่ต่างเฟสกันเกือบ 90 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งจากลักษณะดังกล่าวนี้จะทำให้มอเตอร์นั้นมีแรงบิดที่ติดต่อยานความถี่ใช้งานอินเวอร์เตอร์ โดยมีผลการทดลองการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ในหัวข้อที่ 6.3

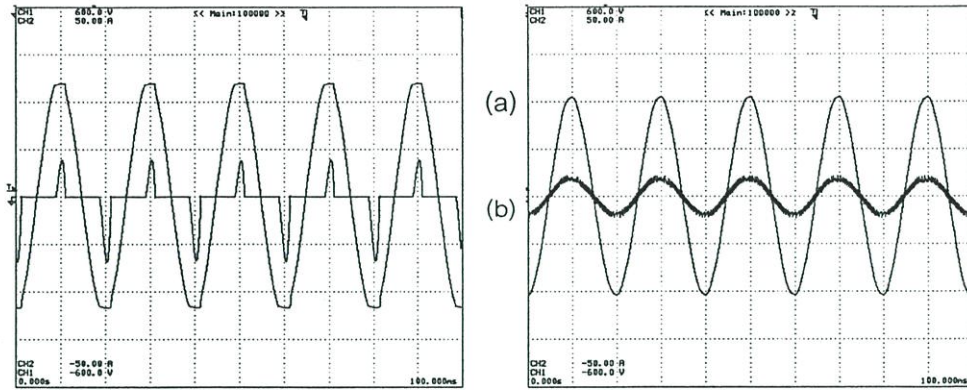
6.3 การทดลองวงจรถักขั้วโหมดคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำการต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดลองโดยทำการเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่ใช้วงจรถักขั้วโหมดคอนเวอร์เตอร์และการใช้วงจรถักขั้วโหมดคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชนิด Permanent-Split Capacitor motor ขนาด 220 V, 2.66 A, 0.37 kW, 1375 rpm, 4 pole, 50 Hz และทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่สำหรับขดลวดหลัก ส่วนขดลวดช่วยมีการควบคุมขนาดของแรงดันไว้ที่พิกัดแผ่นป้าย รวมทั้งการทดลองสภาวะการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่การไฟฟ้าโดยมีการลดความถี่อินเวอร์เตอร์จาก 70 Hz ไปยัง 40Hz อย่างทันทีทันใด และการทดลองหาค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบกับการทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพของมอเตอร์และประสิทธิภาพรวมของระบบที่ทุกความถี่อินเวอร์เตอร์



(ก) วงจรไดโอดเรกติไฟล์ (ข) วงจรถักขั้วโหมดคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 6.14 วงจรกำลังใช้งานอินเวอร์เตอร์



สเกล x :10ms/div, y : 150 V/div, 10 A/div

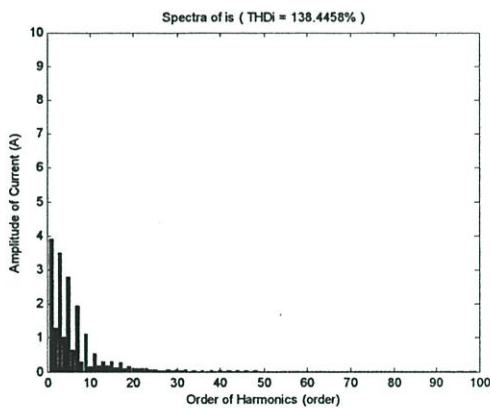
วงจรไดโอดเรกติไฟล์

วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

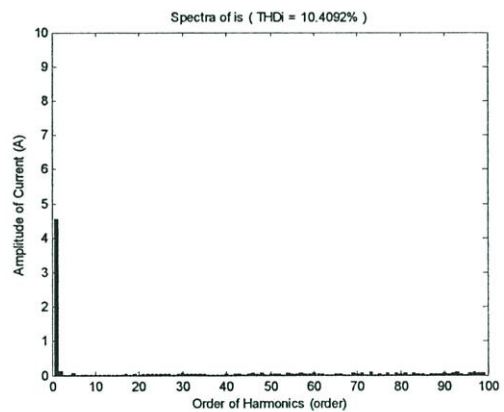
รูปที่ 6.15 ผลการทดลองการทำเปรียบเทียบลักษณะทางด้านอินพุต

(a) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุต

(b) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต



ไดโอดเรกติไฟล์อินพุต



สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์อินพุต

รูปที่ 6.16 สเปกตรารัฐมอดัลของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต

จากรูปที่ 6.15 แสดงการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตกับสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตของระบบ ในกรณีที่อินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์และวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์โดยจากรูปเห็นว่าในกรณีที่อินพุตเป็นสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตกับสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตของระบบมีเฟสที่ตรงกันซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานใน

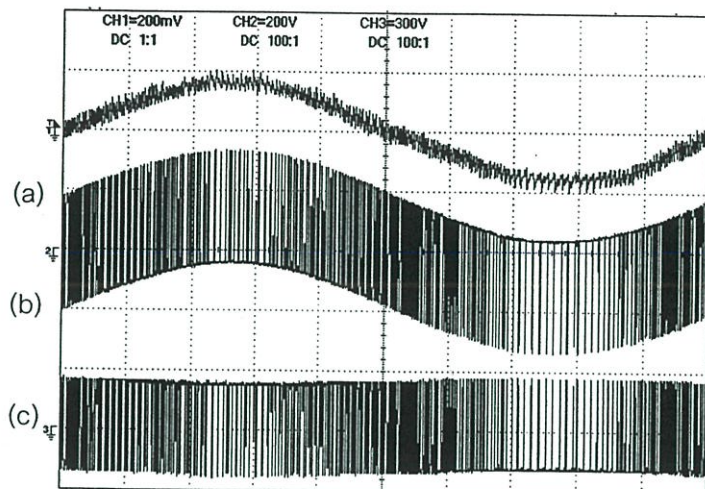
โหมตเรกติไฟล์ซึ่งส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบมีค่าเข้าใกล้หนึ่งและสัญญาณกระแสมีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ซึ่งส่งผลทำให้มีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต(%THDi)มีค่าลดลงจาก 138.445% ไปเป็น 10.408% เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่อินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์ ซึ่งสามารถพิจารณาจากรูปสัญญาณสเปคตรัมฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณกระแสอินพุตในรูปที่ 6.16 และตารางเปรียบเทียบค่าองค์ประกอบสัญญาณกระแสอินพุตด้วยตารางมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม มอก.1448-2544 (IEC61000-3-2 Class A) ตามตารางที่6.4 ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่ และ ตารางที่6.5 ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับคู่ ซึ่งผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ

ตารางที่6.4 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่(สวิตซ์โหมตคอนเวอร์เตอร์)

ลำดับฮาร์โมนิกส์ ที่	ค่าตามมาตรฐาน(A) (IEC61000-3-2 Class A)	องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของ ของกระแสอินพุต(A)
3	2.30	0.065
5	1.14	0.019
7	0.77	0.035
9	0.40	0.005
11	0.33	0.013
13	0.21	0.020
15<n<39	0.15 15/n	0.007

ตารางที่6.5 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับคู่(สวิตซ์โหมตคอนเวอร์เตอร์)

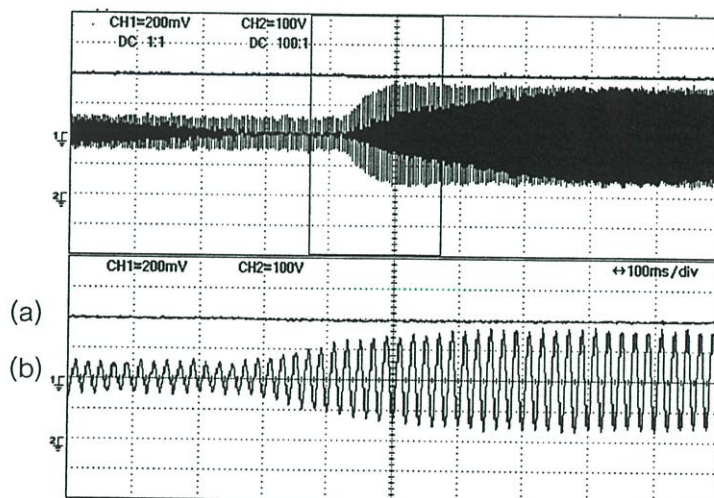
ลำดับฮาร์โมนิกส์ ที่	ค่าตามมาตรฐาน(A) (IEC61000-3-2 Class A)	องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของ ของกระแสอินพุต(A)
2	1.08	0.031
4	0.43	0.007
6	0.30	0.007
8<n<40	0.23 8/n	0.026



สเกล x : 2 ms/div, y : 2 A/div, 200V/div, 300V/div

รูปที่ 6.17 ผลการทดลองการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

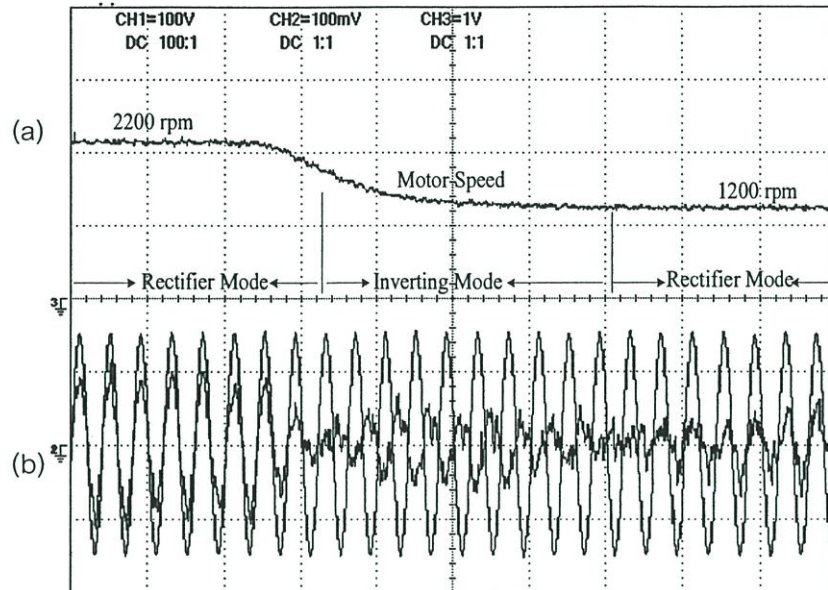
- (a) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต
- (b) รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
- (c) รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์



สเกล x : 100ms/div, y : 2 A/div, 100V/div

รูปที่ 6.18 ผลการทดลองการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง

- (a) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
- (b) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต

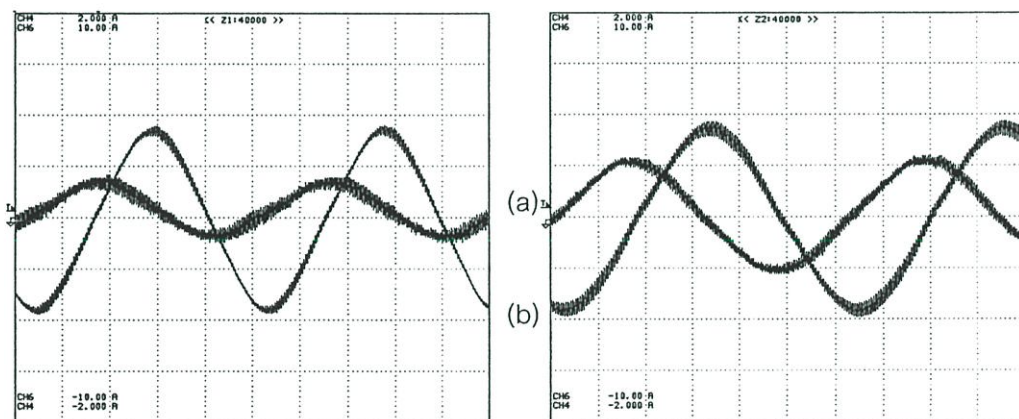


สเกล x :50ms/div, y : (1V: 1000 rpm)/div, 100V/div, 2 A/div

รูปที่ 6.19 ผลตอบสนองของขณะเกิดการส่งผ่านกำลังงานกลับคืนสู่การไฟฟ้า

(a) สัญญาณของความเร็วโรเตอร์

(b) สัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต



สเกล x :4ms/div, y : 0.5A/div at Auxillary , 2 .5A/div at Main

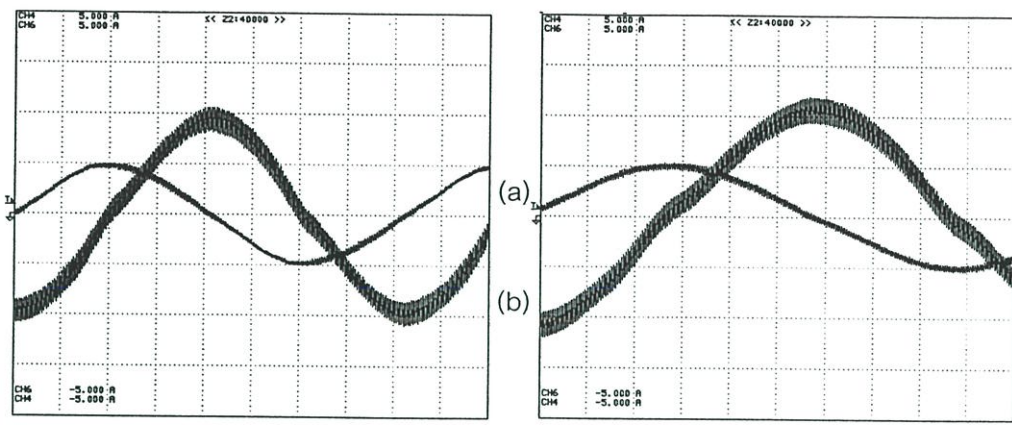
ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz

ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz

รูปที่ 6.20 สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์

(a) สัญญาณกระแสที่ไหลในขดช่วย

(b) สัญญาณกระแสที่ไหลในขดเมน



สเกล x :4ms/div, y : 1A/div at Auxiliary and Main

ความถี่อินเวอร์เตอร์ 30 Hz

ความถี่อินเวอร์เตอร์ 20 Hz

รูปที่ 6.21 สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์

(a) สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดช่วย

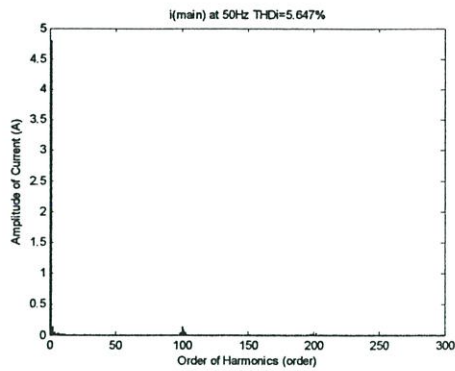
(b) สัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก

จากรูปที่ 6.17 แสดงสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต, สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำและสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในหนึ่งรูปคลื่นไซน์ จากรูปที่ 6.18 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงและสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตในสภาวะที่มีการเพิ่มโหลดแบบทันทีทันใดให้กับมอเตอร์โดยยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้

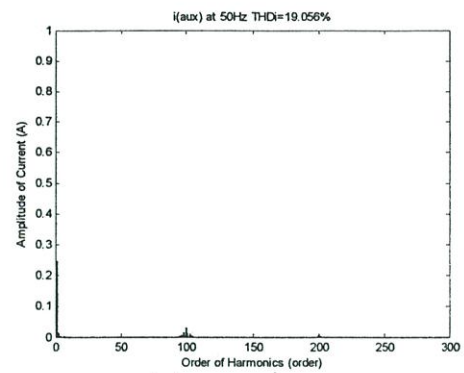
จากรูปที่ 6.19 แสดงสภาวะการส่งผ่านกำลังงานกลับคืนสู่การไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส โดยทำการลดความถี่อินเวอร์เตอร์จาก 70Hz ไปยัง 40Hz อย่างทันทีทันใดซึ่งทำให้ความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้านั้นสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งส่งผลทำให้สลลิปของมอเตอร์มีค่าเป็นลบชั่วขณะ ซึ่งขณะนี้มีมอเตอร์จะเปลี่ยนสภาวะการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบสองเฟสแทน โดยกำลังงานไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบสองเฟสนี้จะส่งผ่านกลับคืนสู่แหล่งจ่ายการไฟฟ้าและในขณะนี้งจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดอินเวอร์ตติ้ง (inverting mode)

จากรูปที่ 6.20 และรูปที่ 6.21 แสดงสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่แต่ละย่านความถี่อินเวอร์เตอร์ โดยกระแสที่ไหลขดช่วยจะนำหน้ากระแสที่ไหลขดหลักเกือบจะ 90 องศาทางไฟฟ้าตลอดทุกย่านความถี่ใช้งานและมีความถี่การสวิตช์ของอุปกรณ์อยู่ที่ 5 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ได้ออกแบบไว้โดยแสดงอยู่ในรูปของสเปกตรารายรัศมีของสัญญาณกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองขดดังรูปที่ 6.22

ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz

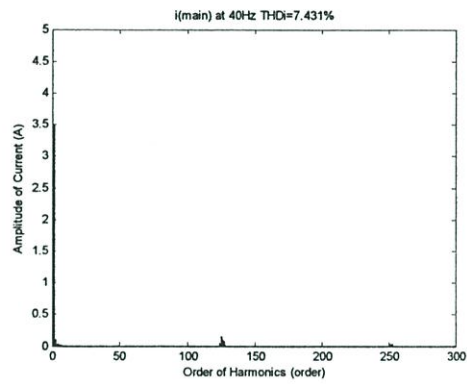


(ก) ขดลวดหลัก

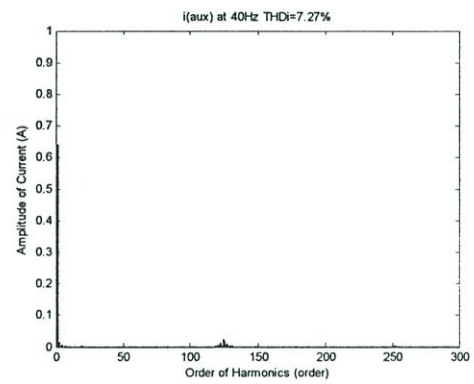


(ข) ขดลวดช่วย

ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz

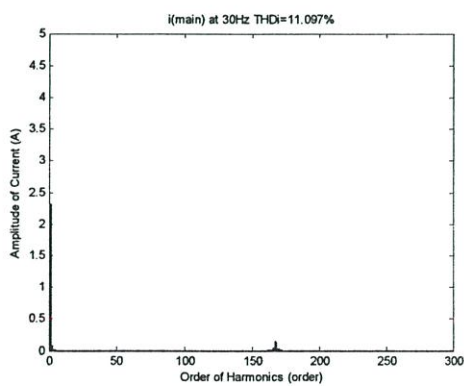


(ค) ขดลวดหลัก

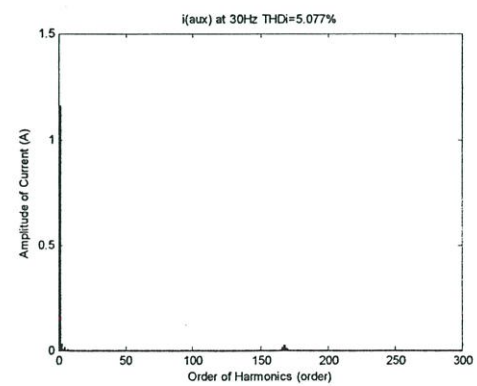


(ง) ขดลวดช่วย

ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 30 Hz

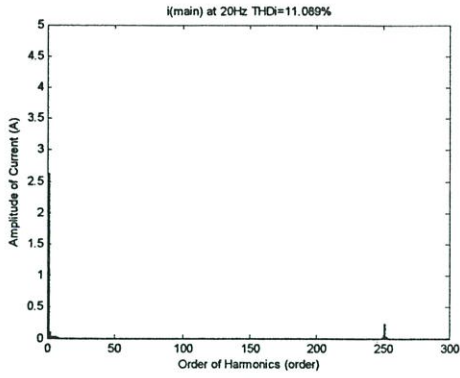


(จ) ขดลวดหลัก

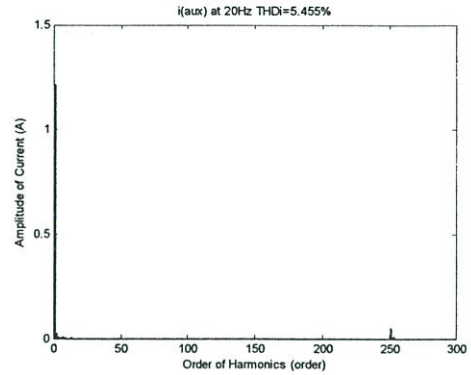


(ฉ) ขดลวดช่วย

ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 20 Hz

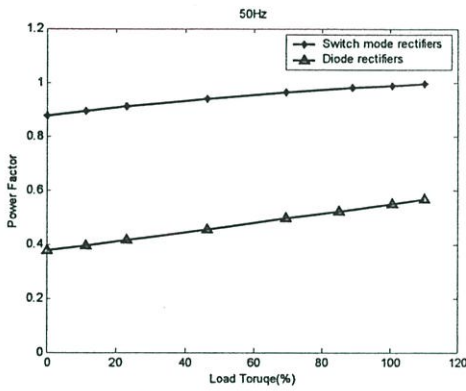


(ข) ขดลวดหลัก

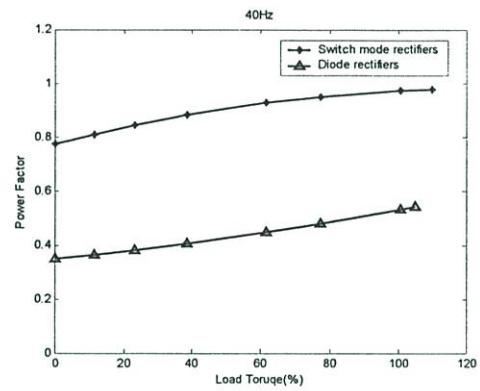


(ค) ขดลวดช่วย

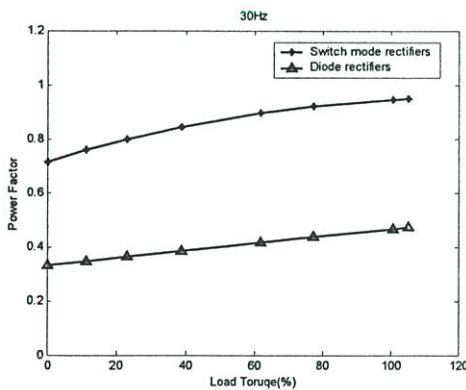
รูปที่ 6.22 สัญญาณสเปกตรามอนิกส์กระแสที่ไหลในขดลวดมอเตอร์



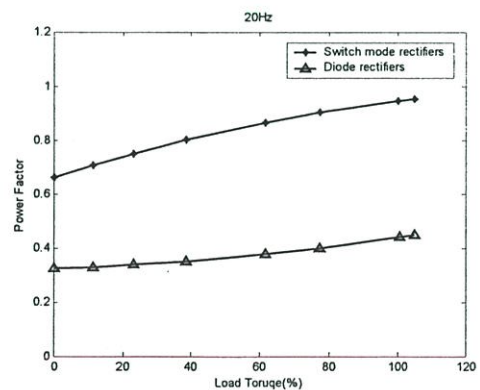
(ก) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz



(ข) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz

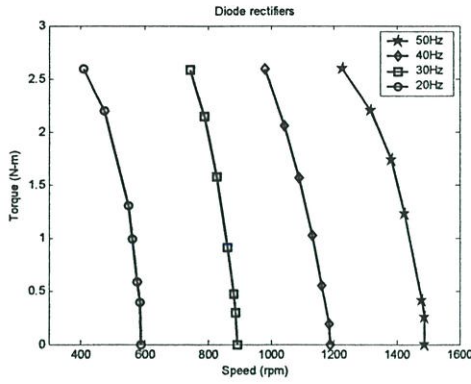


(ค) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 30 Hz

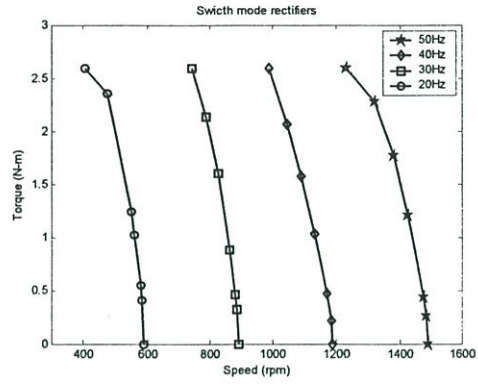


(ง) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 20 Hz

รูปที่ 6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน

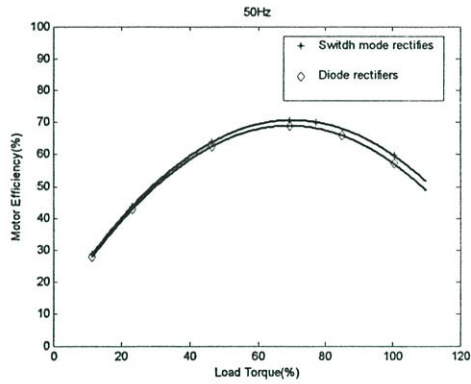


(ก) ไดโอดเรกติไฟล

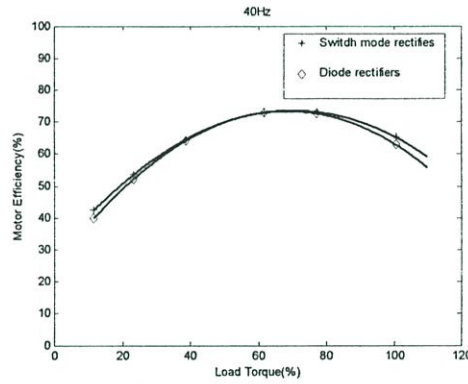


(ข) สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

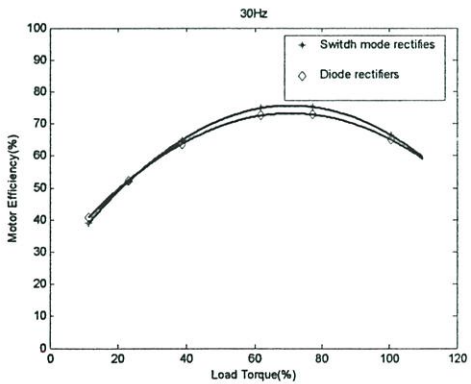
รูปที่ 6.24 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดใช้งานกับความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์



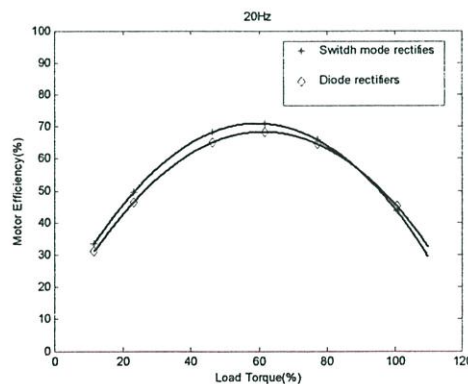
(ก) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz



(ข) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz

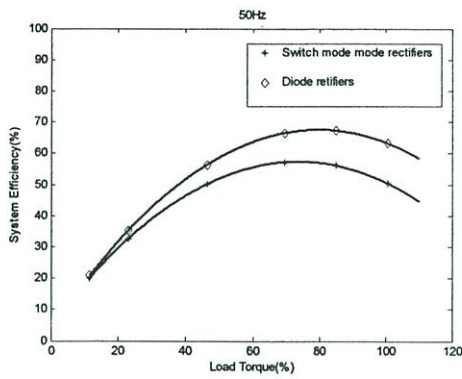


(ค) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 30 Hz

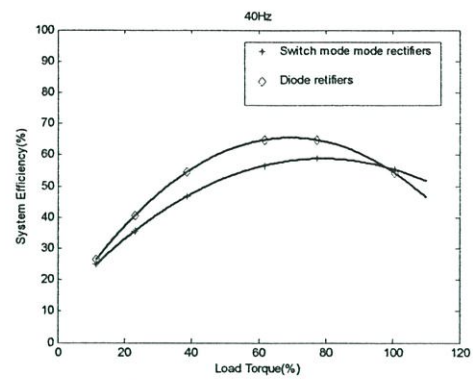


(ง) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 20 Hz

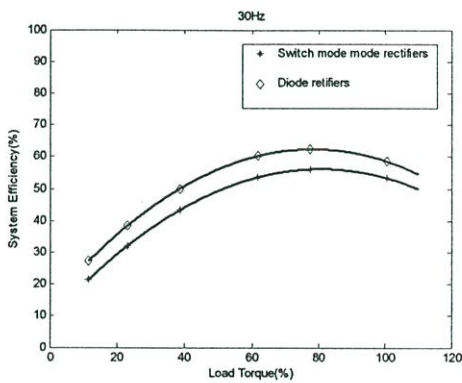
รูปที่ 6.25 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของมอเตอร์กับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน



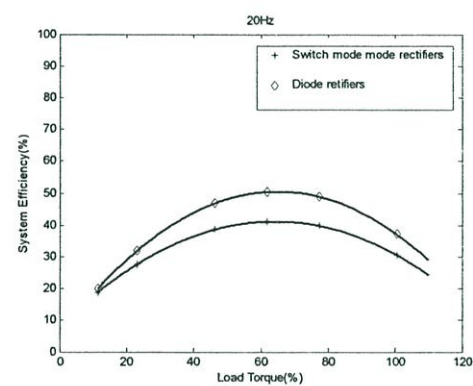
(ก) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50 Hz



(ข) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 40 Hz



(ค) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 30 Hz



(ง) ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 20 Hz

รูปที่ 6.26 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน

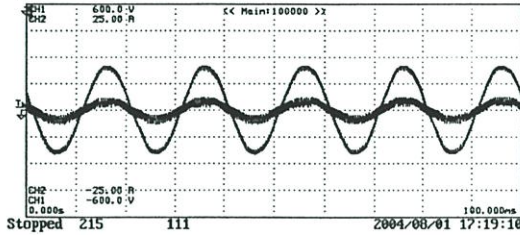
จากรูปที่ 6.23 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ทางด้านอินพุตของระบบกับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งานของมอเตอร์ไฟฟ้า (Load Torque(%)) ในกรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์กับวงจรไดโอดเรกติไฟท์ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50Hz ถึง 20Hz ซึ่งจากกราฟความสัมพันธ์จะเห็นว่ากรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้นค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ทางด้านอินพุตของระบบมีค่าเข้าใกล้หนึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟท์ซึ่งมีค่าต่ำกว่าตลอดทุกสภาวะเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งานของมอเตอร์ไฟฟ้า (Load Torque(%)) และทุกความถี่อินเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 6.24 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดใช้งาน (N-m) กับความเร็วโรเตอร์ของมอเตอร์ (rpm) ของมอเตอร์ไฟฟ้าทั้งสองกรณี โดยจะเห็นว่าทั้งสองกรณีมีความใกล้เคียงกันมากซึ่งมีผลมาจากการควบคุมแรงดันให้มีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ขณะที่ทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบซึ่งทำให้แรงบิดมีค่าสูงสุดตลอดทุกความถี่อินเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 6.25 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง

ประสิทธิภาพ(Motor Efficiency(%))กับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน(Load Torque(%))ของมอเตอร์ไฟฟ้า ในกรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์กับวงจรไดโอดเรกติไฟล์ ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50Hz ถึง 20Hz ซึ่งจากรูปจะเห็นว่ากรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้นประสิทธิภาพของมอเตอร์ไฟฟ้าจะสูงกว่ากรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์เล็กน้อยที่ประมาณ 0%-2% ที่ทุกความถี่อินเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 6.26 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของระบบ(System Efficiency(%))กับเปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน(Load Torque(%))ของมอเตอร์ไฟฟ้าในกรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์กับวงจรไดโอดเรกติไฟล์ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ 50Hz ถึง 20Hz ที่เงื่อนไขเดียวกันซึ่งจากรูปจะเห็นว่ากรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้นประสิทธิภาพรวมของระบบจะต่ำกว่ากรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์เล็กน้อยที่ประมาณ 0%-10% อันเป็นผลมาจากวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีความสามารถในการให้กำลังงานไฟฟ้าทางด้านอินพุตที่มากกว่าเนื่องจากมีค่าตัวประกอบกำลัง (*PF*.) ทางด้านอินพุตของระบบที่สูงกว่ากรณีอินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์ ที่เปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน(Load Torque(%))ของมอเตอร์ไฟฟ้าเท่ากัน

6.4 การทดลองการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

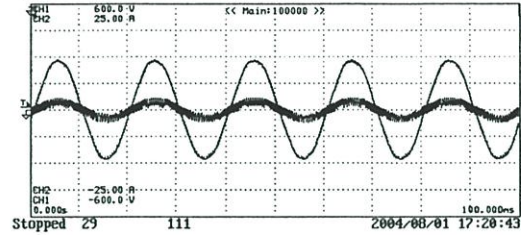
ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับพิกัด 220 โวลท์ ซึ่งยังคงทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงคงที่ได้ ซึ่งเป็นข้อดีอีกอย่างหนึ่งของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ การทดลองนี้จะทำการคงที่แรงดันอินพุตไว้ที่ 692 โวลท์ และจากนั้นทำการปรับเปลี่ยนลดและเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ที่ $\pm 20\%$ ของแรงดันพิกัด โดยผลที่ได้จะแสดงในรูปที่ 6.27 โดยจากผลการทดลองนี้ได้ใช้การบันทึกผลจาก Digital Scope Power Analyzer (PZ4000) โดยใน Element1 คือค่าที่วัดผลจากทางด้านอินพุต และ ใน Element 4 คือค่าที่วัดจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง จากรูปที่ 6.27 (ก),(ข) แสดงการลดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตไปที่ 10% ,20 % ตามลำดับโดยผลที่ได้จะทำให้กระแสและค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตสูงขึ้นตามลำดับ จากรูปที่ 6.27(ง) เมื่อทำการเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตไปที่ 20 % กระแสและค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตจะมีค่าลดลง ในขณะที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงยังคงที่ตลอดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตซึ่งถือว่าเป็นข้อดีอีกอย่างหนึ่งของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

YOKOGAWA		Uover:=====		100ms	1MS/s
CH2		Iover:=====		100ms	1MS/s
	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Uras IV	174.67	325.13	323.57	691.17	174.67
Umn IV	173.89	345.59	344.14	771.03	173.89
Udc IV	-3.10	1.02	-1.53	691.17	-3.10
Uac IV	174.64	325.13	323.56	0.30	174.64
Iras IA	1.575	0.393	2.123	0.000	1.575
Irn IA	1.525	0.373	2.100	0.000	1.525
Idc IA	-0.062	0.122	-0.177	0.003	-0.062
Iac IA	1.573	0.373	2.115	0.000	1.573
P Ivar	0.254k	-0.002k	0.248k	0.002k	0.254k
S IUA	0.275k	0.120k	0.687k	0.000k	0.275k
Q Ivar	0.105k	0.090k	0.640k	0.000k	0.105k
λ I	0.9236	-0.6423	0.3614	Error	0.9236



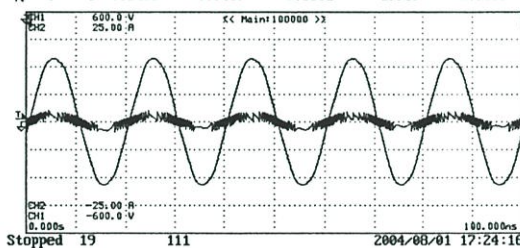
(ก) ลดลง 20 %

YOKOGAWA		Uover:=====		100ms	1MS/s
CH2		Iover:=====		100ms	1MS/s
	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Uras IV	198.53	324.14	322.27	691.37	198.53
Umn IV	197.93	344.48	342.75	767.92	197.93
Udc IV	-0.36	10.46	-1.53	691.37	-0.36
Uac IV	198.53	323.97	322.27	0.31	198.53
Iras IA	1.300	0.301	2.094	0.000	1.300
Irn IA	1.326	0.362	2.072	0.000	1.326
Idc IA	-0.054	0.107	-0.181	0.003	-0.054
Iac IA	1.379	0.366	2.006	0.000	1.379
P Ivar	0.248k	-0.079k	0.244k	0.002k	0.248k
S IUA	0.274k	0.124k	0.675k	0.000k	0.274k
Q Ivar	0.117k	0.095k	0.629k	0.000k	0.117k
λ I	0.9050	-0.6420	0.3621	Error	0.9050



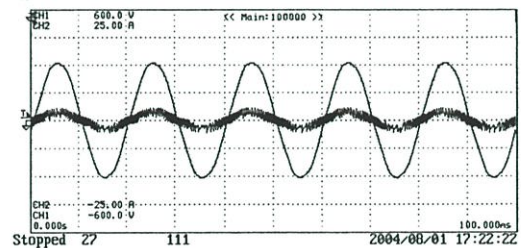
(ข) ลดลง 10 %

YOKOGAWA		Uover:=====		100ms	1MS/s
CH2		Iover:=====		100ms	1MS/s
	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Uras IV	244.47	323.93	322.36	691.40	244.47
Umn IV	243.76	344.36	342.05	767.95	243.76
Udc IV	0.19	-0.76	-1.60	691.40	0.19
Uac IV	244.47	323.93	322.35	0.35	244.47
Iras IA	1.035	0.303	2.007	0.000	1.035
Irn IA	0.981	0.365	2.064	0.000	0.981
Idc IA	-0.035	0.113	-0.199	0.002	-0.035
Iac IA	1.034	0.366	2.077	0.000	1.034
P Ivar	0.215k	-0.000k	0.244k	0.002k	0.215k
S IUA	0.253k	0.124k	0.673k	0.000k	0.253k
Q Ivar	0.134k	0.095k	0.627k	0.000k	0.134k
λ I	0.0406	-0.6457	0.3631	Error	0.0406



(ค) คงที่ 0 %

YOKOGAWA		Uover:=====		100ms	1MS/s
CH2		Iover:=====		100ms	1MS/s
	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Uras IV	220.78	324.23	322.52	692.06	220.78
Umn IV	220.04	344.56	342.98	768.60	220.04
Udc IV	0.07	2.93	-1.21	692.06	0.07
Uac IV	220.78	324.21	322.52	0.35	220.78
Iras IA	1.244	0.305	2.000	0.000	1.244
Irn IA	1.107	0.363	2.060	0.000	1.107
Idc IA	-0.035	0.122	-0.154	0.003	-0.035
Iac IA	1.243	0.365	2.002	0.000	1.243
P Ivar	0.244k	-0.079k	0.246k	0.002k	0.244k
S IUA	0.275k	0.125k	0.673k	0.000k	0.275k
Q Ivar	0.126k	0.097k	0.627k	0.000k	0.126k
λ I	0.0877	-0.6335	0.3646	Error	0.0877



(ง) เพิ่มขึ้น 20 %

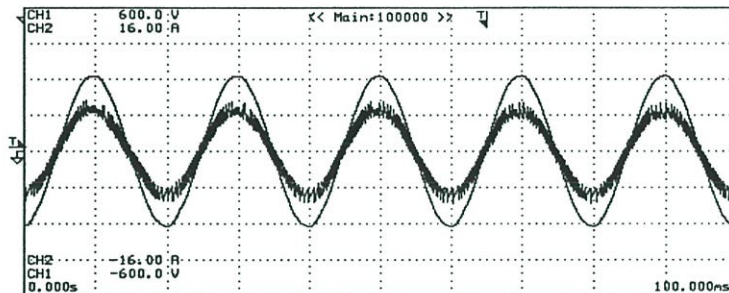
รูปที่ 6.27 การทดลองเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง ± 20%

6.5 การทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า (Power Flow)

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดลองการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าเมื่อนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยทำการต่อร่วม(Coupling)เข้ากับเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โว จากนั้นทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โวไปที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1200rpm และความเร็วรอบเท่ากับ 1800rpm โดยที่มีทิศทางการหมุนทิศเดียวกันกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสซึ่งหมุนด้วยความเร็วโรเตอร์เท่ากับ 1490rpm เพื่อที่จะศึกษาการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์และ

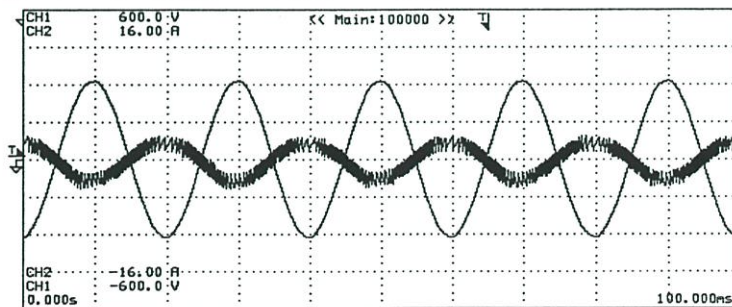
สภาวะการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ซึ่งมีผลการทดลองที่ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 6.28 โดยจากรูปผลการทดลองนั้นใน Element ที่ 1 แสดงค่าที่วัดได้จากทางด้านอินพุต

