

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับสำหรับควบคุมความเร็ว  
รอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยเทคนิค RBM CHOPPER

DESIGN AND IMPLEMENTATION MULTILEVEL INVERTER FOR 3 $\phi$   
INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL WITH  
RBM CHOPPER TECHNIQUE



เชิงชาย สมประชา

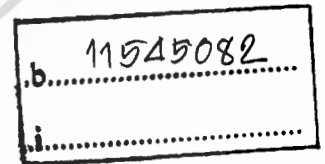
CHERNGCHAI SOMPRACHA

ฉพ.  
ร 744 ก  
2548

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน...60580

วัน,เดือน,ปี... 3 11.ค. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1823-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN AND IMPLEMENTATION MULTILEVEL INVERTER FOR 3 $\phi$   
INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL WITH  
RBM CHOPPER TECHNIQUE



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

2005

ISBN 974-15-1823-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2005**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับสำหรับ  
ควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยเทคนิค  
RBM Chopper

นักศึกษา

นาย เจริญชัย สมประชา

รหัสประจำตัว

43061404

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมการวัดคุม

พ.ศ.

2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอวิธีการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ Regular-based Binary Modulation: RBM ประยุกต์ใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ โดยการสร้างรูปแบบสัญญาณควบคุม RBM ที่มีความแยกชัด 8 บิตรูปแบบต่างๆ มาชอปเปอร์กับแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ซึ่งถูกกำหนดมุมสวิตช์เพื่อกำหนดขนาดแอมพลิจูดของความถี่มูลฐาน และกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ไม่ต้องการ วัตถุประสงค์ของเทคนิคการสวิตช์นี้คือ สามารถปรับปรุงสมรรถนะรูปคลื่นเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งแสดงในเทอมของการลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion: THD) ของแรงดันและฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำ เมื่อนำไปควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพและสมรรถนะในการทำงานสูงขึ้น นอกจากนี้ยังใช้หลักการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่เพื่อรักษาค่าแรงบิดในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

<b>Thesis Title</b>	Design and Implementation Multilevel Inverter for 3 $\phi$ Induction Motor Speed Control with RBM Chopper Technique
<b>Student</b>	Mr. Cherngchai Sompracha
<b>Student ID.</b>	43061404
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Instrumentation Engineering
<b>Year</b>	2005
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof. Vittaya Tipsuwanporn

### ABSTRACT

The thesis proposes method of induction-motor speed control by employing Regular-based Binary Modulation (BRM) switching technique cooperated with the multilevel inverter. Various forms of 8-bit RBM signal are choppers with the multilevel-inverter output voltage whose switching angle is provided for determining the amplitude of fundamental frequency and eliminating unrequited low-order harmonics. Objective of this switching technique is to improve performance of the inverter output signal which is performed in term of reduction of total harmonic distortion (THD) voltage and low-order harmonic while controlling the motor, therefore, higher efficiency and performance is obtained. Furthermore, for the constant torque in control speed drive the controller will be use constant rate of voltage to frequency theory.

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เพราะได้รับคำแนะนำตลอดจนคำปรึกษาที่ดีเกี่ยวกับแนวทางการทำวิทยานิพนธ์ในทุกๆ ด้านจาก รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ. เวศิน ปิยรัตน์ อาจารย์ภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ (องครักษ์) ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาตลอดจนให้ความอนุเคราะห์เครื่องมือและอุปกรณ์ในการวิจัยบางอย่าง ซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ให้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ วิญญู แสงสินกสิกิจ และอาจารย์ อนุชิต เจริญ อาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ที่ให้การดูแลและให้คำปรึกษาที่ดีในทุกๆ ด้านมาตลอด ผู้วิจัยให้ความเคารพและซาบซึ้งในความเอื้อเฟื้อเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบพระคุณ ภาควิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ (องครักษ์) ที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือทั้งหมด ตลอดจนสถานที่ในการวิจัย และคณาจารย์ทุกท่านที่ให้คำปรึกษาและให้คำแนะนำที่ดีและมีประโยชน์แก่ผู้วิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนสนิทมิตรสหายของผู้วิจัยทุกๆ ท่าน ที่ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำวิจัย ตลอดจนเป็นกำลังใจที่ดีในทุกช่วงเวลา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เคารพรักยิ่ง ตลอดจนญาติผู้ใหญ่ และพี่ๆ น้องๆ ที่ให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจที่ดียิ่งยามผู้วิจัยรู้สึกท้อแท้  
คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยขอบอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

เชิงชาย สมประชา

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญรูป .....	VIII
สารบัญตาราง .....	XI
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	1
1.3 แนวคิดที่ใช้และขอบเขตในงานวิจัย .....	2
1.4 ขั้นตอนของการศึกษา .....	2
บทที่ 2 ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ .....	4
2.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	4
2.1.1 สมการแรงบิด .....	5
2.1.2 กำลังงานในโรเตอร์ .....	6
2.1.3 เฟสเซอร์ไดอะแกรม .....	7
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุม .....	8
2.3 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	9
2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ .....	10
2.3.2 การควบคุมสลลิปเฟาเวอร์ .....	11
2.3.3 การควบคุมโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ .....	12
2.3.4 การควบคุมอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่ (V/F) .....	12
2.3.4.1 การปรับแรงดันเอซีเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ .....	14
2.3.4.2 การปรับแรงดันดีซีอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ .....	14
2.3.4.3 การควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ .....	15
2.4 ฮาร์โมนิกส์ .....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.5 การทำงานของมอเตอร์เฟสลับเมื่อมีฮาร์โมนิกส์ .....	18
2.5.1 วงจรสมมูลย์เมื่อมีฮาร์โมนิกส์ .....	18
2.5.2 กระแสฮาร์โมนิกส์ .....	22
2.6 การสูญเสียที่มอเตอร์เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์ .....	23
2.6.1 การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ .....	23
2.6.2 การสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ .....	24
2.6.3 การสูญเสียที่แกนเหล็กเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ .....	24
2.7 ฮาร์โมนิกส์ของแรงบิด .....	25
2.7.1 ฮาร์โมนิกส์ของแรงบิดในสภาวะสงบนิ่ง .....	25
2.7.2 รัลลอกฮาร์โมนิกส์ของแรงบิด .....	26
2.8 การทำงานโดยใช้ V/F ที่ชั่วมีค่าคงที่ .....	29
2.8.1 คุณลักษณะแรงบิด .....	31
2.9 การทำงานเมื่อฟลักซ์ที่ช่องอากาศคงที่ .....	33
2.9.1 คุณลักษณะแรงบิด .....	34
2.10 การทำงานโดยให้แรงดันมีค่าคงที่ .....	35
2.10.1 คุณลักษณะแรงบิด .....	35
บทที่ 3 อินเวอร์เตอร์หลายระดับและเทคนิค RBM .....	37
3.1 อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบแหล่งจ่ายแรงดัน .....	37
3.1.1 ฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ .....	37
3.1.1.1 โครงสร้างของฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ .....	37
3.1.1.2 สัญญาณเกตและการทำงานของอินเวอร์เตอร์ .....	38
3.1.1.3 แบลงค์กิงใหม่ .....	40
3.1.2 องค์ประกอบของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ .....	40
3.1.2.1 โครงสร้างคาสเคดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว .....	40
3.1.2.2 โครงสร้างคาสเคดอินเวอร์เตอร์สามเฟส .....	42
3.1.2.3 การแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง .....	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2 การกำจัดสารโมนิกส์ในแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิค OHSW .....	47
3.2.1 วิเคราะห์รูปคลื่นด้วยอนุกรมฟูเรียร์ .....	47
3.2.2 การวิเคราะห์หามุมสวิทช์เพื่อกำจัดสารโมนิกส์ .....	52
3.2.2.1 การเฉลยคำตอบสมการไม่เชิงเส้นโดยวิธีนิวตัน-ราฟสัน .....	52
3.2.2.2 การใช้วิธีของนิวตันเพื่อหาคำตอบค่ามุมสวิทช์ .....	54
3.2.3 การคำนวณค่าความผิดพลาดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม .....	60
3.3 หลักการพื้นฐานของ RBM .....	60
3.3.1 เทคนิคการสวิทช์แบบ BRM .....	60
3.3.2 เทคนิคการสวิทช์แบบ RBM .....	62
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกำลังและวงจรควบคุม .....	65
4.1 วงจรกำลัง .....	65
4.2 วงจรขับนำ .....	67
4.3 การสร้างสัญญาณเกท .....	68
4.4 การออกแบบวงจรควบคุม .....	71
4.5 การทำงานของวงจรรวม .....	72
4.5.1 รายละเอียดของบอร์ด FPGA .....	72
4.5.2 การทำงานของวงจรรวม .....	73
4.6 ผลการทดลอง .....	76
4.6.1 ทดสอบปรับความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ ที่ขณะไร้อโหลด แบบวงรอบเปิด .....	76
4.6.2 ทดสอบปรับความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ ขณะขับโหลด แบบวงรอบเปิด .....	87
4.6.3 ทดสอบผลตอบสนองเมื่อควบคุมแบบวงรอบปิด .....	92
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	95
5.1 สรุปผลการวิจัย .....	95
5.2 ข้อเสนอแนะ .....	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง .....	97
ภาคผนวก .....	98
ภาคผนวก ก. ชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ .....	99
ภาคผนวก ข. โปรแกรมคำนวณมุมสวิทช์ .....	102
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	104
ประวัติผู้เขียน .....	117



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลย์มอเตอร์เหนี่ยวนำในแบบต่อเฟส .....	5
2.2 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส .....	7
2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด .....	10
2.4 แสดงวงจรกำลัง 3 เฟสเอซีเพาเวอร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส .....	10
2.5 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการเลื่อนจุดตัดของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุต .....	14
2.6 แสดงระบบควบคุม V/F โดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟยน์ร่วมกับวงจรดีซีชอปเปอร์ .....	15
2.7 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ .....	15
2.8 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส ...	16
2.9 แสดงลักษณะสัญญาณที่ดับลิฟต์ที่เกิดขึ้นจากการนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ 2 สัญญาณ มาตัด .....	16
2.10 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	20
2.11 วงจรสมมูลย์อย่างประมาณสำหรับคำนวณหากระแสฮาร์มอนิกส์ .....	21
2.12 เฟสเซอร์ไดอะแกรมที่รวมเอาองค์ประกอบมูลฐาน, ฮาร์มอนิกส์ที่ 5, 7 เข้าด้วยกัน .....	28
2.13 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วรอบของการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ปรับความถี่ได้ด้วยการให้อัตราส่วน V/F มีค่าคงที่ .....	32
2.14 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบสำหรับการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ปรับความถี่ได้ โดยการควบคุมให้ฟลักซ์มีค่าคงที่ .....	35
2.15 แสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว ที่มีการปรับแรงดันและปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ .....	35
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....	36
3.1 ฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ 1 เซลล์ .....	38
3.2 รูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Repeated zero-level .....	39
3.3 รูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Swapped zero-level .....	39
3.4 แบลงคิงโทรม์ ในสัญญาณเกท .....	40
3.5 โครงสร้างของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ $m$ ระดับชั้นแบบเฟสเดียว .....	41
3.6 รูปคลื่นแรงดันเฟส 9 ระดับชั้น และรูปคลื่นเอาต์พุตฟูล-บริดจ์แต่ละเซลล์ .....	42
3.7 โครงสร้างของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น แบบสามเฟส .....	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 รูปคลื่นของความถี่มูลฐานทั้ง 3 เฟส และรูปคลื่นฮาร์โมนิกส์ที่ 3 ของแต่ละเฟส	44
3.9 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น 3 เฟส	45
3.10 การต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	46
3.11 การลัดวงจรของการต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	47
3.12 รูปคลื่นเอาต์พุตของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ที่ s ฟูล-บริดจ์เซลล์	48
3.13 รูปคลื่นหลายระดับที่ s ฟูล-บริดจ์เซลล์	49
3.14 ควอเตอร์แรกของรูปคลื่นรายคาบแบบควอเตอร์ซิมเมทรี	51
3.15 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ของอินเวอร์เตอร์ 9 ระดับขั้น	56
3.16 รูปแบบ BRM ขนาด 8 บิต	61
3.17 เทคนิค RBM รูปแบบที่ 7 (4 บิต) ซอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	63
3.18 เทคนิค RBM รูปแบบที่ 10 (4 บิต) ซอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	63
3.19 การเปรียบเทียบระหว่างเทคนิค RBM ซอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ กับเทคนิค Natural Sampling PWM	64
4.1 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หลายระดับ	66
4.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น 3 เฟส (9 ชุด)	67
4.3 วงจรขับนำสำหรับฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์	67
4.4 สัญญาณเกตต่างๆของเฟส A และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	79
4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ	71
4.6 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรโดยรวม	73
4.7 รูปสัญญาณรูปคลื่นที่พล็อตจากโปรแกรม MATLAB	77
4.8 โปรแกรมวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่เขียนจากโปรแกรม MATLAB	77
4.9 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นที่ทำการวิเคราะห์	78
4.10 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟสA และ เฟสB) ที่ความถี่เอาต์พุต 20 เฮิรตซ์	78
4.11 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาต์พุต 20 เฮิรตซ์	79
4.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาต์พุต 20 เฮิรตซ์	79
4.13 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟสA และ เฟสB) ที่ความถี่เอาต์พุต 40 เฮิรตซ์	80
4.14 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาต์พุต 40 เฮิรตซ์	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่เอาร์ทพุท 40 เฮิร์ตซ์ .....	81
4.16 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟสA และ เฟสB) ที่ความถี่เอาร์ทพุท 50 เฮิร์ตซ์ .....	81
4.17 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 50 เฮิร์ตซ์ .....	82
4.18 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่เอาร์ทพุท 50 เฮิร์ตซ์ .....	82
4.19 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟสA และ เฟสB) ที่ความถี่เอาร์ทพุท 60 เฮิร์ตซ์ .....	83
4.20 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 60 เฮิร์ตซ์ .....	83
4.21 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่เอาร์ทพุท 60 เฮิร์ตซ์ .....	84
4.22 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟสA และ เฟสB) ที่ความถี่เอาร์ทพุท 80 เฮิร์ตซ์ .....	84
4.23 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 80 เฮิร์ตซ์ .....	85
4.24 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่เอาร์ทพุท 80 เฮิร์ตซ์ .....	85
4.25 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟสA และ เฟสB) ที่ความถี่เอาร์ทพุท 100 เฮิร์ตซ์ .....	86
4.26 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 100 เฮิร์ตซ์ .....	86
4.27 สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่เอาร์ทพุท 100 เฮิร์ตซ์ .....	87
4.28 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 20 เฮิร์ตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด .....	88
4.29 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 30 เฮิร์ตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด .....	88
4.30 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 40 เฮิร์ตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด .....	89
4.31 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 50 เฮิร์ตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด .....	89
4.32 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 60 เฮิร์ตซ์ ขณะขับโหลดที่ 1.26 N-m. ....	90
4.33 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาร์ทพุท 80 เฮิร์ตซ์ ขณะขับโหลดที่ 0.86 N-m. ....	90
4.34 กราฟแสดงความสัมพันธ์แรงดันไลน์, กระแสและแรงบิด .....	92
4.35 ผลตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด .....	93
4.36 ชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ .....	94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 สวิตชิงคอมไบเนชัน .....	38
3.2 จำนวนฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการกำจัดทั้งในระบบเฟสเดียวและระบบสามเฟส .....	55
3.3 ค่าของเมตริกซ์ $\alpha^j$ , $F^j$ และ $df^j$ จากโปรแกรม MATLAB ที่ใช้วิธีของนิวตัน .....	59
4.1 ตารางเก็บค่าข้อมูลที่ส่งให้วงจรรวมความถี่ .....	70
4.2 คุณลักษณะของชิป EP1K50TC144 .....	72
4.3 แสดงค่าขนาดความถี่มูลฐานและค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์และกระแสไลน์ .....	87
4.4 แสดงผลการทดสอบเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ .....	91
4.5 ผลกระทบผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ .....	93



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ ถือว่าระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้าเป็นปัจจัยที่สำคัญในระบบการผลิต ระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 2 ระบบ คือ ระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสตรง และระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ ระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสตรงใช้กับดีซีมอเตอร์ ถูกใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากการควบคุมสามารถทำได้ง่าย แต่มีข้อเสียคือ มีค่าใช้จ่ายค่อนข้างสูง ซึ่งเกิดจากราคาของดีซีมอเตอร์เอง และค่าซ่อมบำรุงรักษา ดังนั้นระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสสลับจึงถูกศึกษา และพัฒนาเพื่อใช้งานมากขึ้น ประกอบกับได้มีการพัฒนาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ให้มีสมรรถนะการทำงานที่สูงขึ้น เช่น มอสเฟตกำลัง ไอจีบีทีกำลัง ทำให้สามารถสร้างอินเวอร์เตอร์ที่มีสมรรถนะดี เพื่อนำไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ ซึ่งข้อดีของมอเตอร์เหนี่ยวนำคือ มีราคาถูก และมีความคงทนกว่า ดีซีมอเตอร์