	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Urms [V]	221.21	324.04	323.23	693.38	221.21
Umn [V]	221.34	344.11	343.59	770.15	221.34
Udc [V]	0.23	0.24	-0.77	693.38	0.23
Uac [V]	221.21	324.04	323.23	0.45	221.21
Irms [A]	3.356	0.285	3.494	0.000	3.356
Imn [A]	3.342	0.283	3.441	0.000	3.342
Idc [A]	-0.101	-0.002	-0.106	0.003	-0.101
Iac [A]	3.354	0.285	3.493	0.000	3.354
P [W]	0.734k	0.059k	0.589k	0.002k	0.734k
S [VA]	0.742k	0.092k	1.129k	0.000k	0.742k
Q [var]	0.108k	0.071k	0.964k	0.000k	0.108k
λ []	0.9893	0.6359	0.5214	Error	0.9893



(ก) ที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1200rpm

	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Urms [V]	221.39	325.36	325.03	692.24	221.39
Umn [V]	221.54	346.74	346.98	768.89	221.54
Udc [V]	0.24	0.23	-0.61	692.24	0.24
Uac [V]	221.39	325.36	325.03	0.40	221.39
Irms [A]	1.664	1.364	3.041	0.000	1.664
Imn [A]	1.631	1.297	2.976	0.000	1.631
Idc [A]	-0.121	-0.003	-0.105	0.003	-0.121
Iac [A]	1.660	1.364	3.039	0.000	1.660
P [W]	-0.351k	-0.291k	-0.141k	0.002k	-0.351k
S [VA]	0.368k	0.444k	0.988k	0.000k	0.368k
Q [var]	0.111k	0.335k	0.978k	0.000k	0.111k
λ []	-0.9531	-0.6557	-0.1428	Error	-0.9531



(ข) ที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1800rpm

รูปที่ 6.28 การปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โว

จากรูปที่ 6.28(ก) แสดงสัญญาณแรงดันกับกระแสทางด้านอินพุตของระบบ โดยทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โวไปที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1200rpm ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่าสัญญาณกระแสมีเฟสที่ตรงกันกับสัญญาณแรงดัน โดยในขณะนี้กำลังงานไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสและสถานะนี้เครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โวจะทำหน้าที่เป็นโหลดให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

จากรูปที่ 6.28(ข) แสดงสัญญาณแรงดันกับกระแสทางด้านอินพุตของระบบ โดยทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โวไปที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1800rpm ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่าสัญญาณกระแสมีมุมต่างเฟสกับสัญญาณแรงดันอยู่ 180 องศาทางไฟฟ้า โดยในขณะนี้กำลังงานไฟฟ้าไหลจากมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหรือเป็นการคืนกำลังงานกลับสู่ระบบไฟฟ้ากำลังนั่นเองและสถานะนี้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสจะเปลี่ยนสถานะการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสอย่างถาวรและกำลังงานไฟฟ้าที่คืนกลับไปยังแหล่งระบบไฟฟ้ากำลังจะอยู่ที่ 351วัตต์อันเป็นผลเนื่องมาจากมอเตอร์ที่ใช้มีขนาด $\frac{1}{2}$ แรงม้าหรือ 375 วัตต์ ส่วนเครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โวจะทำหน้าที่ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

6.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทดลองต่างๆซึ่งประกอบไปด้วย การทดลองการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ภายใต้โหลดความต้านทานเพื่อทดลองการทำงานและประเมินสมรรถนะของวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า อีกทั้งยังประกอบไปด้วยผลการจำลองของระบบทั้งหมดด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อศึกษาลักษณะการทำงานของวงจรโดยทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง รวมทั้งการประเมินคุณภาพของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตโดยตารางการเปรียบเทียบองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุตตามมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม มอก.1448-2544 (IEC61000-3-2 Class A) และการทดลองเมื่อนำวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ไปเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์และนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสซึ่งมีการเปรียบเทียบกับกรณีที่อินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์ ซึ่งมีการทดลองการประเมินคุณภาพของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตโดยการเปรียบเทียบด้วยตารางมาตรฐานข้างต้น และการทดลองการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงขณะมีการเพิ่มภาระทางกลอย่างทันทีทันใดให้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสและกรณีที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ที่ $\pm 20\%$ ของแรงดันพิกัด 220 โวลท์รวมทั้งการทดลองการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่การระบบไฟฟ้ากำลังเมื่อมีการลดความถี่อินเวอร์เตอร์จาก 70 Hz ไปยัง 40Hz อย่างทันทีทันใดและการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของ

เครื่องจักรกลไฟฟ้าแบบเซอร์โวไปที่ความเร็วรอบเท่ากับ1800rpmและ1200rpmรวมทั้งการทดลอง การปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์โดยใช้เทคนิคการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้ คงที่ซึ่งทำให้แรงบิดมีค่าสูงสุดตลอดทุกความถี่อินเวอร์เตอร์และการทดสอบประสิทธิภาพของ มอเตอร์, ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบ, การทดสอบประสิทธิภาพรวมของระบบ โดยการเปรียบเทียบกันของวงจรทั้งสองแบบภายใต้เงื่อนไขเดียวกันคือที่เปอร์เซ็นต์แรงบิดใช้งาน (Load Torque(%))ของมอเตอร์ไฟฟ้าเท่ากัน

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์เพื่อสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์สำหรับใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดลวดหลักและขดลวดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสชนิด Permanent-Split Capacitor motor ขนาด 220V, 2.66A, 0.37kW, 1375rpm, 4 pole แทนการใช้วงจรไดโอดเรกติไฟล์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการควบคุมเป็นแบบรูปเปิดและปัญหาที่พบคือ ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบต่ำซึ่งเป็นผลสืบเนื่องมาจากสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตนั้นมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปสัญญาณไซน์และส่งผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมกระแสทางด้านอินพุตสูง โดยงานวิจัยนี้เลือกไอจีบีทีแบบโมดูลเป็นอุปกรณ์การสวิตช์และในส่วนของวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอะแดปทีฟ พีดับบลิวเอ็ม ควบคุมการสวิตช์ซึ่งมีการควบคุมแบบรูปปิดเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่โดยใช้นำตัวควบคุมแบบพีโอมาประยุกต์ใช้งาน โดยข้อดีของการออกแบบวงจรมีค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบโดยทำให้สัญญาณกระแสเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ซึ่งส่งผลทำให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมต่ำลง อีกทั้งยังสามารถที่จะส่งผ่านกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้

ในส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมสวิตช์แบบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์โดยสร้างสัญญาณไซน์พีดับบลิวเอ็มที่ทำมุมต่างเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ส่วนการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบนั้นใช้วิธีการคงที่แรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดช่วยไว้ที่พิกัด และขดลวดเมนนั้นใช้เทคนิคการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่

7.1 สรุปผลการวิจัย

7.1.1 สามารถนำวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์มาใช้แทนวงจรไดโอดเรกติไฟล์ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์โดยใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

7.1.2 สามารถปรับปรุงและแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง และสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตของระบบให้ดีขึ้น

7.1.3 จากผลการทดลองในการเปรียบเทียบปริมาณองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสทางด้านอินพุตนั้นมีปริมาณอยู่ในเกณฑ์ที่รับได้ตามมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม มอก.1448-2544 (IEC61000-3-2 Class A)

7.1.4 สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ได้ ทั้งกรณีที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงที่ $\pm 20\%$ และกรณีที่มีการเพิ่มโหลดทางกลให้กับมอเตอร์

7.1.5 สามารถส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้ เมื่อนำไปใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยการลดความถี่อินเวอร์เตอร์แบบทันทีทันใด และกรณีที่มีการควบคุมค่าสลิปให้เป็นลบโดยใช้เครื่องจักรแบบเซอร์โว

7.1.6 สามารถทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดลวดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยได้แรงบิดที่ดีตลอดย่านความถี่ใช้งาน

7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

7.2.1 เนื่องจากวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในงานวิจัยนี้ในส่วนการควบคุมกระแส นั้นได้ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอะแดปทีฟ พีดีบีบลิวเอ็ม ควบคุมการสวิตช์ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดการกระจายของกลุ่มสเปคตร้าฮาร์มอนิกส์ของการสวิตช์ ซึ่งโดยให้ความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ ดังนั้นควรมีการพัฒนาโดยการใช้เทคนิคการควบคุมกระแสที่ทำให้ความถี่ในการสวิตช์ที่เกิดขึ้นมีค่าคงที่ เพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์

7.2.2 การสร้างวงจรควบคุมทั้งในส่วนของการควบคุมแบบลูปิดและส่วนควบคุมอินเวอร์เตอร์นั้น ในงานวิจัยนี้ใช้เป็นแบบอนาล็อกซึ่งทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่ายเพราะว่าวงจรแบบอนาล็อกมีความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวนสูง ซึ่งอาจทำให้เกิดข้อผิดพลาดจากการทำงานวิจัยและส่งผลเสียหายต่อวงจรได้ ดังนั้นในการพัฒนาต่อไปควรมีการออกแบบโดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือ Digital Signal Processing :DSP ซึ่งจะช่วยลดปัญหาที่เกิดขึ้นดังกล่าวได้และส่งผลทำให้งานวิจัยมีแม่นยำสูงขึ้นตามไปด้วย

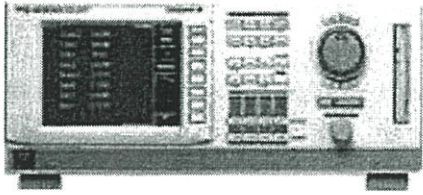
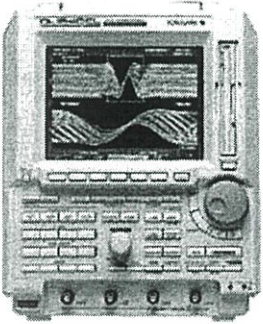

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ned Mohan, Tore M. Underland and William P. Robbins, "Power Electronic Converters, Applications and Design", John Wiley and sons, Inc., second edition, 1995
- [2] B.K. Bose " An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for machine Drive System "IEEE Trans,Ind, Electronic Vol. 37 ,1990,pp 402-408
- [3] J.T.Boy and A.W. "Current – Forced Single – Phase Reversible Rectifier", IEEE Proceeding ,Vol.136 September,1989 pp. 205-211
- [4] A.W. Green and J.T. Boy "Hysteresis Current – Forced Three- Phase Voltage-Source Reversible Rectifier" IEE Proc,Vol.136 ,May 1989 ,pp 113-120
- [5] Prasad N. Enjeti,and Ashek Rahman " A New Single- Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost ac Motor Drives" IEEE Trans,Industry Application,1993,Vol 29.
- [6] M.F.Rahman,andL.Zhong"A Single/ TwoPhase,Rengenerative,Variable Speed, Induction Motor Drive With Sinusoidal Input Current" IEEE Tran,Industry Application,1995, pp584-590
- [7] D.G.Holmes,A Kotsopoulos, " Variable peed Control of Single and Two Phase Induction Motor Using a Three Phase Voltage Source Inverter" in *Proc. IEEE IAS-93 Conf*,1991,pp 613-620
- [8] C-M. Young, C-C.Liu, andC-h. Liu, "New Inverter Driven Design and Control Method for Two Phase Induction Motor Drives" Electric Power Applications, IEE Proceeding, Nov.196,vol.143, pp 458-466
- [9] Jianping Ying , Lingling Xu, Bing Lu "An Improved Control Method For Three-Phase Active Power Filter" IEEE. PEDS'99 , Conf., July 1999pp905-909
- [10] Muhammad H. Rashid " Power Electronics Handbook", 2001
- [11] Sompob Polmai " Control System Design and Analysis" King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang


- [12] J.sinthusonthichat, R. Areehamad , V. Kinnarases "Comparative Performance Evaluation of Two- phase PWM Inverter Fed Induction Motor Drives with Various Topologies" in *Proc. IEEE. IPEC2003 Conf.*,2003
- [13] CHEE-MUN ONG, "Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB Simulink ", Prentice Hall PTR.1998ISBN 0-13-723785-5
- [14] P.C. Krause, O. Wasyczuk, and S.D." *Sudhuoff analysis of electric* ",IEEE Press, Piscataway, N,J 1996,ISBN 0-7803-1101-9.
- [15] วิจิตร ภินเวศ " สามเฟสเดลต้ามีอดดูลิต พี ดับ บลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ "วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ,2534
- [16] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล "การวิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคเดลต้ามีอดดูลิตชั่นที่มีขอบเขตฮิสเตอร์รีชีสแบบต่างๆ สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน", วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544
- [17] กำพล ศิริจันทร์พงศ์ "1 เฟส เอช-ทู-ดีซีสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มีการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2546
- [18] โกวิท มาศรัตน์ "เครื่องจักรกลไฟฟ้า" , โครงการตำราวิชาการมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- [19] กิตติ ตีระเศรษฐ, วิทยา ทิพย์สุวรรณพร "วิศวกรรมระบบควบคุมและระบบควบคุมป้อนกลับ" สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ภาคผนวก ก.

เครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์

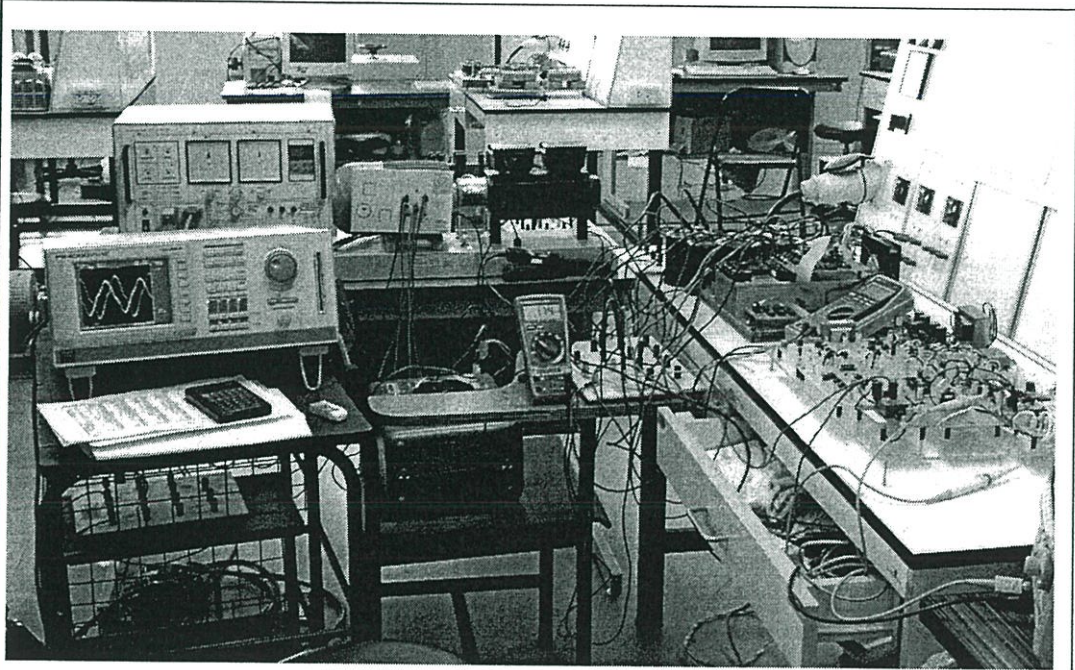
	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YAKOGAWA) รุ่น PZ4000 รายละเอียด Wide Measurement Bandwidth (DC to 2 MHz) Accurately Sampling 5 MS/s Harmonic Analysis (up to 500th Order)</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope(YOKOGA) รุ่น DL1540 /DL (4 Channel) รายละเอียด 150 MHz Analog Bandwidth 120 MS/s on two channels 8 bit vertical resolution DC to 30 MHz, 850V(DC+AC peak)2% DC accuracy, Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard) รุ่น 973 A รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1 % Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts Iac or Idc : 0 to 10 Amp</p>

	<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>
---	--

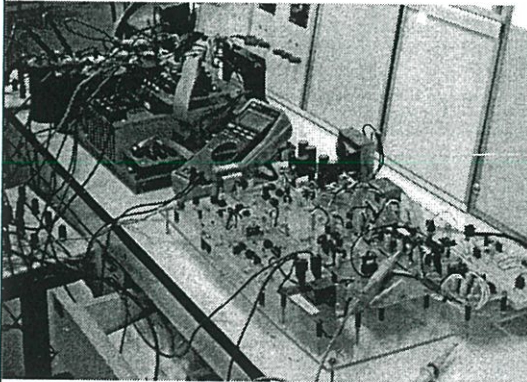
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX)</p> <p>รุ่น E3N</p> <p>รายละเอียด Current Probe 10-100 Ampere / 1Volt</p> <p>Input 100 A Peak Max</p> <p>Frequency: DC to 100 kHz .(@3 db)</p> <p>Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>
--	--

ภาคผนวก ข.

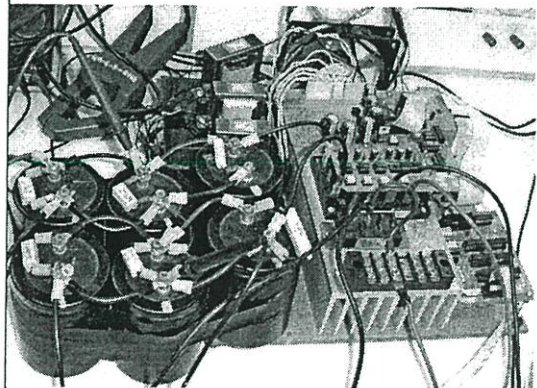
โครงการต้นแบบและภาพโดยรวมของงานวิจัย



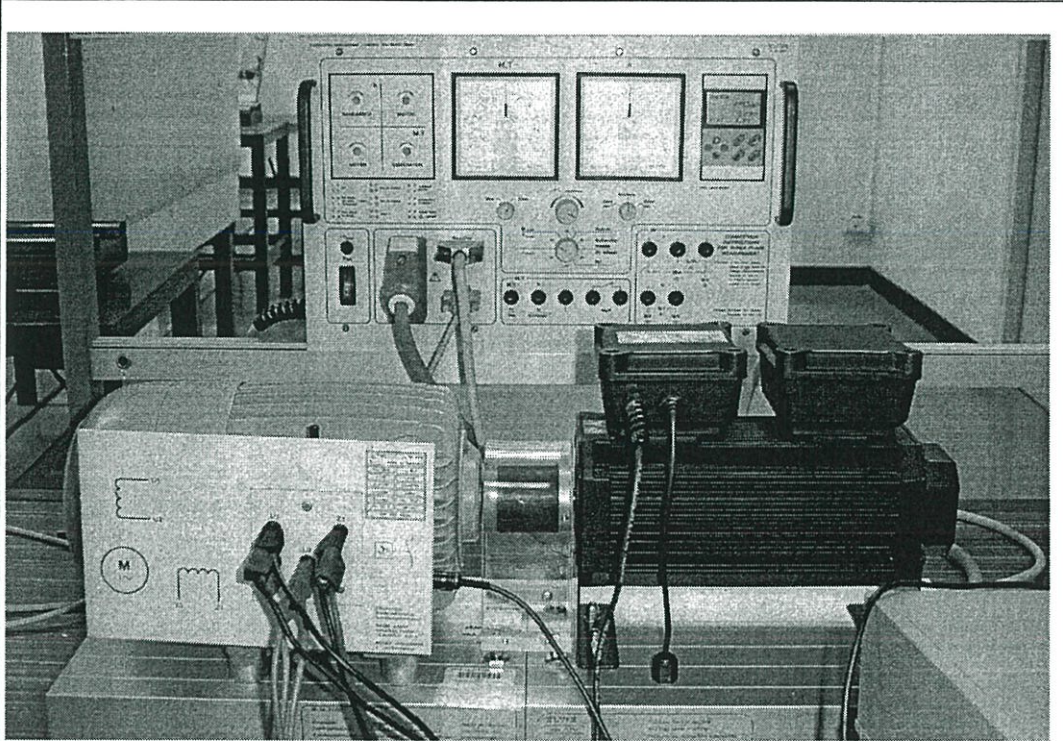
ภาพที่ 1 แสดงภาพโครงการทั้งหมด



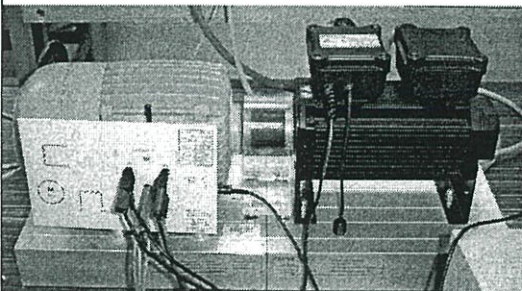
ภาพที่ 2 แสดงวงจรการควบคุม



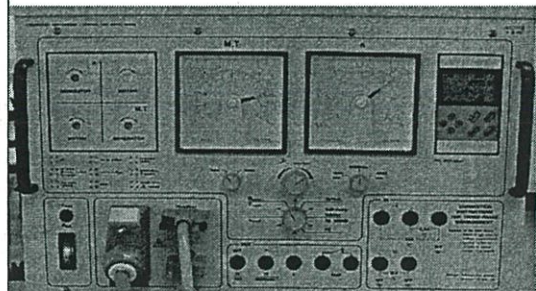
ภาพที่ 3 แสดงวงจรภาคกำลัง



ภาพที่ 4 แสดงชุดทดสอบมอเตอร์ทั้งหมด



ภาพที่ 5 แสดงชุด Servomachine



ภาพที่ 6 แสดงชุดควบคุม Servomachine

ภาคผนวก ค.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 20 ฉบับที่ 4

ธันวาคม 2546

1. วงจรชุดส่งตรงไปอินเวอร์เตอร์แบบแปลงกับไฟฟ้าสถิตย์โดยใช้ไดโอดแผ่น สิริวิวัฒน์ สิมใหญ่กุล กอบชัย เตชะหาญ วิจิตร นวภัทรเกษม วิษณุ กอพิศฉินทร์	1
2. วงจรความถี่ตามปรับค่าได้ด้วยแรงดันแบบมอดูเลชันต่อกราวด์ที่มีการชดเชยอุณหภูมิ พิพัฒน์ พรหมณี เนรมิต หวังนุช กอบชัย เตชะหาญ มนตรี สมุดยอกนภ	6
3. วงจรแยกพิกษากระแสและไดโอดอินพุทเป็นแรงดันความแตกต่างโดยใช้เทคโนโลยีซิลิคอน มนตรี หวังเงิน พิพัฒน์ พรหมณี กงสิทธิ์ อุปรี กอบชัย เตชะหาญ	12
4. วงจรลดราคาที่สองโหนดกระแส ถิทธิพงษ์ ชัยศักดิ์ ชนิดา จันทรศิริ สมเกียรติ เพรียงพารนทอ	18
5. การประยุกต์ใช้การจำลองแบบหนึ่งมิติกับทรานซิสเตอร์ต่อแบบไปโหลสาร โสภณ พรหมณี โออิชิ ภาณุบุตร เดิมพงษ์ เพ็ชรทอง	23
6. การลดสิ้นเปลืองต่อเพื่อใช้ในการแปลงลดตัวนำของเน็ดเวิร์ค ประทีป ปิ่นประเสริฐ พิเชฐ ม่วงนวล	29
7. การปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิคการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นแบบแยกแยะความถี่ สมยศ ทรัพย์สุจินต์ สมยศ จุณณะปิยะ พิเชฐ ม่วงนวล	35
8. การศึกษาและพัฒนาระบบสภาวะโดยใช้ตัวควบคุมฟัซซี่ พรเทพ รัตนกำพล ประภาส ไทสุวรรณดา	41
9. การจัดอันดับพลังงานสำหรับสถานีไฟฟ้าย่อย พรทิพา สว่างคอมพัฒน์ นนทผล สีลาจินดาไกรฤกษ์	47
10. อินเวอร์เตอร์สภาวะดับโดยใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิก ถิทธิพร เจ็ดมนต์กสิสุณี วิจิตร วิเศษ	53
11. การประมาณค่ากระแสแฉัดวงจรเนื่องจากกลุ่มของมอเตอร์ที่ขมำโดยไร้เนบจำลองการรวมกลุ่ม วิไลศ สุวรรณเวช อานันท์วิวัฒน์ ฤทธากร	59
12. การออกแบบและวิเคราะห์โวลต์โพลของอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส ราธา อารีหะหมัด วิจิตร วิเศษ	65
13. การป้องกันสายส่งโดยอาศัยการวัดระยะทางแบบปรับเปลี่ยนได้สำหรับสายส่งแรงดัน ไพโรจน์ เกื้อนทอ นนทผล สีลาจินดาไกรฤกษ์	71
14. การแปลงเวฟสี่เหลี่ยมกับโครงข่ายประสาทเทียมของชนิดสำหรับการระบุตำแหน่งฟอดดับบนสายส่ง อรวิมล นวพิทักษ์กุล สุณี บรรจงจิตร บุญเลิศ สีลาเจ	77
15. การวางแผนโดยคำนึงถึงความเชื่อมือใช้ของระบบส่งกำลังไฟฟ้าโดยให้ความเสียหายเนื่องจากไฟฟ้าดับของขงผู้ใช้ไฟ รวารุช จิตตพันธ์ นนทผล สีลาจินดาไกรฤกษ์	83
16. จลนพลศาสตร์ของการเติมไฮโดรเจนกับก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ด้วยตัวเร่งปฏิกิริยา Rh-Fe/SiO ₂ เทอดไทย วัฒนธรรม สิริวัฒน์ มุรธาธิกุลกัณต์	89
17. การสังเคราะห์นาโนซีเมนต์ซีเมนต์ไบโอะเพื่อปฏิรูประบบคลองน้ำแบบท่อ ธนวิชัย คุ้มสัมพันธ์ ประภัสสร์ กิจใจยา	94

การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับ เคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส

Design and Analysis of a Switched Mode Converter For Two-Phase Induction Motor Drives

ราชา อารีหะหมัด วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอหลักการออกแบบและวิเคราะห์เพื่อสร้างวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสแบบ
สามเฟสบริดจ์ ที่ต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดหลักและขด
ช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไป โดยใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์การสวิตช์ ในส่วนของสวิตช์โหมดคอน
เวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอะแดปทีฟ ที่ดัดแปลงจากเทคนิคการควบคุมการสวิตช์โดยมีการควบคุมแบบดูปิดเพื่อ
รักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีโอและในส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิค
การควบคุมสวิตช์แบบไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์ โดยข้อดีของการออกแบบและวิเคราะห์วงจรดังกล่าวนี้สามารถที่จะสร้าง
และใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส โดยที่ทำได้รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์และ
ตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่งเมื่อสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับมอเตอร์และสามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า
เข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้เมื่อสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ต

Abstract

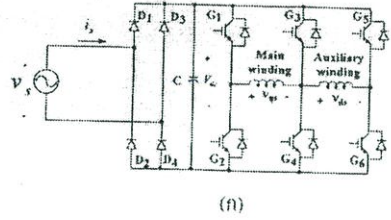
This paper presents the design method and analysis of a single phase half bridge switched mode
converter. The single phase half bridge switched mode converter operates with an inverter for two phase
induction motor drive. The two phase induction motor is generated by separating main winding and
auxiliary winding of the conventional single phase induction motor. The IGBT module is used as the
switching device. The switched mode converter is controlled with an adaptive PWM current control
technique based on closed-loop PI control in order to keep constant de link voltage. Additionally, the
inverter utilizes the bipolar voltage switched for switching control. In this paper, the advantage of this
design and analysis is applied for implementation and drive of the two phase induction motor which result
in sinusoidal input current at close to unity power factor. Also, the proposed converter can transfer power
to the supply system when operating in inverting mode.