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับความเร็วรอบได้นั้น จะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นองค์ประกอบในการแปลงผันกำลังงาน โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดเล็กถึงปานกลางมักนิยมใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) โดยที่ภาค เรคติไฟายน์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงคงที่ให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ เช่น รูปคลื่นสี่เหลี่ยม รูปคลื่นขั้นบันได หรือรูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งรูปคลื่นดังกล่าวจะมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกสรวมอยู่ด้วย เมื่อนำไปใช้งานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำให้เกิดผลเสียหลายประการคือ เกิดการกระเพื่อมของแรงบิด (torque pulsation) เกิดความร้อนและเกิดเสียงดังรบกวน ส่งผลให้ประสิทธิภาพการใช้งานของมอเตอร์ลดลง ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้ผู้วิจัยจึงได้ทำการศึกษาและออกแบบชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ เทคนิคการสวิตช์ เพื่อให้ได้รูปแบบของรูปคลื่นที่เหมาะสม เพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานของมอเตอร์ให้สูงขึ้น

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์ที่จะนำเสนอการออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับเพื่อพัฒนารูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เมื่อพิจารณาในเทอมของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกสรวม (Total Harmonic Distortions, THD) ไปใช้ในการควบคุม

เอกสารความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้ทฤษฎีและหลักการของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิด  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คาสเคดอินเวอร์เตอร์ (Cascade-Inverter with Separated DC source) ที่สามารถกำหนดมุมสวิทช์ของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเพื่อกำหนดขนาดความถี่มูลฐานที่ต้องการ และกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ไม่ต้องการแล้วนำรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตดังกล่าวมาชอปเปอร์กับรูปแบบสัญญาณ RBM ( Regular-based Binary Modulation) เพื่อแปลงผันกำลังงาน ใช้ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในลักษณะแรงดันต่อความถี่คงที่ (V/Fคงที่)ต่อไป

### 1.3 แนวคิดที่ใช้และขอบเขตในงานวิจัย

ในการออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับนั้น เริ่มจากผู้วิจัยได้ศึกษาและเลือกใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิด คาสเคดอินเวอร์เตอร์มาทำการทดสอบ โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดอินเวอร์เตอร์นั้นสามารถที่จะกำหนดมุมสวิทช์การทำงานของสัญญาณเกต เพื่อสร้างรูปคลื่นหลายระดับ ที่กำหนดขนาดของความถี่มูลฐานและกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ไม่ต้องการได้ ซึ่งเรียกวิธีการสวิทช์แบบดังกล่าวว่า วิธีการสวิทช์แบบ Optimized harmonic Stepped-Waveform: OHSW แสดงได้ด้วยอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งการหาค่าเฉลี่ยของมุมสวิทช์ที่ต้องการจากระบบสมการไม่เชิงเส้นของค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ใช้การคำนวณแบบนิวเมอริคอลลด้วยวิธีของนิวตัน-ราปสัน พร้อมกันนั้นศึกษาการวางตำแหน่งพัลส์ของสัญญาณ RBM จากนั้นใช้บอร์ด FPGA ของบริษัท ALTERA รุ่น POWER ACEX1K-50 สร้างสัญญาณเกตที่ทำงานตามมุมสวิทช์ที่คำนวณได้ พร้อมด้วยการชอปเปอร์สัญญาณ RBM รูปแบบต่างๆ ตามหลักการอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ และยังเป็นวงจรควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ขอบเขตในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบสมรรถนะของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ด้วยการเก็บข้อมูลที่วัดได้จากออสซิลอโคป ที่อยู่ในรูปของแอสกีไฟล์ (ASCII FILE) จากนั้นนำข้อมูลที่ได้อามาวิเคราะห์สเปกตรัมและคำนวณค่า THD ด้วยคำสั่งของโปรแกรม MATLAB และทำการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ด้วยลักษณะแรงดันต่อความถี่คงที่ที่โหลดเต็มพิกัดตลอดจนทดสอบผลตอบสนองเมื่อเกิดการรบกวนจากภายนอกเมื่อทำการควบคุมด้วยวงรอบปิดพีไอ (Proportional-Integral, PI)

### 1.4 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ทำการศึกษาทฤษฎีและหลักการต่างๆที่เกี่ยวข้อง เช่น ศึกษาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานกับแหล่งจ่ายไม่ไซ้ไซน์ ศึกษาอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ศึกษาแบบสัญญาณสวิทช์แบบ RBM เพื่อนำมาชอปเปอร์กับรูปคลื่นหลายระดับตลอดจนศึกษาวิธีการใช้งานและโปรแกรมบอร์ด FPGA รุ่น POWER ACEX1K-50 ที่ใช้ในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ควบคุม  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการทดสอบสมรรถนะของรูปคลื่นหลายระดับ ที่ขอปเปอร์ทดสอบด้วยสัญญาณ RBM ด้วยการจำลองจากโปรแกรม MATLAB ที่วิเคราะห์จากสมการคณิตศาสตร์ ก่อนนำไปใช้จริง การจำลองจะประกอบด้วยรูปคลื่นเอาท์พุท สเตปแตรัมของฮาร์โมนิกส์ และค่าของ THD

3. ทำการออกแบบและสร้างชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในส่วนของฮาร์ดแวร์

4. พัฒนาโปรแกรมบนบอร์ด FPGA รุ่น ACEX1K เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

5. ทำการทดสอบชุดควบคุมความเร็วรอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่สามารถทดสอบผลได้ตามทฤษฎีที่นำเสนอ

กล่าวโดยสรุปวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและสร้างชุดอินเวอร์เตอร์หลายระดับ เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยมีคุณสมบัติของรูปคลื่นเอาท์พุทที่มีสมรรถนะสูง เมื่อวิเคราะห์ในเทอมของค่า THD โดยเริ่มจากศึกษาทฤษฎีต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นพื้นฐานการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานกับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่ไซน์ ระบบของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดอินเวอร์เตอร์ แล้วนำสัญญาณเอาท์พุทที่เป็นรูปคลื่นหลายระดับที่กำหนดมาขอปเปอร์ทดสอบกับ RBM จากนั้นทำการออกแบบและสร้างชุดควบคุมความเร็วรอบ แล้วนำไปใช้ทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เพื่อทดสอบผลตามทฤษฎีที่นำเสนอ

## บทที่ 2

# ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับโดยทั่วไปได้รับการออกแบบมาให้มีประสิทธิภาพสูงสุด เมื่อนำไปใช้กับแรงดัน และกระแสรูปคลื่นไซน์ (Sine wave) อย่างไรก็ตาม อินเวอร์เตอร์ส่วนใหญ่จะกำเนิดรูปคลื่นกระแสหรือแรงดันเอาต์พุต (Output) พร้อมด้วยฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์ ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ, เฟสเซอร์ไดอะแกรม, สมการแรงบิด, การสูญเสียมอเตอร์ เมื่อทำงานกับแหล่งจ่ายที่มีรูปคลื่นไม่ใช่ไซน์ ตลอดจนการควบคุมการทำงานโดยให้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่ขั้วมีค่าคงที่และแบบอื่น เพื่อเปรียบเทียบหลักการการทำงานของการควบคุมแต่ละระบบ

### 2.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีลักษณะเดียวกับวงจรสมมูลของหม้อแปลงเพราะว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ ก็คือหม้อแปลงที่ขดลวดด้านทุติยภูมิหมุนได้นั่นเอง ในรูปที่ 2.1 แทนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อเฟส  $(R_1 + jX_1)$  เรียกว่าอิมพีแดนซ์รั่วซึม (Leakage impedance) ที่สเตเตอร์ มีขวลฟลักซ์ (Mutual flux) ในช่องอากาศจะเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยความถี่สลิปขึ้นในโรเตอร์และจ่ายความถี่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในสเตเตอร์ แรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วซึมที่สเตเตอร์ จะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ช่องอากาศต่อเฟส,  $E_1$  และมิววลฟลักซ์ต่อขั้ว  $\phi_1$  ลดลงเล็กน้อยขณะป้อนโหลดให้กับมอเตอร์ กระแสที่สเตเตอร์  $I_1$  จะประกอบไปด้วย กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก  $I_m$  และองค์ประกอบโหลดของกระแสสเตเตอร์  $I_2$  ซึ่งไม่คิด mmf อันเนื่องมาจากกระแสโรเตอร์, ไม่คิดการสูญเสียที่แกนเหล็ก และการอิมิตัวของแกนเหล็ก

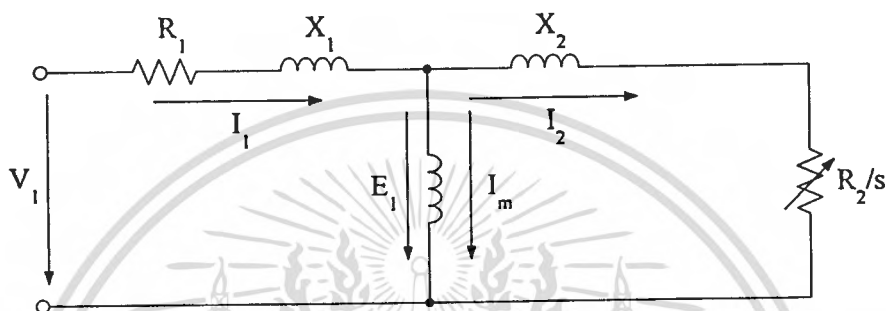
ในขณะหยุดนิ่งแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสในวงจรโรเตอร์จะเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์,  $E_1$  และความถี่โรเตอร์จะเท่ากับความถี่แหล่งจ่าย  $f_1$ , ถ้าแทนสลิป (Slip) ของ โรเตอร์เทียบกับสนามแม่เหล็กหมุนขององค์ประกอบมูลฐาน ด้วย  $S$ , แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์  $E_2$  จะเท่ากับ  $SE_1$  และความถี่โรเตอร์  $f_2$  จะเท่ากับ  $Sf_1$  กระแสโรเตอร์จะเป็น

$$I_2 = E_2 / (R_2 + jX_2) \quad (2.1)$$

$$I_2 = E_2 / [(R_2 / S) + jX_2] \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่  $I_2$  คือ กระแสโรเตอร์  
 $E_2$  คือ แรงดันเหนี่ยวนำทางโรเตอร์  
 $E_1$  คือ แรงดันเหนี่ยวนำทางสเตเตอร์  
 $R_2$  คือ ความต้านทานเนื่องจากขดลวดทางโรเตอร์  
 $X_2$  คือ ค่าอินดักแตนซ์ขั้วแม่เหล็กทางโรเตอร์  
 $S$  คือ ค่าสลิป



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำในแบบต่อเฟส

ในสมการที่ 2.1 ปริมาณทั้งหมดที่โรเตอร์จะคิดที่ความถี่สลิป แต่ในสมการที่ 2.2 จะคิดที่ความถี่แหล่งจ่าย

### 2.1.1 สมการแรงบิด

ที่สลิป  $S$  กำลังสูญเสียที่โรเตอร์ในวงจรสมมูลจะเป็น  $I_2^2 R_2 / S$  วัตต์ต่อเฟสในเครื่องกลจริง การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงที่โรเตอร์จะมีค่า  $I_2^2 R_2$  วัตต์ต่อเฟส กำลังสูญเสียในวงจรสมมูลจะเป็นการสมมูลทางไฟฟ้าของกำลังงานเอาต์พุตทางกลของมอเตอร์ ถ้า  $P_{mech}$  แทนกำลังงานเอาต์พุตทางกลทั้งหมด รวมทั้งการสูญเสียจากความฝืด (Friction loss) และแรงลมปะทะ (Windage loss) แล้ว

$$\begin{aligned}
 P_{mech} &= m_1 [(I_2^2 R_2 / S) - (I_2^2 R_2)] \\
 &= m_1 I_2^2 R_2 (1 - S) / S
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

โดยที่  $P_{mech}$  คือ กำลังเอาต์พุตทางกลทั้งหมดรวมกับการสูญเสียจากความฝืดและแรงลมปะทะ

เอกสารนี้เป็นเอกสาร  $m_1$  ึ่งใช้ในการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และงานเอาต์พุตทางกลสามารถเขียนได้ดังนี้

$$T\omega_m = m_1 I_2^2 R_2 (1-S)/S \quad (2.4)$$

และ 
$$T = (1/\omega_m)(m_1 I_2^2 R_2)(1-S)/S \quad (2.5)$$

โดยที่  $T$  คือ แรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์

$\omega_m$  คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์

สมการที่ 2.5 เป็นแรงบิดที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์ ซึ่งจะมีค่ามากกว่าแรงบิดใช้งานที่เพลลาประมาณเท่ากับแรงบิดที่ครอบคลุมในส่วนของแรงลมปะทะและความผิด

เนื่องจากความเร็วเชิงมุมเชิงโคโรนัสเป็นเรเดียนตาทกกล/วินาที

จาก  $\omega_m = \omega / (1-S) = 2\pi f_1 / P$  เมื่อ  $P$  เป็นจำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก สมการแรงบิดจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$T = m_1 I_2^2 R_2 / S \omega_m \quad (2.6)$$

$$T = (1/2f_1)(Pm_1 I_2^2 R_2 / S) \quad (2.7)$$

โดยที่  $f_1$  คือ ความถี่ที่พิกัด

$P$  คือ จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก

### 2.1.2 กำลังงานในโรเตอร์

จะเห็นได้จากวงจรสมมูลย์ว่า กำลังงานไฟฟ้าอินพุตทั้งหมดที่จ่ายให้โรเตอร์ผ่านช่องอากาศจากสเตเตอร์มีค่า

$$P_{ug} = m_1 I_2^2 R_2 / S \quad (2.8)$$

โดยที่  $P_{ug}$  คือ กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศ

กำลังงานนี้จะถูกแบ่งออกเป็น กำลังงานกลด้านเอาต์พุต,  $P_{mech}$  และกำลังสูญเสียที่ขดลวดทองแดงของโรเตอร์,  $P_2$  ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $P_{ug} = P_{mech} + P_2$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{mech} = T\omega_m \quad (2.10)$$

$$P_2 = m_1 I_2^2 R_2 \quad (2.11)$$

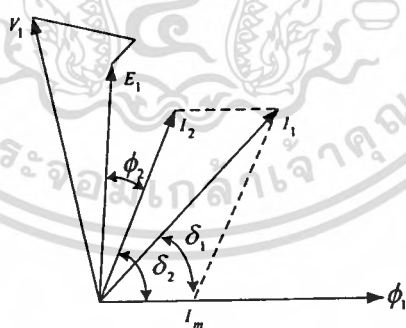
โดยที่  $P_2$  คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวดของโรเตอร์  
 $P_{mech}$  คือ กำลังงานกลด้านเอาต์พุท

รวมสมการที่ 2.6 และ 2.8 จะได้

$$P_{ug} = T\omega_m \quad (2.12)$$

### 2.1.3 เฟสเซอร์ไดอะแกรม

เฟสเซอร์ไดอะแกรมตามวงจรมูลยของรูปที่ 2.1 แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 โดยมีกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก,  $I_m$  เป็นเฟสเซอร์อ้างอิง, แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์  $E_1$  จะนำหน้า  $I_m$  ไป 90 องศา องค์ประกอบโหนดของกระแสสเตเตอร์ คือ  $I_2$  จะล่าหลัง  $E_1$  ไปด้วยมุมเพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power factor angle)  $\phi_2$  กระแสสเตเตอร์สุทธิ  $I_1$  เป็นผลรวมทางเฟสเซอร์ของ  $I_m$  และ  $I_2$  ฟลักซ์องค์ประกอบมูลฐานที่ช่องอากาศ  $\phi_1$  จะมีเฟสตรงกับ  $I_m$  และแอมป์ริจูดจะเป็นสัดส่วนกัน เมื่อไม่คิดการอิ่มตัวของแกนเหล็ก