1. บทนำ

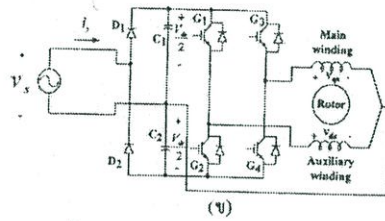
ในปัจจุบันมีมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสถูกใช้งานกันอย่างแพร่หลายทั้งทางอุตสาหกรรมขนาดย่อม, ขนาดกลางและขนาดใหญ่รวมถึงการใช้งานตามบ้านเรือน และสำนักงาน อาทิเช่น เครื่องปรับอากาศ, ปั๊มน้ำ, พัดลม, เครื่องซักผ้า, เครื่องปั่นน้ำผลไม้และอีกมากมาย โดยปกติแล้วการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสไม่มีหลายวิธีด้วยกัน ซึ่งวิธีนิยมใช้กันอย่างแพร่หลายคือใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน, VSI ขับเคลื่อน เนื่องจากมีข้อดีคือสามารถปรับเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตามต้องการ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน, VSI ดังรูปที่ 1 นั้นประกอบด้วยบริดจ์ไดโอดรีกติไฟล์ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ที่ต่อขนานเพื่อกรองแรงดันไฟฟ้าให้เรียบ โดยที่คุณสมบัติวงจรดังกล่าวนี้จะสร้างได้ง่ายและราคาไม่แพง แต่จะมีข้อเสียคือทำให้กระแสที่ไหลเข้าทางคานอินพุตของอินเวอร์เตอร์มีความผิดเพี้ยนสูง และส่งผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางคานอินพุตของอินเวอร์เตอร์ต่ำลงด้วย

ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบและสร้างตัวขับใหม่คอนเวอร์เตอร์โดยใช้ Intelligent Power Modules (IPM) ดังรูปที่ 2 ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะมีตัวขับไอจีบีทีอยู่ 6 ตัว โดยในครั้งแรกนั้นออกแบบให้เป็นตัวขับใหม่คอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นอินพุตให้กับระบบและส่งออกหลังนั้นออกแบบให้เป็นอินเวอร์เตอร์เพื่อเป็นเอาต์พุตให้กับระบบและนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส เพื่อที่จะนำมาแทนที่วงจรไดโอดรีกติไฟล์ในรูปที่ 1 ซึ่งจะส่งผลทำให้ความผิดเพี้ยนของกระแสทางคานอินพุตของอินเวอร์เตอร์น้อยลง โดยกระแสทางคานอินพุตของอินเวอร์เตอร์เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ และส่งผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางคานอินพุตของอินเวอร์เตอร์เข้าใกล้หนึ่ง และสามารถส่งถ่วงกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้ เมื่อตัวขับใหม่คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตในส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นใช้เทคนิคการควบคุมแบบโพลาร์โวลต์เดจส์ตัวขับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกคานหลักและขั้วช่วยของ

มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีอยู่ทั่วไป โดยมีการควบคุมให้สัญญาณโพลาร์โวลต์เดจส์ตัวขับตามค่าเฟสกัน 90 องศาทางไฟฟ้า



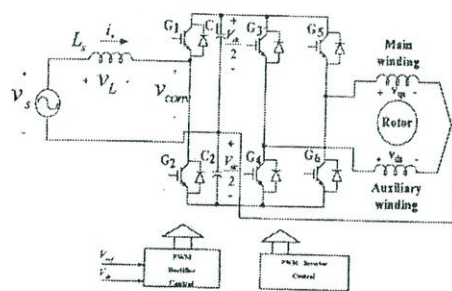
(ก)



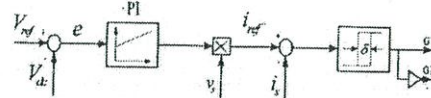
(ข)

รูปที่ 1 (ก) วงจรฟูลบริดจ์ไดโอดรีกติไฟล์
(ข) วงจรฮาล์ฟบริดจ์ไดโอดรีกติไฟล์

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	ที่ขั้วลบอินพุต	อินเวอร์เตอร์	มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟส
	สวิทช์ใหม่		



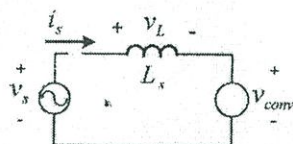
รูปที่ 2 วงจรใช้งานอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่มีตัวขับใหม่คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3 ระบบควบคุมแบบลูปปิด

2. ทฤษฎี

ในการวิเคราะห์การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ไปยังแรงดันที่คกรวมตัวสวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรสมมูลการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า v_s ไปยัง v_{conv}

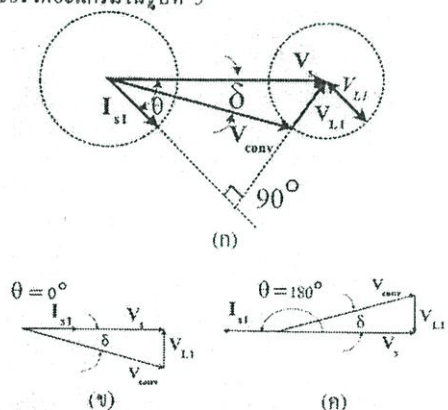
$$v_s = v_{conv} + v_L \tag{1}$$

จากรูปที่ 4 เมื่อกำหนดให้ v_s เป็นรูปสัญญาณไซน์ และเป็นค่าอ้างอิงโดยพิจารณาที่องค์ประกอบความถี่มูลฐานจะได้ว่า

$$V_s = V_{conv1} + V_{L1} \tag{2}$$

โดยที่ $V_{L1} = j\omega L_s I_{s1}$

ดังนั้นจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4 สามารถแสดงเฟสเซอร์โอะแกรมในรูปที่ 5



รูปที่ 5 เฟสเซอร์โอะแกรมการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้า

- (ก) เฟสเซอร์โอะแกรมทั่วไป
- (ข) โหมคเร็คติไฟฟ์ P.F. = 1
- (ค) โหมคอินเวอร์ต P.F. = -1

จากรูปที่ 5 (ก) กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่จ่ายจาก v_s ไปยัง v_{conv} สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \tag{3}$$

โดยที่ $V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta$

และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) ที่จ่ายจาก v_s ไปยัง v_{conv} สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \tag{4}$$

โดยที่ $V_s - \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta$

ตามทฤษฎีข้างต้นสามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อออกแบบสวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์ได้ โดยการทำงานของสวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์แบ่งได้เป็น 2 โหมค คือ โหมคเร็คติไฟฟ์กับโหมคอินเวอร์ตดังจากรูปที่ 5(ข),(ค) และสมการที่ 3 และ 4 เมื่อควบคุมให้แรงดัน v_s กับกระแส i_s ทำมุมอินเฟสกัน โดย $\theta = 0^\circ$ การทำงานของสวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์นั้นจะอยู่ในโหมคเร็คติไฟฟ์ ทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากระบบไฟฟ้ากำลังเข้าสู่คกรวมตัวสวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์ในลักษณะตรงกันข้ามเมื่อควบคุมให้แหล่งจ่ายแรงดัน v_s กับกระแส i_s ทำมุมต่างเฟสกันโดย $\theta = 180^\circ$ ทำให้สวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมคอินเวอร์ต ทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากคกรวมตัวสวิชต์โหมคคอนเวอร์เตอร์เข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง

2.1 การวิเคราะห์การทำงานของคกรวมตัวสวิชต์

ในช่วงที่กระแส i_s อยู่ในซีกบวก ($0 - 180^\circ$)

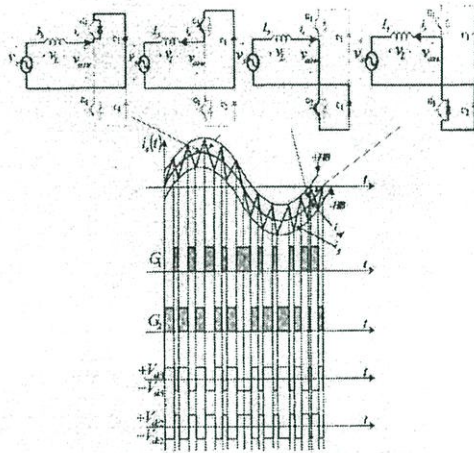
เมื่อสวิชต์ $G1$ อยู่ในสถานะสวิชต์ปิด (turn on) แรงดันที่คกรวมตัวเหนี่ยวนำ v_L จะมีค่าเป็นดังสมการที่(5) ส่งผลให้ความชันกระแส i_s ลดลง

$$v_L = L_s \frac{di_s(t)}{dt} = v_s(t) - V_{C1} < 0 \tag{5}$$

ในช่วงที่กระแส i_s อยู่ในซีกลบ ($180 - 360^\circ$)

เมื่อสวิตช์ $G2$ อยู่ในสถานะสวิตช์ปิด (turn on) แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L จะมีค่าเป็นดังสมการที่(6) ส่งผลให้ความชันกระแส i_s เพิ่มขึ้น

$$v_L = L_s \frac{di_s(t)}{dt} = v_s(t) + V_{C2} > 0 \quad (6)$$



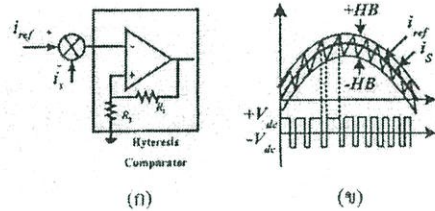
รูปที่ 6 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3. การออกแบบและ วงจรควบคุม

จากรูปที่ 2 สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วย ไอจีบีที 2 ตัวต่อแบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยทำหน้าที่เป็นสวิตช์ และใช้หลักการคุมกระแสแบบของแคปทีฟ ที่ดับบลิเอ็มในการทำงานของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงาน 2 โหมค คือ โหมคเรคตีไฟด์ ซึ่งเป็นการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า v_s ไปยังแรงดันตกคร่อมตัวสวิตช์โหมค v_{comm} โดยมีการควบคุมกระแสอินพุต i_s ให้อินเฟสกับแรงดันจ่ายไฟฟ้า v_s เป็นมุม 0 องศาทางไฟฟ้า และ โหมคอินเวอร์ต ซึ่งเป็นการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจาก v_{comm} ไปยังแรงดันจ่ายไฟฟ้า v_s โดยมีการควบคุมกระแสอินพุต i_s ให้ต่างเฟสกับแรงดันจ่ายไฟฟ้า v_s เป็นมุม 180 องศาทางไฟฟ้า จากรูปที่ 3 เป็นระบบควบคุมแบบลูปปิดซึ่งประกอบไปด้วยตัวควบคุมแบบพีโอซึ่งทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} ให้คงที่โดยการใช้อัตวอปโตโอโซเลคเป็นตัวตรวจจับเพื่อทำสัญญาณมาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้า

กระแสตรงอ้างอิง V_{ref} แล้วนำไปคูณกับ v_s เพื่อสร้างกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} แล้วนำกระแสที่ได้ไปเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้าจริง i_s จากนั้นจะไปเข้าสู่วงจรมีสเตอร์รีซีตเพื่อสร้างพัลส์ที่ดับบลิเอ็มและควบคุมการสวิตช์ของวงจรถูกส่งต่อไป ส่วนค่าความถี่สวิตช์ซึ่งสูงสุดนั้นสามารถกำหนดได้โดยการออกแบบขอบเขตฮีสเตอร์รีซีต (HB) สมการที่ (7)

$$f_{cmax} = \frac{V_{dc}}{4L_sHB} \quad (7)$$



รูปที่ 7 (ก) วงจรมีสเตอร์รีซีต
(ข) สัญญาณที่ดับบลิเอ็ม

3.1 การออกแบบตัวควบคุม พีโอ

ในการออกแบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์นั้น[4] จะต้องทำการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้คงที่ เพื่อทำให้ความถี่สวิตช์ซึ่งสูงสุดคงที่ โดยเงื่อนไขในการออกแบบตัวควบคุมที่ไอนั้นจะสมมุติให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 100% และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงไม่มีการกระเพื่อม ดังนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอนระหว่างกระแสอินพุต i_s และแรงไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} ซึ่งจะได้เป็น

$$V_s I_s = \frac{V_{dc}^2}{R} + C \frac{dV_{dc}^2}{dt} \quad (8)$$

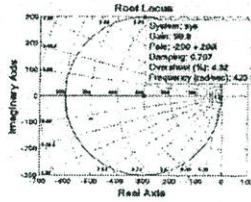
กำหนดให้ V_{dc} ตัวหนึ่งเป็นค่าคงที่ V_{ref} จากนั้นทำการแปลงลาปลาซเพื่อจะหาฟังก์ชันการถ่ายโอนระหว่าง V_{dc} ต่อ i_s ได้เป็น

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_s(s)} = \frac{RV_s}{(RCS + 1)V_{ref}} \quad (9)$$

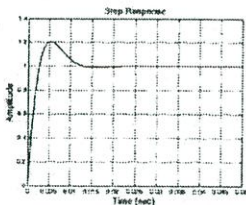
จากสมการที่(9) เมื่อทำการควบคุมแบบจุดปิดโดยใช้ตัวควบคุมที่ไอซึ่งจะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนระหว่างค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง V_{ref} ต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} ดังสมการที่ (10)

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{kRV_s(s+300)}{(RCs^2 + s)V_{ref} + kRV_s(s+300)} \quad (10)$$

จากสมการที่(10)นำมาหาเสถียรภาพของระบบที่เหมาะสมโดยวิธีหาเส้นทางเดินราก(Root-locus Technique)ซึ่งจะเห็นว่าเส้นทางเดินรากอยู่ทางซ้าย นั่นคือระบบที่ออกแบบมีเสถียรภาพโดยเลือกค่า $k=98.8$, Damping Factor (ζ)=0.707 นำไปทดสอบผลตอบสนองต่อสัญญาณ Step ซึ่งจะทำให้ผลตอบสนองเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 20 ms และมี Overshoot=4.32% ดังรูปที่ (8)



(ก)



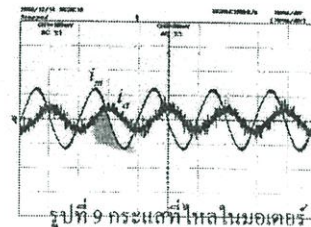
(ข)