รูปที่ 2.2 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส

เฟสเซอร์ของฟลักซ์ และกระแสสามารถใช้แทน สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์ และ mmf ซึ่งแทนผลทั้งหมดของสามเฟสมีทิศการหมุนทวนเข็มนาฬิกา ด้วยความเร็วเชิงมุมเชิงโคโรนัสของเครื่องกล ดังนั้น  $I_1$ ,  $I_2$  และ  $I_m$  แทนรูปคลื่น ที่สเตเตอร์, โรเตอร์, และมิวซวล mmf ตามลำดับทำนองเดียวกัน  $\phi_1$  จะใช้แทนรูปคลื่นมิวซวลฟลักซ์ที่ช่องอากาศ ขนาดแรงบิดมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลคูณของแอมพลิจูดของมิวซวลฟลักซ์ และรูปคลื่น mmf ของขดลวดและค่าไซน์ของมุมระหว่างปริมาณทั้งสองจากรูปที่ 2.2

$$\begin{aligned} T &= K\phi_1 I_2 \sin \delta_2 \\ &= K\phi_1 I_1 \sin \delta_1 \end{aligned} \quad (2.13)$$

โดยที่	$T$	คือ	แรงบิดของมอเตอร์
	$K$	คือ	ค่าคงที่
	$\phi_1$	คือ	เส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องอากาศ
	$I_1$	คือ	กระแสของสเตเตอร์
	$I_2$	คือ	กระแสของโรเตอร์
	$\delta_1, \delta_2$	คือ	มุมแรงบิด

เมื่อมุมแรงบิด  $\delta_1$  และ  $\delta_2$  ต่างก็มีค่าคงที่ มีค่าเป็นบวกทวนเข็มนาฬิกาแรงบิดมอเตอร์จะเกิดขึ้นจะเห็นได้ว่า  $\delta_1 = \pi/2 - \phi_1$  และแทนในสมการ 2.13

$$T = K\phi_1 I_2 \sin \delta_2 \quad (2.14)$$

## 2.2 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุม

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับประกอบด้วยส่วนอยู่นิ่ง หรือสเตเตอร์ (Stator) และส่วนหมุนหรือโรเตอร์ (Rotor) การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเริ่มจากการได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ เกิดจากการเหนี่ยวนำส่งผ่านไปยังโรเตอร์ทำให้เกิดการหมุนขึ้น โดยที่ขดลวดของสเตเตอร์จะทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ขึ้นในช่องอากาศ (Air gap) ระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กจะหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัลเป็นไปตามความสัมพันธ์ ดังสมการที่ 2.15[1]

$$N_s = 120f / p \quad (2.15)$$

โดยที่	$N_s$	คือ	ความเร็วรอบเชิงโคโรนัล
	$f$	คือ	ความถี่ที่สเตเตอร์ได้รับ(Hz)
	$p$	คือ	จำนวนขั้ว(Pole) ของสเตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยผลของการเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ ขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ  $N_r$  โดยที่มีค่าความแตกต่างจากความเร็ว  $N_s$  จะเกิดการเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดทอร์ก ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่าสลลิป หรือ การไถล (Slip, S)

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

$$= \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r}$$

$$= \frac{\omega_{sl}}{\omega_s}$$

โดยที่  $\omega_s$  คือ ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (Stator angular frequency)  
 $\omega_r$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor angular frequency)  
 $\omega_{sl}$  คือ ความถี่เชิงมุมสลลิป (Slip angular frequency)

จากสมการที่ 2.15 และ 2.16 จะได้สมการความเร็วของมอเตอร์ดังนี้

$$N_r = \frac{(1-S)(120f)}{P} \quad (2.17)$$

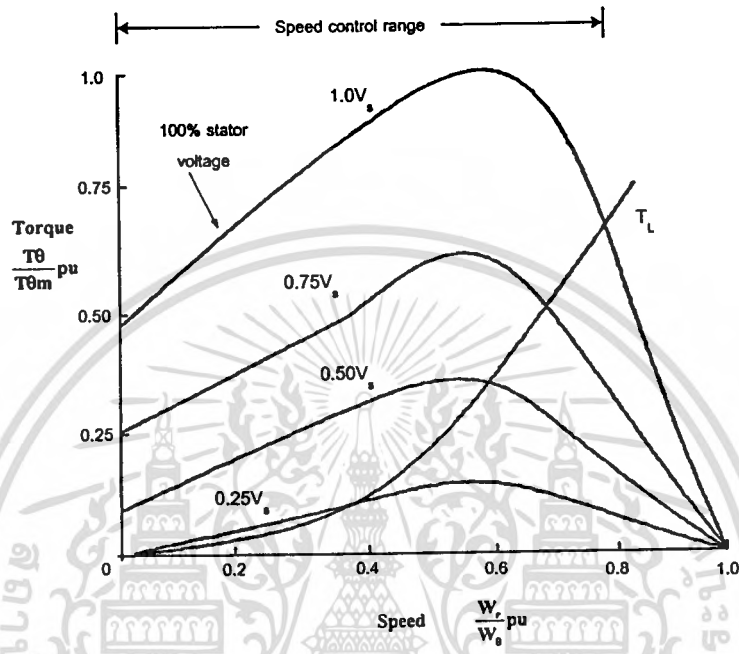
จากสมการที่ 2.17 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ( $f$ ) จำนวนขั้วของสเตเตอร์ ( $P$ ) และสลลิปของโรเตอร์ วิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดคือการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูงขณะควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ วิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของสเตเตอร์จะควบคุมการเปลี่ยนความเร็วได้ในช่วงแคบและการควบคุมจะไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นวิธีการนี้จะใช้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษ ส่วนวิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนค่าสลลิปนั้นจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าสลลิป

### 2.3 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

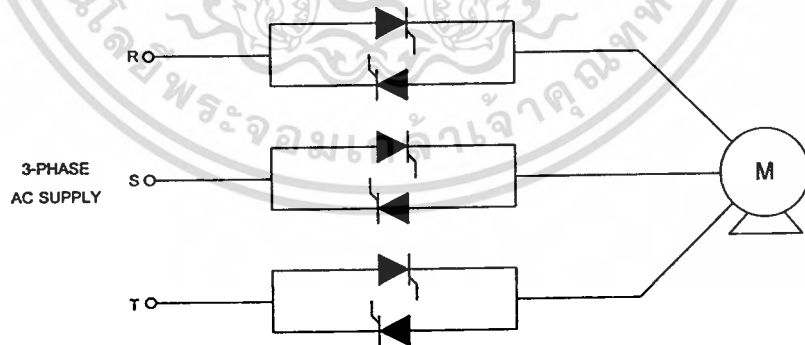
การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำได้หลายวิธีซึ่งสามารถแยกการควบคุมได้ เอกสารนี้ ออกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ (Stator voltage control)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ ช่วงความเร็วที่ควบคุมได้ จะแคบไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากวิธีการควบคุมแรงดันของขดสเตเตอร์แสดงได้



รูปที่ 2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรกำลัง 3 เฟสเอซีเฟาเวอร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส

ดังรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าแรงบิดจะเปลี่ยนไปตามแรงดันที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์ของมอเตอร์และเส้นกราฟแรงบิด - ความเร็วของโหลด ในรูปที่ 2.3 นั้นจะแปรค่าโดยตรงกับความเร็วกำลังสอง ดังนั้นเราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการปรับแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟแรงบิด - ความเร็วของมอเตอร์ตัดกับเส้นกราฟแรงบิด - ความเร็วของโหลดที่

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมแรงบิดของสเตเตอร์นี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบเฟสของไฟไลน์ (Phase control) ดังแสดงในรูปที่ 2.4

วิธีการควบคุมแบบนี้จะทำได้ง่ายและวงจรควบคุมมีราคาถูก แต่จะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังการสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลิป นอกจากนี้ การเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์เมื่อสลิปเพิ่มขึ้นทำให้กำลังการสูญเสียในสเตเตอร์เพิ่มขึ้นด้วย เป็นผลให้ประสิทธิภาพและแรงบิดของมอเตอร์ลดลงมากโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลิปสูง อีกทั้งวิธีการควบคุมแบบเฟสนี้เป็นผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นทั้งในเอซีไลน์และในตัวมอเตอร์ ทำให้การสูญเสียเพิ่มขึ้นอีกและทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์

### 2.3.2 การควบคุมสลิปเพาเวอร์

วิธีการควบคุมความเร็วโดยควบคุมสลิปของโรเตอร์นี้ สามารถควบคุมได้จากแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ หรือควบคุมกำลังในโรเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุต ( $P_{mesh}$ ) กำลังสูญเสียในโรเตอร์ ( $P_c$ ) และกำลังงานในช่องอากาศ ( $P_g$ ) แสดงได้ดังนี้

$$P_{mesh} = (1-S)P_g \quad (2.18)$$

$$P_c = SP_g \quad (2.19)$$

$$\frac{P_c}{P_{mech}} = \frac{S}{1-S} \quad (2.20)$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นได้ว่าถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ได้ก็จะควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้ ตัวอย่างเช่น ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบขดลวดพัน (Wound Rotor Induction Motor) การควบคุมสลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการแปรค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรมอเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียในแง่ของประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆ หรือที่สลิปค่าสูงๆ ดังจะเห็นได้จากค่าของ (Rotor power ratio) ดังสมการที่ 2.21

$$Rotor \ power \ ratio = \frac{P_{mech}}{P_g} = 1-S \quad (2.21)$$

### 2.3.3 การควบคุมโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์

ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cycloconverter) เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่หนึ่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่ง ที่ปรับค่าได้โดยตรงโดยไม่ผ่านดีซีลิงค์โดยทั่วไป ความถี่เอาต์พุทของ ไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าความถี่อินพุทคือ อยู่ในย่าน 0-1/3 เท่าของความถี่อินพุท ส่วนใหญ่ไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ต้องการความเร็วรอบต่ำและต้องการกำลังงานสูง การเปลี่ยนแปลงความถี่ของไซโคลคอนเวอร์เตอร์อาจใช้เทคนิคแบบควบคุมเฟส ข้อเสียของการควบคุมความเร็วโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ คือสามารถควบคุมความถี่ได้ในย่านที่จำกัด อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำและเอาต์พุทแรงดันมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก ข้อดีของการควบคุมประเภทนี้คือ ประสิทธิภาพการทำงานของระบบดีขึ้นเนื่องจากไม่มีดีซีลิงค์ สามารถควบคุมองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุทภายในไซโคลคอนเวอร์เตอร์ วงจรใช้วิธีการเปลี่ยนการนำกระแสโดยไล่นคอมมิวเตชันซึ่งมีความยุ่งยากในการควบคุมน้อยกว่าการเปลี่ยนการนำกระแสแบบบังคับ (Forced Commutation)

### 2.3.4 การควบคุมอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่ (V/F)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์อีกวิธีหนึ่งคือ การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีผลทำให้ สนามแม่เหล็กหรือฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux,  $\phi$ ) ในช่องอากาศมีค่าเปลี่ยนแปลงไป และถ้าการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กเป็นไปแบบไม่คงที่แล้วจะมีผลทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานลดลง การควบคุมการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ ตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ และฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจะเป็นไปตามสมการที่ 2.22

$$V = k\phi$$

$$\phi = \frac{V}{kf} \quad (2.22)$$

โดยที่  $V$  คือ แรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์  
 $\phi$  คือ ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ  
 $k$  คือ ค่าคงที่

โดยปกติมอเตอร์จะถูกออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (Knee Point) ของเส้นโค้งลักษณะสมบัติของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization Curve) ซึ่งถ้ามีการลดความถี่ลงโดยที่ไม่ลดระดับแรงดันลงด้วยแล้ว จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้นตามความสัมพันธ์ใน

สมการที่ 2.22 และจะมีค่าเข้าไปในบริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation Region) ทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็กเพิ่มขึ้นเกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron loss) เพิ่มมากขึ้น เป็นผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงต้องทำการลดอัตราการเพิ่มของฟลักซ์ในมอเตอร์ลง โดยลดระดับแรงดันให้เป็นอัตราส่วนโดยตรงกับอัตราการลดลงของความถี่ เพื่อที่จะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กให้มีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้งของเส้นโค้งการทำให้แม่เหล็กของแกนเหล็ก ในทางตรงกันข้ามถ้ามีการเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ให้สูงขึ้น โดยไม่เพิ่มระดับแรงดันแล้วจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง ซึ่งมีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงดังความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.23 ทำให้มอเตอร์ไม่สามารถทำงานที่ประสิทธิภาพสูงสุดได้

$$T = k\phi I_r \cos\theta \quad (2.23)$$

โดยที่	$T$	คือ	แรงบิดเอาท์พุทของมอเตอร์
	$\phi$	คือ	ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ
	$k$	คือ	ค่าคงที่
	$I_r$	คือ	กระแสในโรเตอร์
	$\theta$	คือ	มุมแตกต่างระหว่างเฟสของแรงดันและกระแสในโรเตอร์

ในทำนองเดียวกันจึงต้องทำการเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้น เพื่อจะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ การรักษาฟลักซ์แม่เหล็กสามารถพิจารณาได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์โดยพิจารณาจากกฎของฟาราเดย์ (Faraday' S Law)

$$e = -d\phi \quad (2.24)$$

$$\phi = \int edt \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าค่าฟลักซ์คือ พื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นแรงดัน ดังนั้นถ้ารักษาพื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นแรงดัน ให้มีค่าคงที่แล้วมอเตอร์ก็จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีแรงบิดเหมาะสมสูงสุด ซึ่งมีวิธีการนี้เรียกว่า วิธีการรักษาแรงดันต่อความถี่ที่

วิธีการรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่ของระบบควบคุมความเร็วแบบเปลี่ยนแปลงความถี่สามารถแยกออกได้เป็นวิธีต่างๆได้ดังนี้

### 2.3.4.1 การปรับแรงดันเอซีเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมอัตราส่วน V/F โดยวิธีทำได้โดยการเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงออโต้ทางเอาต์พุท ดังในรูปที่ 2.5 วิธีนี้ไม่เหมาะสมกับระบบที่ต้องการควบคุมความเร็วในย่านที่กว้างเพราะจะต้องใช้หม้อแปลงออโต้ที่มีขนาดใหญ่ และการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันจะใช้เวลามากทำให้ผลตอบสนองไดนามิคไม่ดี

### 2.3.4.2 การปรับแรงดันดีซีอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมการปรับแรงดันดีซีอินพุทเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F นั้นมีอยู่หลายวิธีคือ

#### 1) การปรับเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงทางด้านอินพุทของวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

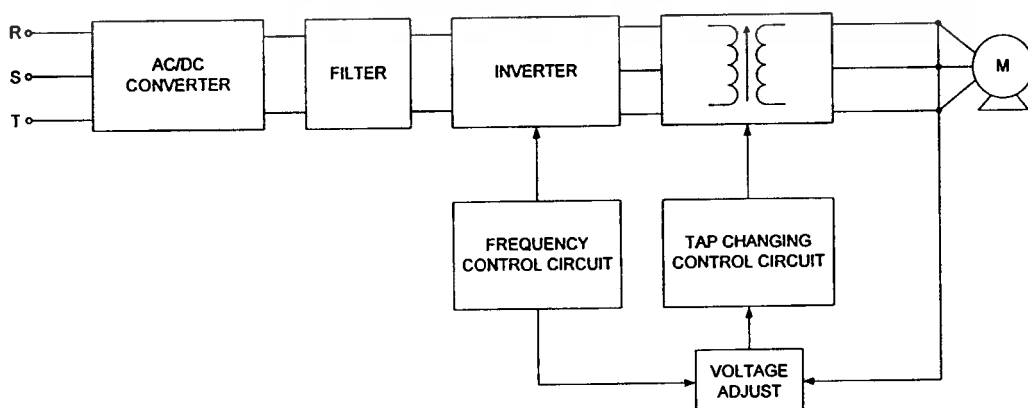
การปรับแรงดันดีซีวิธีนี้จะคล้ายกันกับการเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์แต่จะแตกต่างกันตรงที่ การเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงทางด้านที่ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟคงที่ ดังนั้นหม้อแปลงออโต้ที่ใช้จะมีขนาดเล็กกว่าของการเลื่อนจุดแท็ปทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

#### 2) การควบคุมโดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟยน์ร่วมกับวงจรดีซีชอปเปอร์

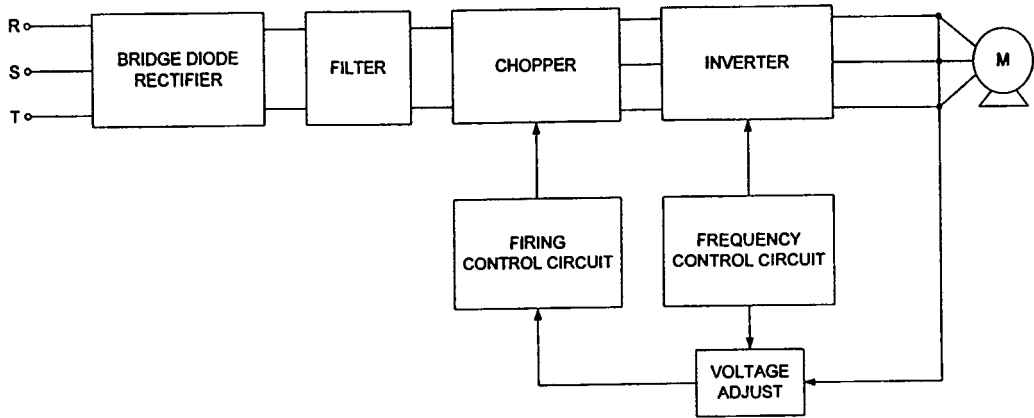
วิธีควบคุมแบบนี้วงจรบริดจ์เรกติไฟยน์ (Bridge rectifier) จะทำการแปลงไฟเอซีให้เป็นไฟดีซีที่คงที่ และวงจรดีซีชอปเปอร์ (DC Chopper) จะทำการปรับระดับแรงดันดีซีให้เปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปิด-เปิดการนำกระแสของอุปกรณ์ตัดต่อซัลติสเตท แรงดันเอาต์พุทที่ได้จะนำไปผ่านวงจรรองความถี่ก่อนป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.6

#### 3) การควบคุมการทำงานวงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

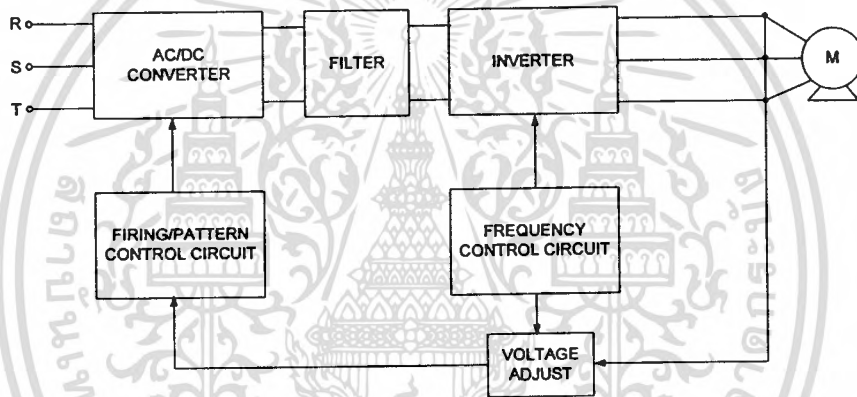
ซึ่งวงจรสามารถมีการทำงานได้ทั้งแบบควบคุมเฟสหรือ มีการทำงานในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยสามารถเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันดีซีเพื่อรักษาอัตราส่วน V/F ได้จากการควบคุมมุมจุดชนวน หรือความกว้างพัลส์ของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ตามลำดับ ดังรูปที่ 2.7



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
**รูปที่ 2.5** แสดงระบบควบคุม V/F โดยการเลื่อนจุดแท็ปของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุท  
 ไม่สามารถแก้ไขข้อผิดพลาดได้ทั้งหมด มีข้อผิดพลาดและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แสดงระบบควบคุม V/F โดยใช้วงจรบริดจ์เรกติฟายน์ร่วมกับวงจรดีซีชอปเปอร์

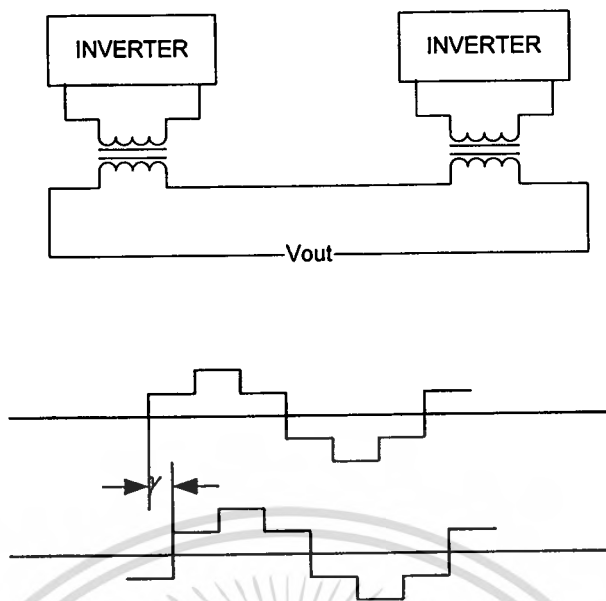


รูปที่ 2.7 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์

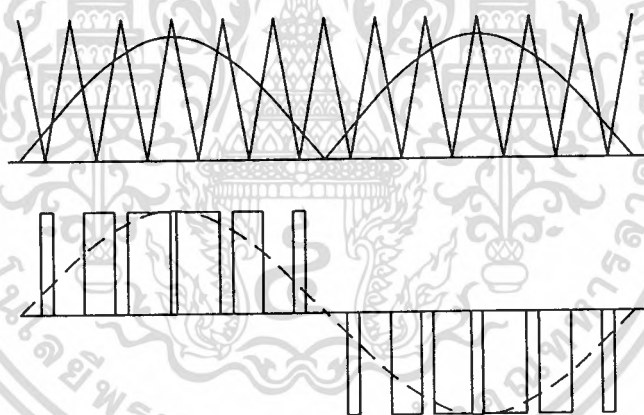
### 2.3.4.3 การควบคุมการทำงานของวงจรรีอินเวอร์เตอร์

การควบคุมอัตราส่วน V/F แบบนี้จะคล้ายกับการควบคุมการทำงานของวงจร เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์โดยสามารถควบคุมแรงดันเอชอีเอทท์ได้ทั้งแบบควบคุมเฟสหรือควบคุมการทำงาน ลักษณะคลื่นที่ดับบลิวเอ็ม โดยที่การควบคุมแบบเฟสเกิดจากการนำวงจรรีอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด มาทำงานร่วมกันและอาศัยการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมชุดหนึ่งให้มีเฟสต่างจากสัญญาณควบคุมอีกชุดหนึ่งและสัญญาณเอชอีเอทท์ที่ได้กรณีต่างๆแสดงได้ดังรูปที่ 2.8

ส่วนการควบคุมแรงดันเอชอีเอทท์แบบลักษณะคลื่นที่ดับบลิวเอ็มสามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนการมอดูเลชันของสัญญาณจุดชนวนซึ่งรูปแบบการมอดูเลชันของสัญญาณมีหลายวิธีดังในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 แสดงระบบควบคุม V/F โดยการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส



รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะสัญญาณที่ดับลิฟต์ที่เกิดขึ้นจากการนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ 2 สัญญาณมาตัด

## 2.4 ฮาร์โมนิกส์

ในระบบขับเคลื่อนด้วยการป้อนแรงดัน แรงดันสเตเตอร์ที่มีรูปคลื่นไม่เป็นไซน์สามารถกระจายออกเป็นองค์ประกอบมูลฐาน และองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ได้ โดยวิเคราะห์ได้ด้วยอนุกรมฟูเรียร์สำหรับรูปคลื่นที่สมมาตรจะมีเฉพาะฮาร์โมนิกส์คี่เท่านั้น นอกจากนี้ฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลคูณของเลขสามจะมีเฟสที่ตรงกันทั้งสามเฟส จึงไม่ทำให้เกิดกระแสไหลในโหลดที่ต่อแบบเดลต้าหรือสตาร์ที่ไม่มีสายนิวทรัล สมการแรงดันขององค์ประกอบมูลฐานทั้ง 3 เฟสดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_a = V_m \sin \omega t \quad (2.26)$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 120) \quad (2.27)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t - 240) \quad (2.28)$$

อนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันเฟสสำหรับฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำจะเป็นดังนี้

$$V_a = V_{1m} \sin \omega t + V_{5m} \sin 5\omega t + V_{7m} \sin 7\omega t + \dots \quad (2.29)$$

$$V_b = V_{1m} \sin(\omega t - 120) + V_{5m} \sin 5(\omega t - 120) + V_{7m} \sin 7(\omega t - 120) + \dots \quad (2.30)$$

$$V_c = V_{1m} \sin(\omega t - 240) + V_{5m} \sin 5(\omega t - 240) + V_{7m} \sin 7(\omega t - 240) + \dots \quad (2.31)$$

สมการที่ 2.30 และ 2.31 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_b = V_{1m} \sin(\omega t - 120) + V_{5m} \sin(5\omega t + 120) + V_{7m} \sin(7\omega t - 120) + \dots \quad (2.32)$$

$$V_c = V_{1m} \sin(\omega t + 120) + V_{5m} \sin(5\omega t - 120) + V_{7m} \sin(7\omega t + 120) + \dots \quad (2.33)$$

เมื่อวิเคราะห์เฉพาะเทอมขององค์ประกอบมูลฐาน

$$V_a = V_{1m} \sin \omega t \quad (2.34)$$

$$V_b = V_{1m} \sin(\omega t - 120) \quad (2.35)$$

$$V_c = V_{1m} \sin(\omega t - 240) \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็นลำดับ ABC เมื่อวิเคราะห์เฉพาะเทอมของฮาร์โมนิกส์ที่ 5 จะได้

$$V_{a5} = V_{5m} \sin 5\omega t \quad (2.37)$$

$$V_{b5} = V_{5m} \sin(5\omega t + 120) \quad (2.38)$$

$$V_{c5} = V_{5m} \sin(5\omega t - 120) \quad (2.39)$$

พบว่าเป็นลำดับ ABC หรือ CBA ซึ่งสวนทางลำดับขององค์ประกอบมูลฐานจึงเรียกว่าลำดับลบ และเมื่อวิเคราะห์เฉพาะเทอมของฮาร์โมนิกส์ที่ 7

$$V_{a7} = V_{7m} \sin(7\omega t) \quad (2.40)$$

$$V_{b7} = V_{7m} \sin(7\omega t + 120) \quad (2.41)$$

$$V_{c7} = V_{7m} \sin(7\omega t - 120) \quad (2.42)$$

พบว่าเป็นลำดับ ABC ซึ่งตรงกับลำดับขององค์ประกอบมูลฐาน จึงเรียกว่าลำดับบวก

สรุปได้ว่าฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $K = (6n + 1)$  จะกำเนิด mmf หมุนในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหลัก ขณะที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $K = (6n - 1)$  จะกำเนิด mmf หมุนในทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กหลัก ส่วนฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $K = (6n - 3)$  จะไม่กำเนิด mmf ใดๆ ขึ้นในช่องอากาศ

## 2.5 การทำงานของมอเตอร์ไฟสลับเมื่อมีฮาร์โมนิกส์

เมื่อมอเตอร์ไฟสลับทำงาน โดยใช้แหล่งจ่ายที่ไม่ใช่ไซน์ กระแสหรือแรงดันที่สเตเตอร์สามารถวิเคราะห์ด้วย องค์ประกอบมูลฐานและอนุกรมฮาร์โมนิกส์ได้ ถ้าไม่คิดการอิ่มตัวของแม่เหล็ก มอเตอร์ก็จะพิจารณาได้ว่าเป็นอุปกรณ์เชิงเส้น และสามารถนำเอาหลักการของการวางซ้อน (Super position) มาใช้ได้ นั่นหมายถึงของพฤติกรรมของมอเตอร์สามารถวิเคราะห์แยกกันได้อย่างเป็นอิสระสำหรับองค์ประกอบมูลฐานและแต่ละเทอมของฮาร์โมนิกส์ผลตอบสนองทั้งหมดที่เกิดจากแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่ไซน์จะคำนวณได้จาก การรวมเอาผลตอบสนองที่มีต่อองค์ประกอบอิสระเข้าด้วยกัน ดังนั้นถ้ามอเตอร์ได้รับการป้อนด้วยแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์กระแสมอเตอร์และแรงบิดจะคำนวณได้โดยรวมเอากระแสและแรงบิดจากแต่ละองค์ประกอบแรงดันเข้าด้วยกัน

### 2.5.1 วงจรสมมูลย์เมื่อมีฮาร์โมนิกส์

จากวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเดิมในรูปที่ 2.10 ก จะได้

$$S_1 = (1/n_1)(n_1 - n) \quad (2.43)$$

องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่  $k^{th}$  ในกระแสเฟส จะผลิตคลื่นโทมฮาร์โมนิกส์ mmf หมุนตามหรือสวนทางที่ความเร็ว  $kn_1$  สลิปของโรเตอร์ในทิศทางสนามฮาร์โมนิกส์หมุนตามจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_k = (1/kn_1)(kn_1 - n) \quad (2.44)$$

และสนามฮาร์โมนิกส์หมุนวนจะเป็น

$$S_k = (1/kn_1)(kn_1 + n) \quad (2.45)$$

ดังนั้นเขียนเป็นรูปทั่วไป

$$S_k = (1/kn_1)(kn_1 \pm n) \quad (2.46)$$

เมื่อเครื่องหมายลบใช้สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับบวกและเครื่องหมายลบใช้แทนเครื่องหมายฮาร์โมนิกส์ลบฮาร์โมนิกส์สลิป  $S_k$  จะเขียนในเทอมของ  $S_1$  โดยแทนค่า  $n$  จากสมการที่ 2.46 จะได้

$$S_k = (1/k)(k+1) \pm S_1 \quad (2.47)$$

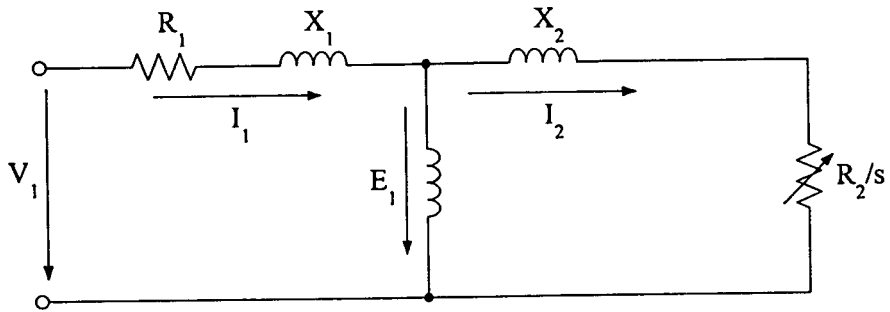
โดยที่  $S_k$  คือ ค่าสลิปที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $k$   
 $k$  คือ ลำดับฮาร์โมนิกส์  
 $S_1$  คือ ค่าสลิปที่ความถี่มูลฐาน

จากสมการนี้จะเห็นได้ว่า ค่าสลิปลำดับที่  $k$  จะไม่เท่ากัน โดยจะมีค่าสลิปต่างๆกันตามสมการที่ 2.47

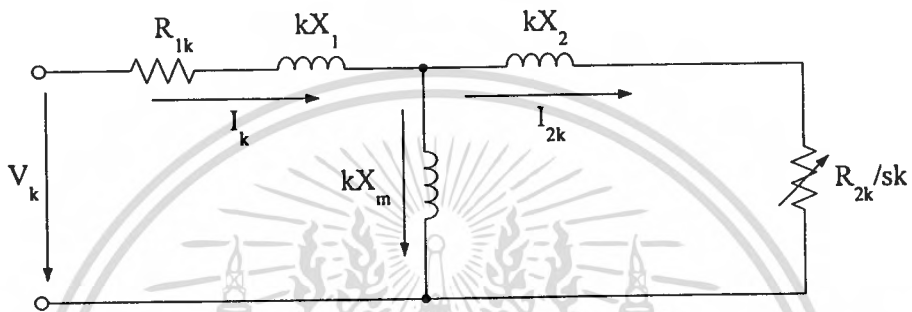
วงจรมูลฐานสำหรับองค์ประกอบมูลฐานในรูป 2.10 ก สามารถนำไปใช้กับฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน และกระแสฮาร์โมนิกส์ที่  $k^{\text{th}}$  ดังรูปที่ 2.10 ข ฮาร์โมนิกส์สลิป  $S_k$  จะนำไปแทนสลิปองค์ประกอบมูลฐาน  $S_1$  และรีแอคแตนซ์ของความเหนี่ยวนำทั้งหมด จะเพิ่มขึ้นด้วยแฟคเตอร์  $k$  ความต้านทานที่สเตเตอร์ และโรเตอร์จะมีค่ามากขึ้น เนื่องจากสกินเอฟเฟค (Skin effect) ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ ค่าที่เปลี่ยนไปนี้จะต้องนำไปพิจารณาด้วยเมื่อต้องการคำนวณให้ได้ความละเอียดสูง