รูปที่ 8 (ก) เส้นทางเดินรากของระบบ

(ข) ผลตอบสนองเชิงเวลา

4. ผลการทดลอง

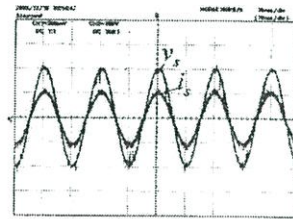
จากวงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2 ที่ได้ออกแบบนั้นนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสที่ได้มาจากการแยกขดหลักและขดช่วยของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ โดยกระแสที่ไหลขดลวดทั้งสองขดของมอเตอร์มีลักษณะ ดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 กระแสที่ไหลในมอเตอร์

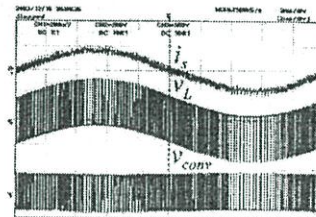
CH1: กระแสขดหลัก (i_m), (1A/div, 10 ms/div)

CH3: กระแสขดช่วย (i_a), (0.2A/div, 10 ms/div)



รูปที่ 10 CH1: กระแสอินพุต (i_s), (2A/div, 10ms/div)

CH2: แรงดันอินพุต (v_s), (100V/div, 10ms/div)



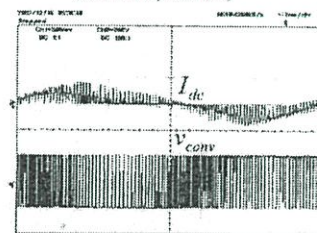
รูปที่ 11 CH1: กระแสอินพุต (i_s), (2A/div, 2ms/div)

CH2: แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_l)

(200V/div, 2ms/div)

CH3: แรงดันตกคร่อมสวิตซ์โหมด (v_{conv})

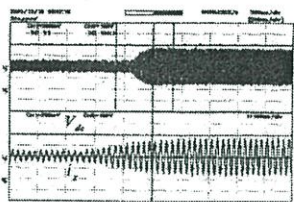
(300V/div, 2ms/div)



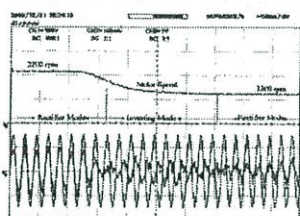
รูปที่ 12 CH1: แรงดันตกคร่อมสวิตซ์โหมด (v_{conv})

(200V/div, 2ms/div)

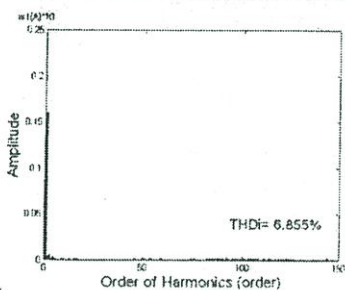
CH3: กระแส (I_{dc}), (5A/div, 2ms/div)



รูปที่ 13 ผลการตอบสนองเมื่อมีการเพิ่ม โหลดฉับพลัน
 CH1: กระแสอินพุต(i_s), (2A/div, 100ms/div)
 CH2: แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง(V_{dc})
 (10GV/div, 100ms/div)



รูปที่ 14 สภาวะเกิดการรีเจนเนอเรทีฟของมอเตอร์ไฟฟ้า
 CH1: แรงดันอินพุต(v_s), (100/div, 50ms/div)
 CH2: กระแสอินพุต(i_s), (1A/div, 50ms/div)
 CH3: ความเร็วโรเตอร์(rpm), (1V:1000rpm/div)



รูปที่ 15 แสดงสเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสอินพุต(i_s) ที่ความถี่สวิตซ์สูงสุดอยู่ที่ประมาณ 5 – 7.5 kHz

จากรูปที่ 10 แสดงการทำงานในโหมดเรกติไฟล์ซึ่งจะเห็นว่ากระแสอินพุต i_s อิมเฟสกับแรงดัน v_s เป็นมุมองศาทางไฟฟ้า จากรูปที่ 11 แสดงกระแสอินพุต i_s , แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L และแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมด v_{con} ในหนึ่งรูปคลื่นชานน์ จากรูปที่ 12 แสดงกระแส I_{dc} ที่ไหลเข้าอินเวอร์เตอร์และแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมด v_{con} ในหนึ่งรูปคลื่นชานน์ จากรูปที่ 13 แสดงแรงดันไฟ

ฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} และกระแสอินพุต i_s ในสภาวะที่มีการเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันให้กับมอเตอร์ไฟฟ้า โดยสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} ให้คงที่ได้ จากรูปที่ 14 แสดงสภาวะการรีเจนเนอเรทีฟของมอเตอร์โดยการลดความถี่อินเวอร์เตอร์จาก 70Hz ไปยัง 40Hz อย่างฉับพลันซึ่งทำให้ความเร็วโรเตอร์สูงกว่าความเร็วซึ่งโครนัสซึ่งส่งผลทำให้สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตจิ่ง จากรูปที่ 15 แสดงสเปกตรัมของกระแสอินพุต i_s จะมีกลุ่มฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นอยู่ในช่วงประมาณ 5 – 7.5 kHz ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่สวิตซ์ที่ได้ออกแบบไว้ จากการควบคุมกระแสแบบอะแดปทีฟ พีดีบีลิวเอ็ม และมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต (THDi) เท่ากับ 6.855 %

5. สรุป

จากการออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้น สามารถที่จะแก้ปัญหาค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต i_s ให้ลดลงได้เมื่อนำไปใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์เพื่อขับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสโดยทำให้อุปกรณ์กระแสอินพุต i_s เข้าใกล้รูปชานน์และอินเฟสกับกับแรงดัน v_s และสามารถคืนพลังงานสู่ระบบไฟฟ้ากำลังได้เมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ อีกทั้งยังสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง V_{dc} ให้คงที่ในขณะที่มีการเพิ่มโหลดอย่างฉับพลัน

6. ภาคผนวก

Name Plate: Permanent-Split Capacitor motor ขนาด
 220 V, 2.66 A, 0.37 kW, 1375 rpm, 4 pole, 50 Hz
 $L_s = 14$ mH, $k_p = 9.88$, $k_t = 2960$, $C_1 = C_2 = 11,700$ μ F

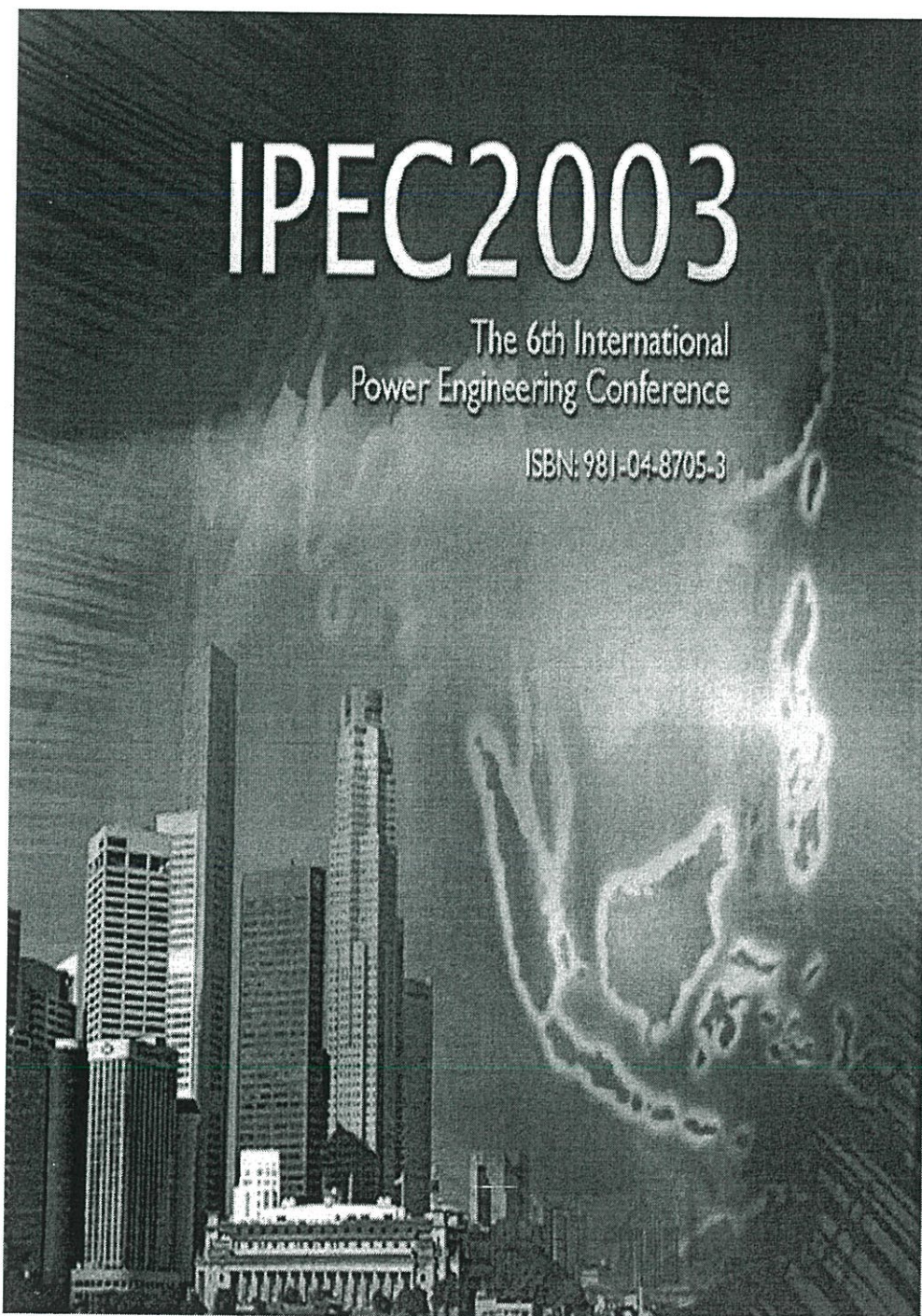
7. เอกสารอ้างอิง

[1] N.Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robbins "Power Electronic Converter Application and Design" John Wiley & Son, Inc. 1995
 [2] M.F. Rahman, L.Zhong "A Single / Two Phase, Regenerative, Variable Speed, Induction Motor Drives With Sinusoidal Input Current" IEEE Trans. Industry Application, 1995, pp584 -590

IPEC2003

The 6th International
Power Engineering Conference

ISBN: 981-04-8705-3



COMPARATIVE PERFORMANCE EVALUATION OF TWO-PHASE PWM INVERTER FED INDUCTION MOTOR DRIVES WITH VARIOUS TOPOLOGIES

J. Sinthusonthichat R. Arechamad V. Kinnares

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

Abstract

In order to compare the performance and to achieve a wide range of variable speed control of two-phase induction motor, various types of SPWM inverter topologies focused on high system efficiency and low torque pulsation are designed and implemented. By those topologies, two-phase unsymmetrical induction motor has been tested under the same conditions. The voltages supplied for main and auxiliary windings are independent with displaced 90 electrical degrees phase shift. The energised voltage of main winding is varied by V/F control scheme while that of auxiliary winding is kept at maximum level as nominal voltage. All experimental results are compared to validate the drive capability and motor performance.

Keywords

Two-phase induction motor, SPWM Inverter, Motor Performance, Variable Speed Drives.

1 INTRODUCTION

Even though the single phase induction motor holds such a dominant position, there are a few works on a wide speed range of operation. Induction motors are usually used in fixed speed applications. In situation where variable speed is required, various mechanical and electrical techniques such as gears, tapped winding or pole switching are needed. These methods normally do not achieve for continuous control of motor speed. Moreover, inefficient and complicated either mechanical or electrical techniques may make overall system efficiency lower. In [1] the method was proposed for the variable speed control of single phase induction motor. The main winding is supplied from the utility and the auxiliary winding is energized by a fixed-frequency variable voltage and variable phase-angle voltage source. The resultant operating speed range is quite limited. In [2] the torque and slip behavior of a single phase induction motor driven from a variable frequency supply were studied. However, variable frequency voltage applied to the motor is supplied by a synchronous generator but not by an inverter. A conventional three

phase inverter in [3] was proposed for driving two-phase unsymmetrical induction motors. The inverter consists of six power transistor formed as three legs configuration. Two phase variable speed induction motor drive with regenerative mode utilizing only six power semiconductor switches is presented in [5-6]. Symmetrical and unsymmetrical-type two-phase induction motor fed by inverter-driven two-phase induction motor drive are presented in [7]. However, there is no paper taking into account on various types of PWM topologies.

This paper focuses on the performance evaluation of two-phase induction motor fed by various sinusoidal pulse-width-modulation (SPWM) inverter topologies. Case 1 is a half bridge SPWM inverter with bipolar voltage switching technique. Case 2 and 3 is a full bridge SPWM inverter with bipolar and unipolar voltage switching techniques, respectively. Those three case inverters are supplied to two-phase induction motor with unbalance motor parameters to study motor characteristics. All experimental results from three inverter topologies such as system efficiency, motor efficiency, machine input and motor characteristics at the same load torque are compared together to show the effectiveness of the induction motor drives.

2 SYSTEM CONFIGURATION

There are three PWM inverter topologies proposed in this paper. The first PWM inverter (Case 1) consists of a single phase voltage-doubler rectifier, two filter capacitors in series, two pairs of power transistors, and a source inductor. The center points of the two pairs of IGBTs are connected to each one of terminals of main and auxiliary windings, respectively. The rest two terminals of the main and auxiliary windings are connected together to the center-tap of the series capacitor as shown in Fig. 1. The second and the third strategies utilize a full wave bridge rectifier as full-bridge inverter which have two more diodes than the two previous topology. The common terminals of both main and auxiliary windings are connected directly to the source as illustrated in Fig. 2. The pulse-width-modulated switching scheme in Case 2 is bipolar while

Case 3 is unipolar voltage switching. To verify the system performance for two-phase induction motor drives, the experimental set up has been implemented as shown in Fig. 3. In the block of hybrid digital and analog circuit control for PWM generator, two sinusoidal waveforms with 90 degree difference are digitally implemented by MCS51 as drawn in Fig. 4. Consequently, the PWM control signals for both windings of single phase induction motor are generated as illustrated in Fig 5.