จากสมการที่ 2.47 จะตรวจสอบได้ว่า  $S_k$  มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยขณะที่มอเตอร์ทำงานตามปกติถ้าหากว่ามอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วซิงโครนัส (Synchronous speed) จนกระทั่งหยุดนิ่ง สลิปองค์ประกอบมูลฐานจะแปรจาก 0 ถึง 1 แต่สลิปของฮาร์โมนิกส์ที่ 5,  $S_5$  จะแปรจาก 1.2 ถึง 1 ทำนองเดียวกัน  $S_7$  จะแปรจาก 0.857 ถึง 1 และที่ความถี่สูงๆ  $S_k$  จะเข้าใกล้ 1 มากวงจรมูลฐานของฮาร์โมนิกส์ของรูปที่ 2.10 ข สามารถลดลงมาเป็นในรูป 2.11 ข โดยการตัด

เอาความต้านทานออกไป โดยอาศัยหลักความจริงว่า ค่ารีแอคแตนซ์ของความเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

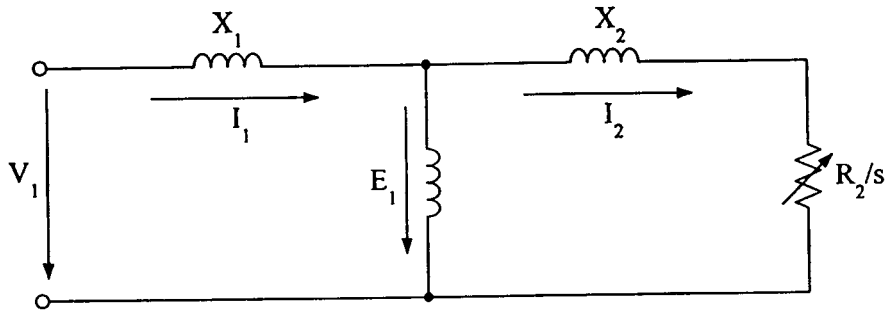
รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

(ก) วงจรสมมูลที่ความถี่องค์ประกอบมูลฐาน

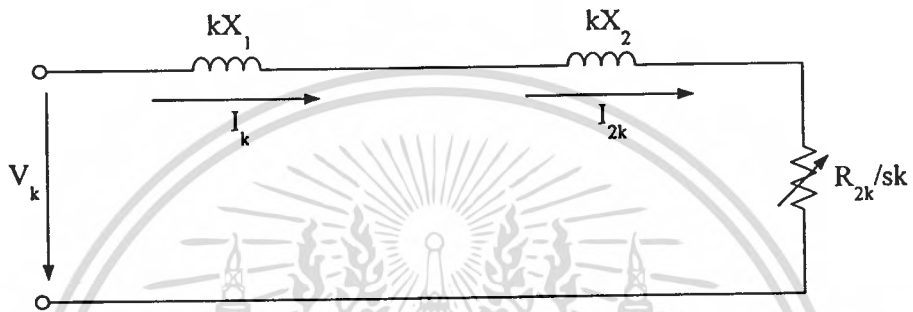
(ข) วงจรสมมูลที่ฮาร์โมนิกที่  $k^{th}$ 

เป็นเชิงเส้น กับความถี่ ขณะที่อัตราเพิ่มขึ้นของความต้านทานโรเตอร์กับความถี่เนื่องจากสกิน-เอฟเฟค จะมีค่าต่ำกว่าเชิงเส้น เนื่องจาก  $S_k$  มีค่าประมาณเท่ากับ 1 ความต้านทานในวงจรจึงสามารถละทิ้งได้เมื่อเทียบกับค่ารีแอคแตนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิก การลดรูปต่อไปจะทำได้ดังรูปที่ 2.11 ข เพราะวารีแอคแตนซ์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีค่าสูงกว่ารีแอคแตนซ์รั่วซึม และสามารถตัดออกได้ ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์ที่เกิดจากกระแสฮาร์โมนิกจะมีค่าประมาณ  $K(X_1 + X_2)$

กระแสฮาร์โมนิกที่สเตเตอร์ที่มีลำดับศูนย์จะมีเฟสที่ตรงกัน ทำให้ไม่มีกระแสไหล ด้วยเหตุนี้จึงไม่ผลิตองค์ประกอบมูลฐานคลื่น mmf หมุนขึ้นมา อย่างไรก็ตาม ฮาร์โมนิกลำดับศูนย์ก็อาจจะสร้าง คลื่นสเปซฮาร์โมนิก mmf เล็กน้อยในช่องอากาศและแต่ละระลอกของคลื่นสามารถกระจายเข้ากับรูปคลื่นตาม และย่นได้คลื่นฟลักซ์เหล่านี้ จะเหนี่ยวนำกระแสฮาร์โมนิกในโรเตอร์ที่กำลังหมุน ดังนั้นกระแสสเตเตอร์ลำดับศูนย์ จึงสามารถทำให้เกิดผลต่อแรงบิดของมอเตอร์ได้



(n)



(ข)

รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลอย่างประมาณสำหรับคำนวณหากระแสฮาร์โมนิกส์

รีแอกแตนซ์ที่เกิดขึ้นที่ทำให้ฮาร์โมนิกส์ลำดับศูนย์ที่  $k^{\text{th}}$  โหลดจะมีค่า  $kX_0$  ถ้า  $X_0$  มีค่าน้อย และแรงดันที่ป้อนให้มีค่าองค์ประกอบของกระแสลำดับศูนย์มาก กระแสลำดับศูนย์จะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์มาก ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง อย่างไรก็ตาม กระแสลำดับศูนย์ จะไหลได้เฉพาะมอเตอร์ ที่ต่อแบบสตาร์มีสายนิวทรัลต่อระหว่าง แหล่งจ่ายไฟกับ โหลดมีจะนั้นแล้วไม่มีทางไหลกลับของกระแสลำดับศูนย์ ในทางปฏิบัติแล้ววงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปจะไม่กำเนิดแรงดันลำดับศูนย์ แต่ถ้ามีองค์ประกอบเหล่านี้เกิดขึ้นมากก็แก้ปัญหาโดยทำให้ อิมพีแดนซ์ลำดับศูนย์มีค่าเป็นอนันต์ โดยการตัดสายนิวทรัลออกไป

ในการวิเคราะห์การทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่ต่ำๆมากการประมาณวงจรมูลยฮาร์โมนิกส์ในรูปที่ 2.11 จะใช้ไม่ได้ เพราะว่าความต้านทานของขดลวด จะเป็นแพคเตอร์ที่สำคัญที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่ำๆ อย่างไรก็ตามการลดรูปนี้จะยอมรับได้ ถ้าความถี่ขององค์ประกอบมูลฐานมากกว่า 10 Hz

### 2.5.2 กระแสฮาร์โมนิกส์

เนื่องจาก  $S_k$  มีค่าใกล้เคียง 1 มากทุกๆ ความเร็วรอบของมอเตอร์จากหยุดนิ่งจนถึงซิงโครนัส วงจรสมมูลย์ของฮาร์โมนิกส์ในรูปที่ 2.10 ข จึงเป็นอิสระจากความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อมอเตอร์ ถูกป้อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันด้วยรูปคลื่นจำเพาะอย่างที่ว่าความถี่หนึ่งกระแสฮาร์โมนิกส์จะยังมีค่าคงที่ตลอดเงื่อนไขการทำงานของมอเตอร์ จากไม่มีโหลดจนถึงมีโหลดเต็มพิกัด และลดความเร็วลงจนหยุดนิ่ง กระแสองค์ประกอบมูลฐานที่สเตเตอร์จะคำนวณได้จากโหลดของมอเตอร์ และด้วยเหตุผลนี้องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่สัมพันธ์กับกระแสของเครื่องกล จึงมีค่าสูง ขณะทำงานมีโหลดเบาว่าขณะที่ทำงานเต็มพิกัด เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานกับรูปไซน์ปกติ

วงจรสมมูลย์อย่างประมาณในรูปที่ 2.11 ข จะมีลักษณะเดียวกับที่ใช้คำนวณกับรูปคลื่นไซน์ ปกติของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะลอคโรเตอร์ เมื่อกระแสของมอเตอร์ถูกจำกัดไว้โดยรีแอคแตนซ์ ร็วซิม ( $X_1 + X_2$ ) ดังนั้นขณะหยุดนิ่งหรือพฤติกรรมขณะสตาร์ทของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ แหล่งจ่ายรูปไซน์ก็เป็นการวัดสมรรถนะเชิงฮาร์โมนิกส์ (Harmonic performance) ของมอเตอร์ ถ้ามอเตอร์ใช้กระแสสตาร์ทสูงมันจะใช้กระแสฮาร์โมนิกส์จากแหล่งจ่ายแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์สูงด้วย เช่นกัน ถ้ามอเตอร์มีคาร์แอคแตนซ์ร็วซิมต่ำ ควรจะระมัดระวังเมื่อนำไปใช้กับแรงดันที่ไม่ใช่ไซน์ เพราะจะทำให้กระแสฮาร์โมนิกส์มีค่าสูงเกินอาจจะทำให้มอเตอร์มีความร้อนเกินได้ กระแสฮาร์โมนิกส์ที่สเตเตอร์ จะคำนวณได้จาก

$$I_k = V_k / Z_k \quad (2.48)$$

วงจรสมมูลย์โดยประมาณในรูปที่ 2.11 ข จะยอมรับได้และ

$$Z_k = (kX_1 + X_2)$$

ดังนั้น

$$I_k = V_k / (kX_1 + X_2) \quad (2.49)$$

สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับศูนย์  $Z_k = kX_0$

$$I_k = V_k / kX_0 \quad (2.50)$$

สูตรเหล่านี้จะทำให้การคำนวณกระแสฮาร์โมนิกส์ทำได้เร็ว เนื่องจากรูปคลื่นแรงดันที่ไม่ใช่ ไซน์มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่รู้ค่า ปกติแล้วจะไม่มีฮาร์โมนิกส์ที่ลำดับศูนย์และไม่มีฮาร์โมนิกส์คู่ เอกสาร ดังนั้น ค่า  $gms$  ของกระแสฮาร์โมนิกส์จะเป็น ศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 I_{har} &= [I_s^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots + I_k^2 + \dots]^{1/2} \\
 &= [\sum_{k=1}^{\alpha} I_k^2]^{1/2}
 \end{aligned} \tag{2.51}$$

ค่า rms ของกระแสเดเตอร์ทั้งหมดรวมทั้งกระแสองค์ประกอบมูลฐานจะเป็น

$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= [I_1^2 + I_s^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots + I_k^2 + \dots]^{1/2} \\
 &= [I_1^2 + I_{har}^2]^{1/2}
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

## 2.6 การสูญเสียที่มอเตอร์เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์

แรงดันที่ดับบลิวเอ็มที่เหมาะสมจะช่วยลดการสูญเสียที่ตัวมอเตอร์เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ได้ แต่การเลือกวิธีมอดูเลทโดยไม่ระวัง ก็จะทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นได้ การสูญเสียที่มอเตอร์มีดังนี้

### 2.6.1 การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์

กระแสฮาร์โมนิกส์ที่ไหลในขดลวดสเตเตอร์จะทำให้การสูญเสีย  $I^2 R$  เพิ่มขึ้น เมื่อไม่คิด สกิน-เอฟเฟค การสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์เมื่อป้อนแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ จะเป็นสัดส่วนกับค่ายกกำลังสองของกระแส rms การสูญเสียที่ขดลวดที่สเตเตอร์โดยรวมจะมีค่าดังนี้

$$P_1 = m_1 I_{rms}^2 R_1 \tag{2.53}$$

แทนค่า  $I_{rms}$  จากสมการที่ 2.52 จะได้

$$P_1 = m_1 (I_1^2 + I_{har}^2) R_1 \tag{2.54}$$

เมื่อเทอมที่สองแทนการสูญเสียที่ขดลวดเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ จากการทดลองพบว่าการเกิดขึ้นของกระแสฮาร์โมนิกส์จะมีผลให้เทอมขององค์ประกอบมูลฐานเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสร่างสนามแม่เหล็กเพิ่มขึ้น ผลดังกล่าวนี้จะทำให้มีการอิมิตัวของทางเดินของฟลักซ์รั่วซึม (Leakage flux) ของกระแสฮาร์โมนิกส์ในขณะนั้นเพิ่มขึ้น

### 2.6.2 การสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์

สมมติฐานที่ว่าค่าความต้านทานคงที่ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ใดๆนั้น เป็นเหตุผลที่ยอมรับได้สำหรับขดลวดสเตเตอร์ของเครื่องกลแบบลวดพัน (Wire-Wound Machine) สำหรับมอเตอร์ไฟไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลัขนาดใหญแล้วความต้านทานจะเพิ่มขึ้นพร้อมกับความถี่ ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปร่าง, ขนาด, และการวางตำแหน่งตัวนำในสลอตของสเตเตอร์อย่างไรก็ตามสกินเอฟเฟค ก็จะมีผลอย่างมากต่อโรเตอร์แบบกรงกระรอก (Cage rotor) ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานเพิ่มขึ้นอย่างมากตามความถี่ฮาร์โมนิกส์

เนื่องจากความต้านทานของโรเตอร์เป็นฟังก์ชันความถี่ของฮาร์โมนิกส์, การสูญเสียที่ลวดทองแดงของโรเตอร์จะคำนวณแยกกันในแต่ละฮาร์โมนิกส์ โดยทั่วไปที่ฮาร์โมนิกส์ที่  $k^{th}$  การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงของโรเตอร์จะมีค่าเป็น

$$P_{2k} = m_1 (I_{2k}^2) R_{2k} \quad (2.55)$$

ผลของสกินเอฟเฟคจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วซึมของโรเตอร์ลดลงอย่างเห็นได้ชัด ค่าความเหนี่ยวนำรั่วซึมโดยรวมของมอเตอร์ที่ความถี่สูง โดยปกติจะมีค่าประมาณ 80 หรือ 90 เปอร์เซ็นต์ของค่าตามพิกัดความถี่ การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงเนื่องจากฮาร์โมนิกส์โดยรวมแล้วจะหาได้ยาก ผลรวมของการสูญเสียที่เกิดจากแต่ละฮาร์โมนิกส์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไป การสูญเสียที่ขดลวดทองแดงที่โรเตอร์ที่เพิ่มขึ้นมา เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้ลดประสิทธิภาพลงเมื่อใช้กับแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปไซน์

### 2.6.3 การสูญเสียที่แกนเหล็กเนื่องจากฮาร์โมนิกส์

การสูญเสียที่แกนเหล็กในเครื่องกลไฟฟ้า จะเพิ่มขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่ป้อนมาในแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสเช่นเดียวกัน ดังที่ได้อธิบายมาแล้วว่ารูปคลื่น mmf ของไทม์ฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นในช่องอากาศจากแต่ละกระแสฮาร์โมนิกส์ในสเตเตอร์ รูปคลื่น mmf ของไทม์ฮาร์โมนิกส์เหล่านี้จะหมุนตามหรือสวนทางที่ความเร็วเป็นจำนวนเท่าของความเร็วองค์ประกอบมูลฐาน อย่างไรก็ตามผลของฟลักซ์ที่ช่องอากาศซึ่งเกิดจากไทม์ฮาร์โมนิกส์ มีค่าน้อยสามารถละทิ้งการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียที่แกนเหล็กได้

การสูญเสียเนื่องจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศ อันเนื่องจากสเปซฮาร์โมนิกส์ก็ละทิ้งได้เช่นกัน แต่ฟลักซ์รั่วซึมที่ปลายตัวนำ (End-leakage flux) และฟลักซ์รั่วซึมจากการวางตัวนำเฉียง (Skew-leakage flux) ซึ่งปกติจะทำให้เกิดการสูญเสียสเตรย์โหลด (Stray load) อาจจะทำให้เกิดการสูญเสียที่แกนเหล็กที่เห็นผลได้ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ ด้วยเหตุผลต่างๆเหล่านี้จะต้องนำไปพิจารณาพร้อมกับมอเตอร์ที่ทำงานด้วยแหล่งจ่ายที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ การสูญเสียจากฟลักซ์รั่วซึมที่ปลายตัวนำเป็นการสูญเสียแบบกระแสไหลวน (Eddy current) ในแผ่นลามิเนต (laminated) เนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลักซ์รั่วซึมที่ด้านปลายขดลวดซึ่งอยู่ในแผ่นลามิเนตในทิศทางตั้งฉาก ผลของการรั่วซึมที่ปลายจะปรากฏในทั้งขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์

## 2.7 ฮาร์โมนิกส์ของแรงบิด

รูปคลื่น mmf ของโถมฮาร์โมนิกส์ในช่องอากาศ จะยังผลให้ฮาร์โมนิกส์ของแรงบิดเพิ่มขึ้นในโรเตอร์ แรงบิดนี้แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ ฮาร์โมนิกส์ของแรงบิดในสภาวะสงบนิ่งและระลอกฮาร์โมนิกส์ของแรงบิด

### 2.7.1 ฮาร์โมนิกส์ของแรงบิดในสภาวะสงบนิ่ง

แรงบิดคงที่หรือแรงบิดสภาวะสงบนิ่งจะถูกสร้างขึ้นมา โดยปฏิกิริยาของฮาร์โมนิกส์ของ mmf ที่โรเตอร์ หรือกระแสที่ลำดับเดียวกัน อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิกส์ของแรงบิดในสภาวะสงบนิ่งเหล่านี้จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพิคัดแรงบิด สามารถละทิ้งผลที่มีต่อการทำงานของมอเตอร์ได้ ซึ่งจะตรวจสอบได้โดยการคำนวณแรงบิด โดยใช้วงจรมูลฐานของฮาร์โมนิกส์เข้าช่วยแรงบิดขององค์ประกอบมูลฐานจะคำนวณได้จากวงจรมูลฐานขององค์ประกอบมูลฐาน ดังนี้

$$T_1 = (1/2\pi f_1)(I_2^2)R_2 / S_1 \quad (2.56)$$

ในการทำงานเดียวกันฮาร์โมนิกส์ของแรงบิดลำดับที่  $k^{th}$ ,  $T_k$  ก็สามารถคำนวณได้จากวงจรมูลฐานของรูปที่ 2.10 ข

$$T_k = \pm(1/2\pi f_1)(I_{2k}^2)R_{2k} / S_k \quad (2.57)$$

เมื่อแรงบิดตาม(Forward torque) เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ลำดับบวกแทนด้วยบวกและแรงบิดสวนกลับ (Reward torque) เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ที่ลำดับลบ แทนด้วยเครื่องหมายลบ

สลิตขององค์ประกอบมูลฐาน จะมีค่าน้อยที่การทำงานเต็มพิคัดปกติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังนั้นสมการที่ 2.51 สำหรับสลิตของฮาร์โมนิกส์จะเป็น

$$S_k = (k \pm 1) / k \quad (2.58)$$

แทนในสมการที่ 2.57

$$T_1 = \pm(1/2\pi f_1)Pm_1(I_{2k})^2 R_{2k} / (k \pm 1) \quad (2.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อรวมผลฮาร์มอนิกของแรงบิดจากแหล่งจ่ายทั้งหมดเข้าด้วยกันแล้ว ผลของฮาร์มอนิกของแรงบิดภาวะสงบนิ่งลำดับที่ 5 และลำดับที่ 7 จะมีทิศทางตรงกันข้ามกันจึงทำให้แรงบิดลัพธ์ขนาดเล็ก และมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงบิดของมอเตอร์จากองค์ประกอบมูลฐาน ฮาร์มอนิกลำดับที่ 11 และลำดับ 13 ก็จะมีลักษณะทำนองเดียวกัน จึงทำให้ผลโดยรวมของฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายสามารถละทิ้งได้

### 2.7.2 ระลอกฮาร์มอนิกของแรงบิด

องค์ประกอบการกระเพื่อมของแรงบิดจะเกิดจากปฏิริยาของฮาร์มอนิกจาก mmf ที่โรเตอร์กับฮาร์มอนิกจากการหมุนของฟลักซ์ที่ต่างลำดับกัน ดังที่แสดงให้เห็นแล้วว่าฮาร์มอนิกจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศนั้นมีค่าน้อย และการกระเพื่อมของแรงบิดที่เด่นชัดจะเกิดจากการกระทำร่วมกันระหว่างฮาร์มอนิกจากกระแสโรเตอร์ หรือ mmf และการหมุนของฟลักซ์ขององค์ประกอบมูลฐาน ตัวอย่างเช่น ฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 จากกระแสสเตเตอร์ จะทำให้เกิดระบบที่มีลำดับเป็นลบและสร้างรูปคลื่น mmf องค์ประกอบมูลฐานที่หมุนเป็น 5 เท่าของความเร็วเชิงโคโรนัลขององค์ประกอบมูลฐาน ในทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กขององค์ประกอบมูลฐานกระแสโรเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นมาโดยสนามแม่เหล็กจากโหม้ฮาร์มอนิกนี้ต้านกับสนามแม่เหล็กหมุนขององค์ประกอบมูลฐาน ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงบิดเป็น 6 เท่า ของความถี่องค์ประกอบมูลฐาน เพราะว่า ความเร็วรอบสัมพัทธ์ของรูปคลื่น mmf ของโรเตอร์และองค์ประกอบมูลฐานของสนามแม่เหล็กที่ช่องอากาศจะเป็น 6 เท่า ของความเร็วเชิงโคโรนัล

ฮาร์มอนิกที่ 7 ของกระแสสเตเตอร์ก็จะสร้างระลอกแรงบิดเป็น 6 เท่าของความถี่องค์ประกอบมูลฐานเช่นกัน แต่ฮาร์มอนิกที่ 7 มีลำดับเฟสเป็นบวกและดังนั้นจึงสร้างสนามแม่เหล็กของโหม้ฮาร์มอนิกที่หมุนเป็น 7 เท่าของความเร็วเชิงโคโรนัลในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กขององค์ประกอบมูลฐานความเร็วสัมพัทธ์ของสนามแม่เหล็กที่ช่องอากาศและฮาร์มอนิกของ ที่โรเตอร์จะเป็น 6 เท่าของความเร็วเชิงโคโรนัลและระลอกของแรงบิดทั้งสองที่เป็น 6 เท่าของความถี่องค์ประกอบมูลฐานจะรวมกันสร้างการกระเพื่อมขึ้นในแรงบิดที่เกิดจากแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic torque) ที่สร้างขึ้นโดยมอเตอร์ทำนองเดียวกันฮาร์มอนิกที่ 11 และ 13 จะสร้างฮาร์มอนิกที่ 12 ของระลอกแรงบิด

ระลอกแรงบิดจะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ แต่จะทำให้ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์แปรไประหว่างการหมุนที่ความเร็วรอบต่ำมากๆ การหมุนของมอเตอร์จะเป็นแบบตะกุกตะกัก หรือเป็นขั้นๆและการทำงานในย่านความเร็วรอบต่ำๆ จะต้องทำให้รูปคลื่นเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีคุณภาพดีขึ้น โดยกำจัดฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆออกไป

แรงบิดองค์ประกอบมูลฐานสามารถเขียนได้ดังนี้

$$T = K\phi_1 I_2 \cos \delta_2$$

ในรูปแบบต่อหน่วยสมการของแรงบิดองค์ประกอบมูลฐานจะเป็น

$$T = \phi_1 I_2 \cos \delta_2$$

ในการทำงานเดียวกันรูปแบบต่อหน่วยของสมการที่ 2.13 จะเป็น

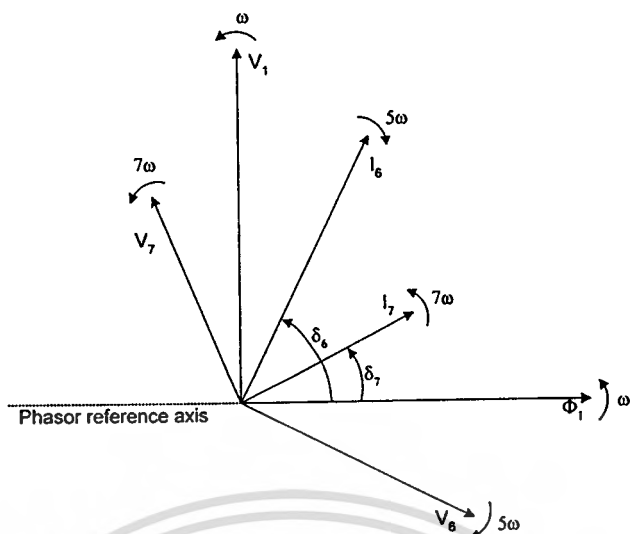
$$T = \phi_1 I_2 \sin \delta_2$$

$$T = \phi_1 I_1 \sin \delta_1$$

แรงบิดมอเตอร์ที่เป็นบวกจะเกิดขึ้นเมื่อกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  นำหน้าฟลักซ์  $\phi_1$  เป็นมุมแรงบิด  $\delta_1$  และ  $\delta_2$  ตามลำดับ สมการเหล่านี้สามารถนำไปใช้คำนวณหาแอมพลิจูดของระลอกแรงบิดได้ เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสองค์ประกอบมูลฐาน ฮาร์โมนิกส์ที่ 5, 7 เขียนได้ ดังในรูปที่ 2.12 โดยกำหนดให้  $\phi_1$  วางอยู่ในแกนอ้างอิงของเฟสเซอร์

สมมติว่า แรงดันองค์ประกอบมูลฐาน  $V_1$  มีเฟสตรงกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ  $E_1$  ที่สเตเตอร์แล้วฟลักซ์  $\phi_1$  จะล่าหลัง  $V_1$  ไป 90 องศา เมื่อไม่คิดค่าความต้านทานของเครื่องกลที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ และไม่คิดฮาร์โมนิกส์จากกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก เนื่องจากวงจรสมมูลย์ของฮาร์โมนิกส์เป็นรีแอกติฟล้วน กระแสฮาร์โมนิกส์ที่สเตเตอร์จะล่าหลังแรงดันที่ฮาร์โมนิกส์เดียวกันเป็นมุม 90 องศา

จากรูปที่ 2.12 กระแสฮาร์โมนิกส์ หรือ mmf,  $I_s$  จะนำหน้าฟลักซ์องค์ประกอบมูลฐาน  $\phi_1$  เป็นมุมแรงบิด  $\delta_s$  โดยเปรียบเทียบกับเฟสเซอร์ไดอะแกรมขององค์ประกอบมูลฐานคลื่นเหล่านี้จะกระทำกันเพื่อผลิตแรงบิดมอเตอร์ค่าบวก มีค่า



รูปที่ 2.12 เฟสเซอร์ไดอะแกรมที่รวมเอาองค์ประกอบมูลฐาน, ฮาร์โมนิกส์ที่ 5, 7 เข้าด้วยกัน

$$T = \phi_1 I_s \sin \delta_s$$

เมื่อปริมาณทั้งหมดอยู่ในแบบต่อหน่วย

อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากเวลา  $t$  มุม  $\delta_s$  จะลดลงด้วยอัตรา  $6\omega$  มุม  $\delta_s$  ในช่วงเริ่มต้นจะกลายเป็น  $(\delta_s - 6\omega t)$  ดังนั้น

$$T = \phi_1 I_s \sin(\delta_s - 6\omega t) \quad (2.60)$$

ในการทำงานเดียวกัน กระแสฮาร์โมนิกส์ที่ 7,  $I_7$  จะนำหน้าฟลักซ์ขององค์ประกอบพื้นฐาน  $\phi_1$  ด้วยมุมแรงบิด  $\delta_7$  ซึ่งจะเพิ่มขึ้นด้วยอัตรา ดังนั้นจึงมีองค์ประกอบแรงบิดที่เป็นบวกเพิ่มขึ้น

$$T = \phi_1 I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t) \quad (2.61)$$

จะเห็นได้ว่า แต่ละองค์ประกอบแรงบิด จะมีระลอกด้วยความถี่เชิงมุมเป็น และฮาร์โมนิกส์ที่ 6 ทั้งหมดของระลอกแรงบิดจะคำนวณได้โดยการรวมเข้าด้วยกัน ดังนั้น

$$\begin{aligned} T &= \phi_1 [I_5 \sin(\delta_5 - 6\omega t) + I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t)] \\ &= \phi_1 [I_5 \sin \delta_5 + I_7 \sin \delta_7] \cos(6\omega t) - (I_5 \sin \delta_5 - I_7 \sin \delta_7) \sin(6\omega t) \end{aligned} \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลลัพธ์อาจเขียนในรูป

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 - \delta_7)]^{1/2} \cos(6\omega t + \beta) \quad (2.63)$$

เมื่อ

$$\tan \beta = (I_5 \cos \delta_5 - I_7 \cos \delta_7) / (I_5 \sin \delta_5 + I_7 \sin \delta_7)$$

ฮาร์โมนิกส์ที่ 6 ขององค์ประกอบแรงบิดที่เพิ่มขึ้นมาเกิดจากกริยาร่วมกันของฮาร์โมนิกส์ที่ 5 และ 7 ของฟลักซ์ที่ช่องอากาศกับองค์ประกอบมูลฐานของ mmf ที่ โรเตอร์ แต่ปกติแล้วจะมีค่าน้อยมากแอมพลิจูดของระลอกแรงบิดฮาร์โมนิกส์ที่ 6 จะคำนวณได้จากสมการ 2.63 คือ

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 - 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 + \delta_7)]^{1/2} \quad (2.64)$$

จากการวิเคราะห์ในทำนองเดียวกันนี้ จะได้แอมพลิจูดต่อหน่วยของแรงบิดฮาร์โมนิกส์ที่ 12 เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ 11 และ 13 เป็น

$$T_{12} = \phi_1 [I_{11}^2 + I_{13}^2 - 2I_{11} I_{13} \cos(\delta_{11} + \delta_{13})]^{1/2} \quad (2.65)$$

โดยทั่วไปแล้ว กระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $k = (6n - 1)$  และ  $(6n + 1)$  เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเต็มจะทำให้เกิดระลอกแรงบิดที่มีลำดับ  $6n$  ด้วยแอมพลิจูดเป็นค่าต่อหน่วยดังนี้

$$T_{6n} = \phi_1 [I_{6n-1}^2 + I_{6n+1}^2 - 2I_{6n-1} I_{6n+1} \cos(\delta_{6n-1} + \delta_{6n+1})]^{1/2} \quad (2.66)$$

## 2.8 การทำงานโดยใช้ V/F ที่ชั่วมีค่าคงที่

สมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในสภาวะสงบนิ่งจะวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูลขององค์ประกอบมูลฐาน ในรูปที่ 2.1 สำหรับการทำงานที่รูปคลื่นไซน์ปกติ โดยทั่วไปจะไม่คิดสกินแอฟเฟค ดังนั้นความต้านทานจึงเป็นอิสระกับความถี่ ในขณะที่คาร์รีแอกแตนซ์จะมีค่าแปรอย่างเป็นสัดส่วนกับความถี่ ด้วยเหตุผลนี้จึงไม่คิดค่าการสูญเสียที่แกนเหล็กด้วย ดังนั้นส่วนของวงจรมแม่เหล็ก จึงประกอบด้วยรีแอกแตนซ์จากการสร้างสนามแม่เหล็ก ( $X_m$ ) อย่างเดียว การหมุนของรูปคลื่นฟลักซ์ในช่องอากาศจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดสเตเตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้จะน้อยกว่าแรงดันที่ป้อนให้มอเตอร์ เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อม

อิมพีแดนซ์รีแอกทีฟ  $(R_1 + jX_1)_1$  เพราะว่าคลื่นของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของสเปซฮาร์โมนิกส์ไม่นำมาคิดการหมุนของฟลักซ์ จึงมีการกระจายเป็นรูปคลื่นไซน์ และการคล่องของฟลักซ์ในขดลวดสเตเตอร์แต่ละชุด มีการแปรผันตามเวลา ในลักษณะไซน์ ถ้า  $\phi$  ใช้แทนองค์ประกอบมูลฐานของฟลักซ์ต่อขั้วสนามแม่เหล็กหมุน การคล่องของฟลักซ์ชั่วขณะที่ขดลวดที่พันแบบเต็มระยะ (Full span) จะเป็น

$$\phi = \phi_1 \sin \omega_1 t \quad (2.67)$$

เมื่อ  $\omega_1 = 2\pi f_1$  เป็นความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายแรงดัน ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อรอบจะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} e &= d\phi / dt \\ &= \omega_1 \phi_1 \cos \omega_1 t \end{aligned} \quad (2.68)$$

ค่า rms ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์จะคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{\omega_1 \phi_1 K_w N_1}{2} \\ &= 4.44 K_w f_1 N_1 \phi_1 \end{aligned} \quad (2.69)$$

ถ้า  $K_w$  มีค่าเป็น 1 แล้ว สมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของหม้อแปลงทั่วไป ก็สามารถนำมาใช้ได้ สำหรับมอเตอร์หรือหม้อแปลง  $\phi_1$  จะเป็นสัดส่วนกับ  $E_1 / \omega_1$  หรือ  $E_1 / f_1$