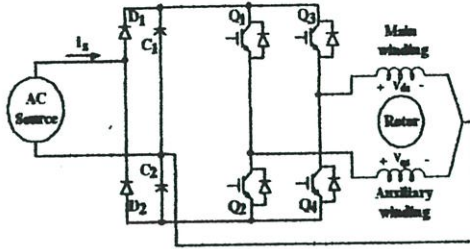


Figure 1: Schematic diagram of half bridge inverter with voltage-doubler rectifier (Case 1)

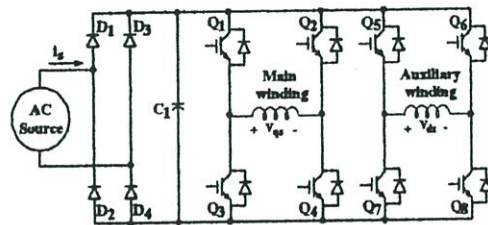


Figure 2: Schematic diagram of full bridge inverter (Case 2 and 3; different PWM strategies)

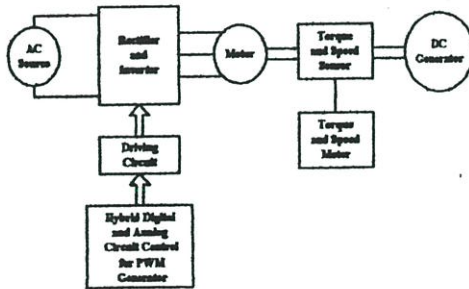


Figure 3: Block diagram of experimental system

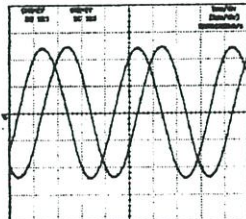


Figure 4: Two sinusoidal reference waveforms with 90 degree electrical angle difference

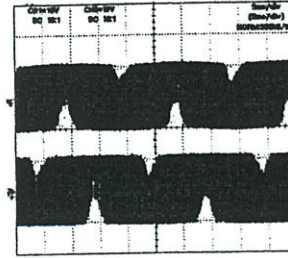


Fig 5: Generated PWM control signals

3 SIMULATION MODEL

Since the axes of the main and auxiliary stator windings are orthogonal, the stationary qd axes may be aligned with the orthogonal axes of the physical windings. Using the coupled circuit approach and motor notation, the voltage equations of the magnetically coupled stator and rotor circuits can be written as follows [4], [9]:

$$v_{qs} = i_{qs} r_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \tag{1}$$

$$v_{ds} = i_{ds} r_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \tag{2}$$

$$v_{qr} = i_{qr} r_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \tag{3}$$

$$v_{dr} = i_{dr} r_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \tag{4}$$

Torque and rotor motion equations is:

$$T_{em} = \frac{P}{2\omega_b} (\Psi_{ds}' i_{qr}' - \Psi_{qr}' i_{ds}') \tag{5}$$

4 RESULTS AND DISCUSSION

Under the test, while variable frequencies, either dc link voltage at 691.4 V for case1 as well as 345.5 V for case 2 and 3 or modulation index of 0.9 of PWM waveform for auxiliary winding supply are kept constant to obtain rated fundamental voltage at 220 V. Only modulation index of main winding is varied depending on V/F control scheme. The proposed control technique is approached to a wide range of speed operation [8].

From experimental results, input waveforms in Fig 6 (a) - 6 (c) are shown that case 1 made up of unsymmetrical current waveshape in each half electrical cycle as well as higher harmonic current providing lower power factor than case 2 and 3. Therefore, input current characteristic should be improved by adding power factor controller circuit. However, this will make high cost and complicated controller of inverter.

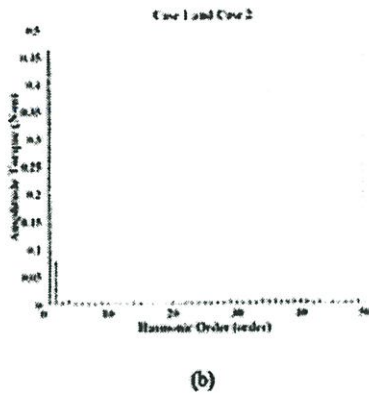


Figure 8: Simulation results of case 1 and 2
 (a) Torque pulsation
 (b) Corresponding harmonic spectra (excluding dc component as average)

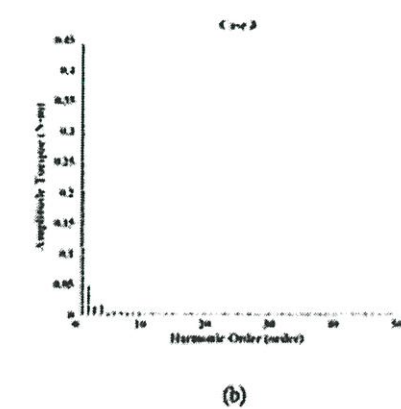
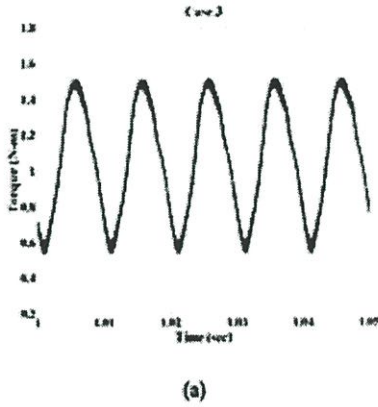


Figure 9: Simulation results of case 3
 (a) Torque pulsation

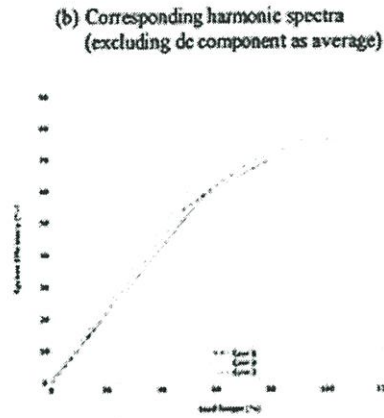


Fig 10: Experimental motor efficiency at rated frequency; 50 Hz

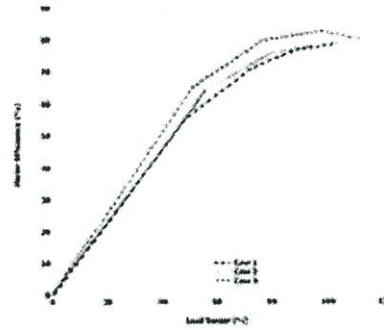
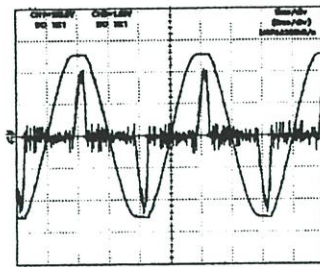


Fig 11: Experimental system efficiency at rated frequency; 50 Hz

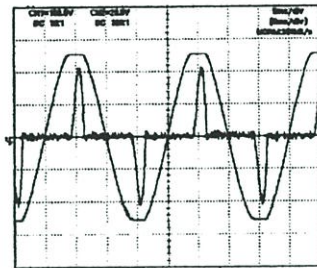
5 CONCLUSION

The experimental and simulation results are clearly shown that the case 3 is the best way to improve performance of two-phase capacitor motors. The main finding of this research work are as follows:

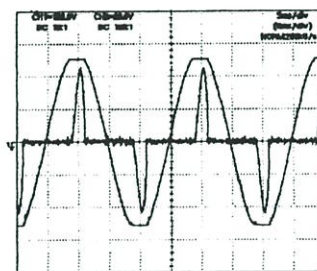
- The proposed voltage control strategy may be approached to a wide range of speed drive for two-phase induction motor.
- To improve performance of variable speed induction motor, two-phase winding of the motor should be supplied either their power sources independently with 90 electrical degree difference or unipolar control scheme.
- The best strategy to achieve variable speed drive is that fix modulation index of auxiliary winding and dc link voltage as a rated fundamental voltage. Only modulation index of main winding has to be changed based on V/F control scheme. These are



(a) case 1



(b) case 2



(c) case 3

Fig 6: Input voltage and current waveforms

Torque-speed behavior of two-phase induction motor drive in Fig. 7 indicates that unipolar full bridge inverter contributes the better torque property than bipolar inverter both half and full bridge configurations. The experimental results well agree with the simulation ones as illustrated in Fig. 8 and 9. The figure reveals that bipolar control scheme either voltage doubler circuit in case 1 or full bridge circuit in case 2 is composed of more torque ripple than that of unipolar control scheme in case 3. Using fourier transform and mathematical analysis in Matlab, at the same mechanical torque known as average torque or dc torque component, fundamental and second order harmonic torque in case 1 and 2 are approximately 0.468 and 0.08 N-m, sequentially. Those of case 3 are only around 0.442 and 0.05 N-m, respectively. Moreover, these correspond to motor and

efficiency characteristics as depicted in Fig 10. Figure 11 indicates that, at the same fundamental voltage control with discrepancy PWM topologies, full bridge inverter topology with unipolar control strategy makes two-phase unsymmetrical induction motor had the best not only motor characteristics but also system effectiveness. Although full bridge PWM inverter utilizes four legs and bridge rectifier comprising of high conduction and switching losses, according to the first side band harmonics is at $2m_f$, and full bridge rectifier makes up of lower harmonic current, the case 3 provides either lower torque ripple than two previous cases which energize the first side band harmonics at m_f or higher input efficiency than that of case 1. Due to case 2 comprises of both bipolar PWM scheme generating high torque pulsation, as well as more four switching devices than case 1, the motor performance and system efficiency is the worst condition.

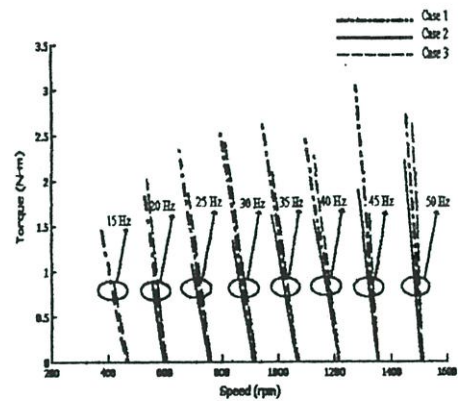
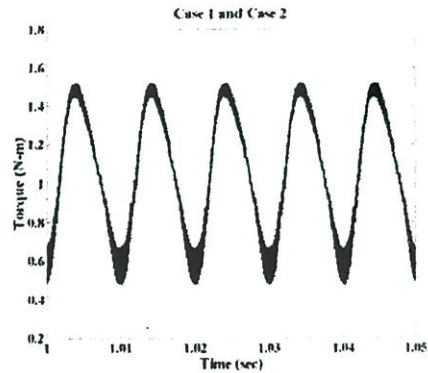


Fig 7: Torque-speed curve for a wide range of speed



(a)

advantage for constant voltage of auxiliary winding as a rated voltage and merely adjusts voltage of main winding.

However, unipolar full bridge inverter utilising four legs of IGBTs is high cost, high conduction losses and inconvenient for industrial utilisation. In the further work, the three branches IGBTs in IPM module with unipolar control scheme of two-phase PWM inverter which may decrease torque pulsation because of no dominant harmonics at m_f will be compared to carry out the effectiveness and system efficiency of the inverter-driven motor in achieving high efficiency and motor performance, low cost as well as wide range of speed drives. The further designed inverter will take into account not only performance of a wide range of operation but also reasonable cost of the drive. Furthermore, both motor and system characteristics under included and excluded series capacitor of auxiliary winding will be investigated.

APPENDIX

Motor name plate: permanent-split capacitor motor, 4 poles, single phase, 50 Hz., 220 V, 2.5 A, 1440 rpm, capacitor 15 μ F, 350 V_{AC}, Insulation class E

REFERENCES

- [1] E. R. Collins Jr., H.B. Puttgen, and W. E. Sayle II, "Single Phase Induction Motor Drive: Direct Phase Control of The Auxiliary Winding Supply", Proceeding of Industry Applications Society Annual Meeting. 1988, pp. 246-252.
- [2] E. R. Collins Jr., "Torque and Slip Behavior of Single-Phase Induction Motor Driven from Variable-Frequency Supply", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, 1992, pp. 710-715.
- [3] D.G. Holmes, and A.Kotsopoulos, "Variable Speed Control of Single and Two Phase Induction Motors Using A Three Phase Voltage Source Inverter", Proc. Of Industry Applications Society Annual Meeting, 1993, pp. 613-620.
- [4] P. C. Krause, O. Wasyczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of electric machinery*, IEEE Press, Piscataway, N.J, 1996, ISBN 0-7803-1101-9.
- [5] M.F Rahman, and L.Zhong, "A Single/two Phase, Regenerative, Variable Speed, Induction Motor Drive with Sinusoidal Input Current", Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS' '95 Proceeding, 1995, pp. 584-590, vol. 1.
- [6] BOYS, J.T. and GREEN, A. W., "Current-forced Single-phase Reversible Rectifier", IEE Proceedings, B 1989, Vol 136, pp. 205-211.
- [7] C-M. Young, C-C. Liu, and C-h. Liu, "New Inverter Driven Design and Control Method for Two Phase Induction Motor Drives", Electric Power Applications, IEE Proceedings, Nov.1996, pp 458-466, vol. 143, issue 6.
- [8] Frede Blaabjerg, Florin Lungeanu, Kenneth Skaug, and Andreas Aupke, "Comparison of Variable Speed Drives for Single-phase Induction Motors", PCC-OSAKA Conference, 2002, pp1328-1333.
- [9] CHEE- MUN ONG, *Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB/Simulink*, Prentice Hall PTR. 1998, ISBN 0-13-723785-5.

ประวัติผู้เขียน

นาย ราช อารีหะหมัด เกิดเมื่อวันที่ 23 กันยายน พ.ศ. 2521 ที่อำเภอเมือง จังหวัดนราธิวาส สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปีการศึกษา 2544 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2544