เพื่อให้การนำไปใช้งานมีประสิทธิภาพ ฟลักซ์ที่ช่องอากาศของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องรักษาให้มีค่าคงที่ทุกความถี่ ฟลักซ์ที่ช่องอากาศจะมีค่าคงที่เมื่ออัตราส่วน  $E_1 / f_1$  มีค่าคงที่ แต่ถ้าหากว่าแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รีแอกทีฟที่สเตเตอร์มีค่าน้อยแล้ว  $V_1$  และ  $E_1$  จะมีค่าประมาณเท่ากัน ด้วยเหตุนี้ ฟลักซ์ที่ช่องอากาศจะมีค่าเกือบคงที่เมื่ออัตราส่วน  $V_1 / f_1$  มีค่าคงที่ นี่เป็นวิธีการทำงานในโหมดแรงดัน ต่อความถี่ที่มีขั้วมีค่าคงที่ ซึ่งปกติจะใช้ในระบบรูปเปิด ข้อเสียก็คือ สมรรถนะของมอเตอร์จะต่ำลงที่ความถี่ต่ำ เมื่อฟลักซ์ที่ช่องอากาศลดลงเพราะว่ามีแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รีแอกทีฟ

### 2.8.1 คุณลักษณะแรงบิด

จากวงจรสมมูลย์ ของรูปที่ 2.1 จะเขียนสมการเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$V_1 = (R_j + jx)I_1 + \left[\frac{R_2}{S + jX_2}\right]I_2 \quad (2.70)$$

$$jX_m(I_1 - I_2) = \left[\frac{R_2}{S + jX_2}\right]I_2 \quad (2.71)$$

สมการที่ 2.7 สามารถเขียนให้อยู่ในรูป

$$T = \frac{(1/\omega_1)Pm I_2^2 R_2}{S} \quad (2.72)$$

จากนิยาม

$$S = (1/\omega_1)(\omega_1 - \omega_m) \quad (2.73)$$

เมื่อ  $\omega_1$  และ  $\omega_m$  กำหนดให้มีหน่วยเดียวกัน เป็นเรเดียนวินาที โดย  $\omega_1 = 2\pi f_1$  เป็นความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่าย

ถ้า  $f_2$  เป็นความถี่ที่โรเตอร์ ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับความถี่ที่สเตเตอร์  $f_1$  แล้ว

$$\begin{aligned} S &= f_2 / f_1 \\ &= \omega_2 / \omega_1 \end{aligned} \quad (2.74)$$

เมื่อ  $\omega_2 = 2\pi f_2$

ผลต่างความเร็ว นั้นเรียกว่าความเร็วรอบสลิป จาก สมการที่ 2.73 และ 2.74 จะได้

$$\begin{aligned} \omega_1 - \omega_m &= \omega_2 \\ &= S\omega_1 \end{aligned} \quad (2.75)$$

ดังนั้นความเร็วรอบสลิปเป็นเรเดียนไฟฟ้าต่อวินาที จึงเท่ากับความถี่เชิงมุมของโรเตอร์  $\omega_2$

จากสมการที่ 2.71, 2.72, 2.73 และ 2.74 แรงบิดของมอเตอร์สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ

แรงดัน  $V$  และความถี่เชิงมุม  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T = \frac{Pm_1 [V_1 / \omega_1]^2 \omega_2 X_m^2}{\{R_2 [A^2 + B^2]\}} \quad (2.76)$$

เมื่อ  $A = R_1 - (\omega_2 / \omega_1)(X_{11} X_{22} - X_m^2)$

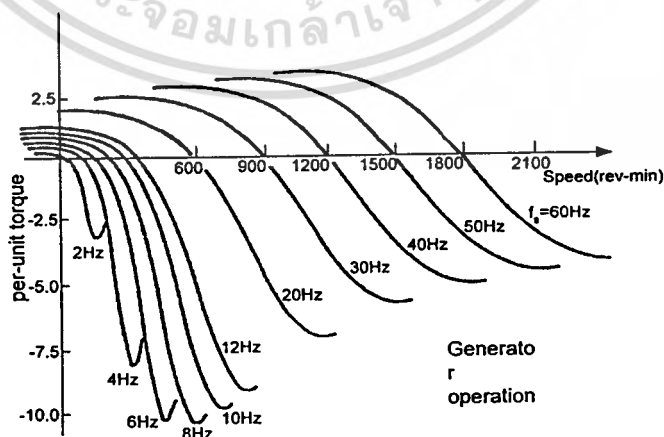
$$B = X_{11} + (X_{11} + \omega_2 R_1 X_{22} / \omega_1 R_2)$$

$$X_{11} = X_1 + X_m$$

$$X_{22} = X_2 + X_m$$

ในรูปที่ 2.13 แสดงถึงคุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็วรอบของการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับความถี่ได้ จะพบความถี่ที่ต่ำกว่า 10 Hz นั้นแรงบิดสูงสุดจะลดลงอย่างมากทั้งนี้เนื่องจากฟลักซ์ที่ช่องอากาศลดลง ซึ่งเป็นผลมาจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์รั่วซึม มีค่าสูงเมื่อเทียบกับแรงดันองค์ประกอบมูลฐานซึ่งไม่สามารถละทิ้งได้

ในช่วงที่เป็นเครื่องกำเนิดแบบเหนี่ยวนำ ตัวเครื่องกลจะทำงาน โดยให้กำลังงานไหลย้อนกลับ และมีแรงดันย้อนกลับตกคร่อมที่สเตเตอร์ มีผลให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ  $E_1$  มีค่าสูงขึ้นและฟลักซ์ที่ช่องอากาศก็มีค่าสูงขึ้นด้วย ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดแรงบิดของเครื่องกำเนิดอย่างมาก อย่างไรก็ตาม คุณสมบัติในรูปที่ 2.13 จะใช้หลักการของวงจรมูลฐานเชิงเส้นของรูปที่ 2.1 ซึ่งไม่คิดการอิ่มตัวของแม่เหล็ก ในทางปฏิบัติแล้ว ผลของการอิ่มตัวนี้ จะทำให้แรงบิดการเบรคในช่วงเป็นเครื่องกำเนิดมีค่าน้อยกว่าทางทฤษฎี ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 คุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็วรอบของการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความถี่ได้ด้วยการให้อัตราส่วน V/F มีค่าคงที่ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงการทำงานของมอเตอร์การอิมตัวจะไม่เกิดขึ้น โดยการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่นั้น มีผลทำให้ฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าค่อนข้างจะคงที่ โดยจากรูปจะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ต่ำ จะเห็นว่า มอเตอร์ไม่สามารถรับโหลดได้ตามพิกัดที่ต้องการ เนื่องจากฟลักซ์ของช่องอากาศในมอเตอร์ไม่คงที่ ซึ่งเป็นผลที่ไม่น่าพอใจนัก

จากรูปที่ 2.13 แสดงคุณลักษณะของแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ทำงานได้ในช่วงที่เสถียร จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเป็นกราฟแรงบิดและความเร็วรอบ โดยความถี่ที่เปลี่ยนไปจะเป็นตัวกำหนดความเร็วเชิงโคโรนัสใหม่ ซึ่งจะมีผลให้รับแรงบิดได้ต่ำลงเรื่อยๆ และกำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ก็จะเป็นไปตามทฤษฎี

จากสมการที่ 2.76 สามารถนำไปใช้คำนวณหาแรงบิดมอเตอร์ได้ แรงบิดเบรคดาวน์จะปรากฏที่ ความถี่โรเตอร์เฉพาะค่า เรียกว่าความถี่เบรคดาวน์ โรเตอร์

โดยการดิฟเฟอเรนเชียล สมการที่ 2.76 เทียบกับ  $\omega_2$  และให้มีค่าศูนย์ ความถี่เบรคดาวน์โรเตอร์จะเป็น

$$\omega_{2b} = \pm \omega_1 R_2 [(R_1^2 + X_{11}^2) / \{(X_{11} X_{22} - X_m^2)^2 + R_1^2 X_{22}^2\}]^{1/2} \quad (2.77)$$

เครื่องหมายบวกและลบใช้แทน การทำงานเมื่อทำงานเป็นมอเตอร์ และเครื่องกำเนิดตามลำดับ ถ้า  $X_m$  มีค่ามากกว่า  $X_2$  และ  $X_2$  มากๆ แล้วสมการที่ 2.27 จะลดลงเป็น

$$\omega = \pm \omega_1 R_2 / [(R_1^2 + (X_1 + X_2)^2)]^{1/2} \quad (2.78)$$

แรงบิดเบรคดาวน์สามารถคำนวณได้ด้วยการแทนค่า  $Q_{2b}$  แทน  $Q_2$  ในสมการที่ 2.76 แรงบิดเริ่ม สตาร์ทได้โดยให้  $\omega_1$  เท่ากับ  $\omega_{2b}$  ในสมการที่ 2.77

## 2.9 การทำงานเมื่อฟลักซ์ที่ช่องอากาศคงที่

เพื่อให้แรงบิดมีค่าสูงตลอดค่าความเร็ว ฟลักซ์ที่ช่องอากาศควรรักษาให้มีค่าคงที่ และไม่ยอมให้ลดลงที่ค่าความถี่ต่ำ ค่าคงที่ทำได้ถ้าหากว่า emf ที่ช่องอากาศ  $E_1$  ไม่ใช่แรงดันที่ขั้ว  $V_1$  นั้นได้รับการปรับอย่างเป็นเชิงเส้นกับความถี่

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.1 ฟลักซ์ที่ช่องอากาศจะเป็นสัดส่วนกับ  $E_1 / \omega_1$  ดังนั้นจึงเป็นสัดส่วนกับผลคูณ  $L_m I_m$  จากสมการ (2.79) ถ้า  $L_m$  มีค่าคงที่ และไม่มีผลจากการอิมตัว ฟลักซ์ที่ช่องอากาศจะเป็นสัดส่วนกับ  $I_m$  ฟลักซ์ที่ช่องอากาศที่คงที่ ต้องการกระแสสร้างสนามแม่เหล็กที่คงที่ตลอดช่วงความเร็ว และโหลด ในทางปฏิบัติ  $I_m$  อาจจะรักษาให้มีค่าคงที่ที่พิกัดตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของการทำงานที่โหลดเต็มที่ปกติ ที่พิกัดแรงดัน และความถี่ นอกจากนี้  $I_m$  อาจจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย ตามลักษณะการทำงานขณะไม่มีโหลดที่พิกัดแรงดัน และความถี่

$$\begin{aligned} E_1 &= jX_m I_m \\ &= j\omega_1 L_m I_m \end{aligned} \quad (2.79)$$

นอกจากนี้จากวงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.1 กระแสโรเตอร์  $I_m$  จะคำนวณได้จากสมการ

$$I_2 = E_1 / [R_2 / S)^2 + X_2^2]^{1/2} \quad (2.80)$$

$$I_2 = [E_1 / \omega_1] \omega_2 / [(R_2)^2 + (\omega_2 L_2)^2]^{1/2} \quad (2.81)$$

ถ้าฟลักซ์ของอากาศมีค่าคงที่ แล้ว  $E_1 / \omega_1$  จะมีค่าคงที่ และกระแสโรเตอร์  $I_2$  จะเป็นฟังก์ชันของความถี่โรเตอร์  $\omega_2$  เท่านั้น และเป็นอิสระจากความถี่แหล่งจ่าย  $\omega_1$

### 2.9.1 คุณสมบัติแรงบิด

สมการที่ 2.81 สามารถแทนในสมการที่ 2.61 เพื่อให้ได้สมการแรงบิดเป็นดังนี้

$$T = Pm_1 [E_1 / \omega_1]^2 [\omega_2 R_2 / (R_2^2 + (\omega_2 L_2)^2)] \quad (2.82)$$

ในรูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติ แรงบิด-ความเร็วรอบ สำหรับการทำงานที่ปรับความถี่ได้ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งฟลักซ์ในช่องอากาศมีการรักษาให้คงที่ ที่ค่าเดียวกับการทำงานขณะไม่มีโหลดที่พิกัดแรงดัน และความถี่ จะเห็นว่า แรงบิดเบรคดาวน์ จะเป็นค่าเดียวกับที่ความถี่แหล่งจ่ายทุกๆค่าและมอเตอร์จะมีความสามารถให้แรงบิดที่ตลอดเต็มช่วงความเร็ว จึงไม่เกิดปัญหาสมรรถนะตกที่ความถี่ต่ำ ทำการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ 2.82 เทียบกับ  $\omega_1$  และให้สมการมีค่าเท่ากับศูนย์จะได้ความถี่เบรคดาวน์ที่โรเตอร์เป็น

$$\omega_{2b} = \pm R_2 / L_2 \quad (2.83)$$

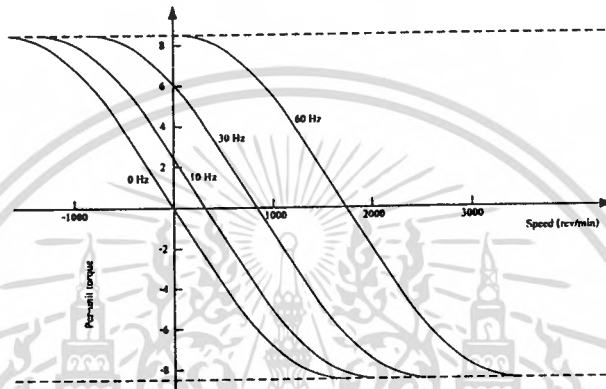
นำไปแทนในสมการที่ 2.82 จะได้แรงบิดเบรคดาวน์เป็น

$$T_b = \mp Pm_1 [E_1 / \omega_1]^2 (1/2L_2)^2 \quad (2.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10 การทำงานโดยให้แรงดันมีค่าคงที่

การทำงานของมอเตอร์ในย่านแรงบิดคงที่ จะต้องแปรค่าแรงดันไฟพร้อมกับความถี่เพื่อควบคุมฟลักซ์ให้มีค่าคงที่ ย่านการควบคุมนี้สิ้นสุดที่แรงดันและความถี่มีค่าตามพิกัด อย่างไรก็ตามอินเวอร์เตอร์ก็สามารถจ่ายแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ที่ความถี่สูงกว่าได้ วิธีนี้จะทำให้มอเตอร์มีความเร็วรอบสูงขึ้นกว่าความเร็วมาตรฐาน แต่จะต้องลดแรงบิด ที่มอเตอร์สามารถจ่ายได้ลงด้วยอัตราส่วน  $V/F$  ลง การทำงานในย่านนี้เรียกว่า ย่านกำลังงานคงที่



รูปที่ 2.14 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วรอบสำหรับการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ปรับความถี่ได้ โดยการควบคุมให้ฟลักซ์มีค่าคงที่

### 2.10.1 คุณลักษณะแรงบิด

ในย่านการทำงานที่ความถี่สูง กระแสที่สเตเตอร์จะมีค่าดังนี้

$$I_2 = V_1 / [(R_2 / S)^2 + (X_1 + X_2)^2]^{1/2} \quad (2.85)$$

แทน  $I_2$  ในสมการที่ 2.72 ได้

$$T = (Pm_1 / \omega_1) (V_1^2 / [(R_2 / S)^2 + (X_1 + X_2)^2]) (R_2 / S) \quad (2.86)$$

และแทน  $S$  จากสมการที่ 2.74 จะได้สมการแรงบิดดังนี้

$$T = (Pm_1 / \omega_1^2) (V_1^2 \omega_2 R_2 / [R_2^2 + \omega_2^2 (L_1 + L_2)^2]) \quad (2.87)$$

เมื่อ  $(L_1 + L_2)$  เป็นค่าความเหนี่ยวนำรั่วซึมทั้งหมดของมอเตอร์ ทำการดิฟเฟอเรนเชียล สมการที่ 2.87 เทียบกับ  $\omega_2$  และให้มีค่าเป็นศูนย์ ความถี่เบรกดาวน์ของโรเตอร์  $\omega_{2b}$  ที่ความถี่สเตเตอร์  $\omega$  สามารถคำนวณได้จาก

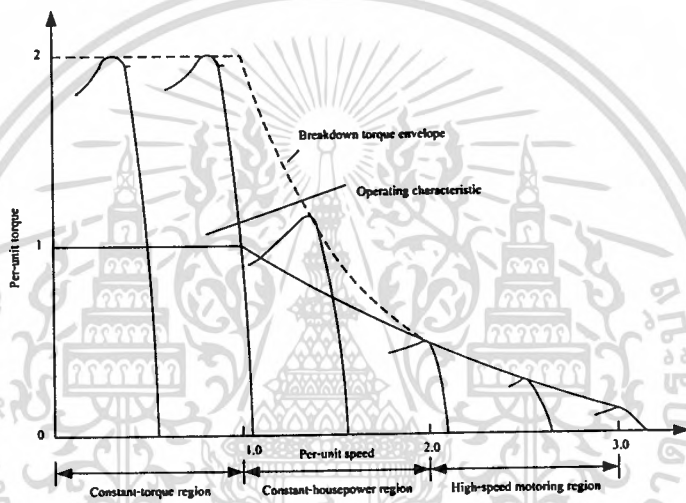
ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{2b} = +R_2 / (L_1 + L_2) \tag{2.88}$$

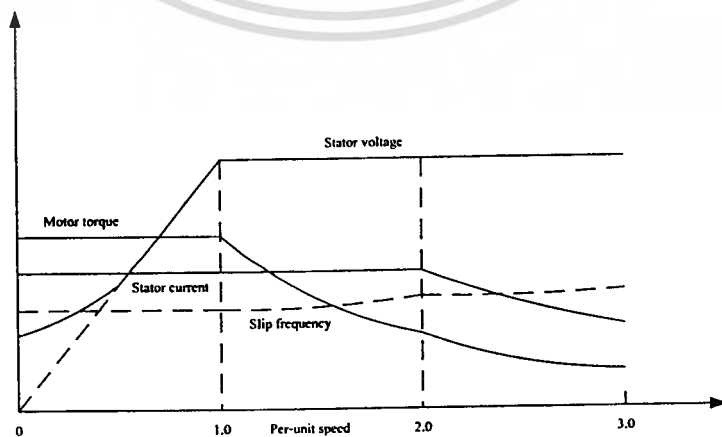
แทนสมการที่ 2.88 ใน 2.87 จะได้แรงบิดเบรกดาวน์เป็น

$$T_b = +(Pm_1 / \omega_1^2)(V_1^2)(1/2(L_1 + L_2)) \tag{2.89}$$

เมื่อนำเอาการทำงานแต่ละย่านมารวมกัน จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด - ความเร็วดังแสดงในรูปที่ 2.15 และ 2.16



รูปที่ 2.15 แสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว ที่มีการปรับแรงดันและปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสาร **รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ** ซึ่งเป็นการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# อินเวอร์เตอร์หลายระดับและเทคนิค RBM

สำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและเทคนิคต่างๆที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย เช่น อินเวอร์เตอร์หลายระดับ ในงานวิจัยนี้จะใช้คาสเคดอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงถูกแยกในแต่ละเซลล์ วิธีการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ แบบลงคิกไทม์ การหามุมสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับด้วยวิธีนิวเมอริคอล เพื่อกำจัดฮาร์มอนิกที่ต้องการ รวมถึงรูปแบบของสัญญาณ RBM ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับเพื่อนำไปใช้ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### 3.1 อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบแหล่งจ่ายแรงดัน

#### ( Multilevel Voltage Source Inverter )

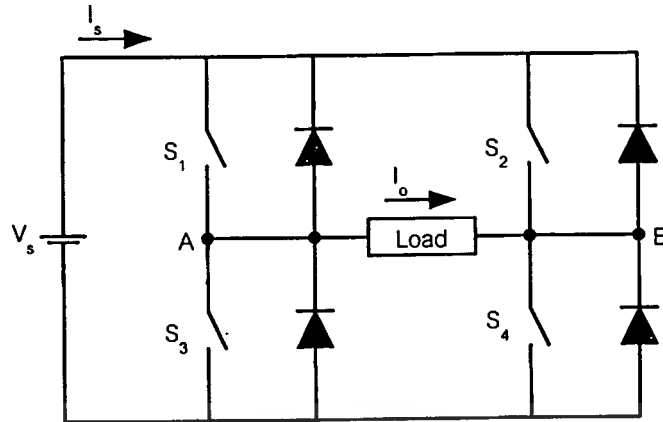
ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบแหล่งจ่ายแรงดันถูกใช้อย่างกว้างขวางในภาคอุตสาหกรรม เช่น เอซีเพาเวอร์ฟลักซ์พลาสมา, ตัวชดเชย Static VAR และใช้ในระบบขับเคลื่อนเป็นต้น ซึ่งข้อดีที่เห็นเด่นชัดของอินเวอร์เตอร์หลายระดับคือ ช่วยลดฮาร์มอนิกของรูปคลื่นเอาต์พุต และลดค่าความถี่สวิตช์ [2], [3], [4] จากการศึกษาพบว่าอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบ่งตามโครงสร้างได้ 3 ประเภท คือ อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ (Diode-Clamped Multilevel Inverter), อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดฟลายอิง-คาปาซิเตอร์ (Flying-Capacitor Multilevel Inverter) และอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดใช้การคาสเคดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบเซฟเฟอเรท ดีซี ซอร์ส (Cascaded-Inverters with Separated DC Sources)

ในวิทยานิพนธ์จะใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดการใช้คาสเคดอินเวอร์เตอร์แบบเซฟเฟอเรท ดีซี ซอร์ส ดังนั้นจึงต้องศึกษาโครงสร้างและรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้

#### 3.1.1 ฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (Full-bridge Inverter)

##### 3.1.1.1 โครงสร้างของฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์

จำนวนระดับขั้นแรงดันที่น้อยที่สุดของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดใช้การคาสเคดด้วยอินเวอร์เตอร์แบบเซฟเฟอเรท ดีซี ซอร์ส มีแค่ 3 ระดับขั้น นั่นคืออินเวอร์เตอร์หลายระดับจะประกอบด้วยฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ 1 เซลล์ ฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วย 4 สวิตช์หลัก และ 4 ฟิล์วลิ่งไดโอด



รูปที่ 3.1 ฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

### 3.1.1.2 สัญญาณเกตและการทำงานของอินเวอร์เตอร์

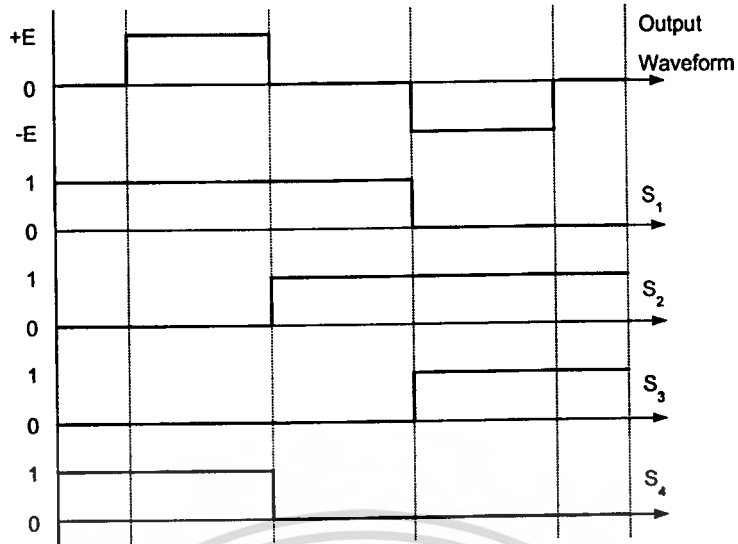
สวิตช์ซึ่งคอมไบเนชั่นดังแสดงในตารางที่ 3.1 ของฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 สวิตช์ สามารถวิเคราะห์แรงดันที่ตกคร่อมจุด A และจุด B ได้เป็น 3 ระดับด้วยกันคือ  $+V$ ,  $-V$  และระดับศูนย์ ฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.1 มีหลักการทำงานดังนี้ถ้าสวิตช์  $S_1$  และ  $S_4$  ทำงานพร้อมกัน แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B,  $V_{AB}$  มีค่าเป็นบวก และทางเดินของกระแสคือ  $I_o$  และถ้าสวิตช์  $S_2$  และ  $S_3$  ทำงานพร้อมกันแรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B,  $V_{AB}$  มีค่าเป็นลบ และกระแสเดินทางในทิศทางเดิมคือ  $I_o$

ตารางที่ 3.1 สวิตช์ซึ่งคอมไบเนชั่น

สวิตช์ที่ทำงาน	แรงดันเอาต์พุต $V_{AB}$
$S_1, S_4$	$+V_{AB}$
$S_2, S_3$	$-V_{AB}$
$S_1, S_2$ หรือ $S_3, S_4$	$0$

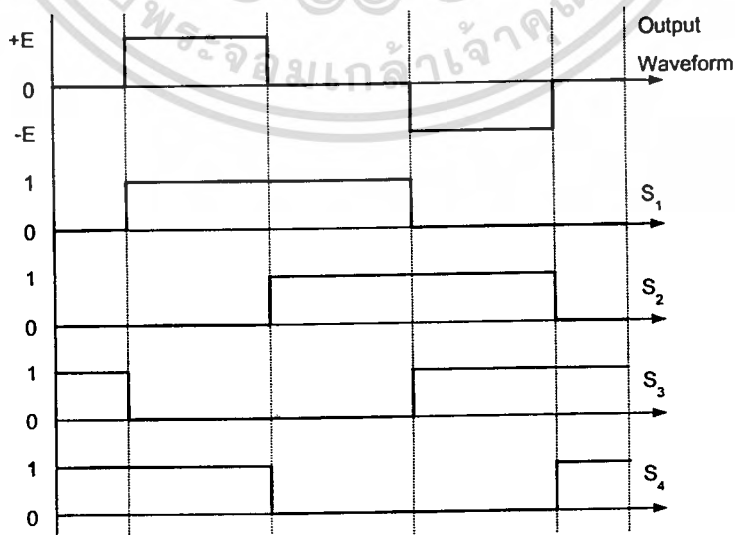
ในกรณีที่แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B,  $V_{AB}$  มีค่าเป็นศูนย์ สามารถเกิดได้ 2 กรณีคือ กรณีที่หนึ่ง เกิดสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ทำงาน ส่วน  $S_3$  และ  $S_4$  หยุดทำงาน กรณีที่สอง สวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  หยุดทำงาน ส่วน  $S_3$  และ  $S_4$  ทำงาน

สัญญาณเกตในรูปที่ 3.2 แสดงรูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Repeated zero-level ด้วยวิธีนี้แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B ที่เป็นศูนย์ทั้งหมด เกิดจากสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ทำงาน โยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 รูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Repeated zero-level

เมื่อสัญญาณเกทมีระดับเป็น 1 แทนการทำงานของสวิตช์ ส่วนเมื่อสัญญาณเกทมีระดับเป็น 0 แทนการหยุดทำงานของสวิตช์ ซึ่งจากรูปที่ 3.2 พบว่าสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ทำงานมากกว่าสวิตช์  $S_3$  และ  $S_4$  ในแต่ละรอบ วัฏจักร เป็นผลให้สวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ใช้กำลังงานและเกิดความร้อนมากกว่าอีกสองสวิตช์ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว จึงได้เสนอรูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Swapped zero-level ด้วยวิธีนี้แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B เป็นศูนย์ เกิดได้ 2 กรณี กรณีแรกสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ทำงาน กรณีที่สอง  $S_3$  และ  $S_4$  ทำงาน ด้วยวิธีนี้เวลาในการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวจะใช้เวลาเท่ากันดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งเหมาะสมสำหรับการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

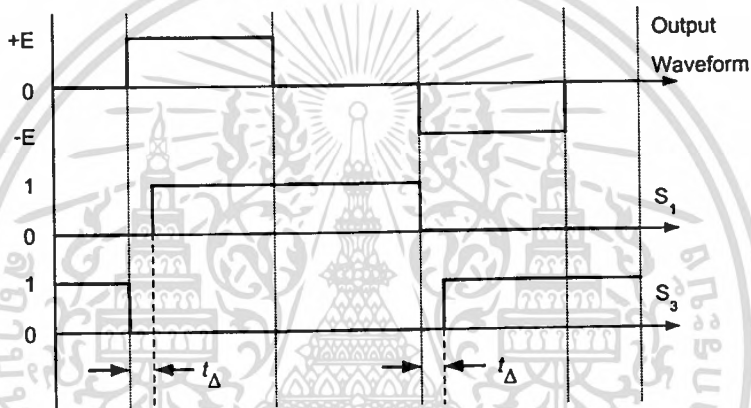


รูปที่ 3.3 รูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Swapped zero-level

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งผู้ดูแลเนื้อหาขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.3 แบลงค์กิงไทม์ (Blanking Time)

อีกส่วนหนึ่งที่ต้องสนใจสำหรับสัญญาณเกทคือ แบลงค์กิงไทม์ จากหัวข้อที่ 3.1.1.2 มองสวิทช์เป็นแบบอุดมคติ จึงยอมให้สวิทช์ 2 ตัวในกึ่งเดียวกัน เปลี่ยนแปลงการทำงานแบบทันทีทันใด ในทิศทางที่กลับกัน แต่ในความเป็นจริงแล้วนั้น อุปกรณ์สวิทช์จะต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อทำให้เกิดการหยุดทำงานที่สมบูรณ์ ซึ่งอุปกรณ์สวิทช์แต่ละประเภทจะใช้เวลาไม่เท่ากัน ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงการลัดวงจรจากคุณสมบัติดังกล่าวของสวิทช์จึงจำเป็นต้องหน่วงเวลาด้วย แบลงค์กิงไทม์,  $t_{\Delta}$  ให้กับสวิทช์ในกึ่งเดียวกันเมื่อทำงานกลับสถานะ ดังแสดงให้เป็นในรูปที่ 3.4 ซึ่งแสดงสัญญาณเกทของสวิทช์  $S_1$  และ  $S_3$  ในกึ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.4 แบลงค์กิงไทม์ ในสัญญาณเกท

### 3.1.2 องค์ประกอบของคาสเคดอินเวอร์เตอร์

#### 3.1.2.1 โครงสร้างคาสเคดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

จากการวิเคราะห์รูปคลื่นหลายระดับนั้น เกิดจากการนำฟูล-บริดจ์เซลล์มาต่อเข้าด้วยกันในลักษณะอนุกรม ดังนั้นขนาดของแรงดันเฟสจะเท่ากับผลรวมของแรงดันเอาต์พุตของแต่ละเซลล์รวมกัน ซึ่งจำนวนระดับขั้นของแรงดันเฟสเอาต์พุตของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ คำนวณได้จากสมการ

$$m = 2s + 1 \quad (3.1)$$

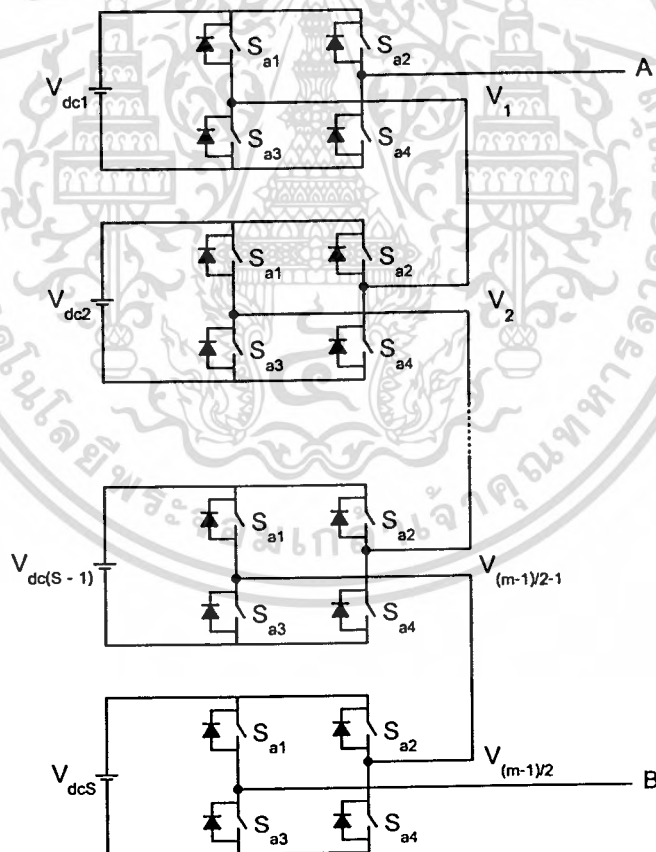
โดยที่  $m$  คือ จำนวนระดับขั้นของแรงดันเฟสเอาต์พุตของคาสเคดอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้จำนวนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยกตัวอย่างเช่นถ้าต้องการรูปคลื่นแรงดันเฟส 9 ระดับขึ้น จะต้องใช้ฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ 4 เซลล์ ในรูปที่ 2.5 จะแสดงโครงสร้างของคาสเคดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่  $m$  ระดับขึ้น ซึ่งแรงดันเฟสเอาร์ทพุทก็คือ ผลรวมของฟูล-บริดจ์แต่ละเซลล์เขียนไว้ดังสมการดังนี้

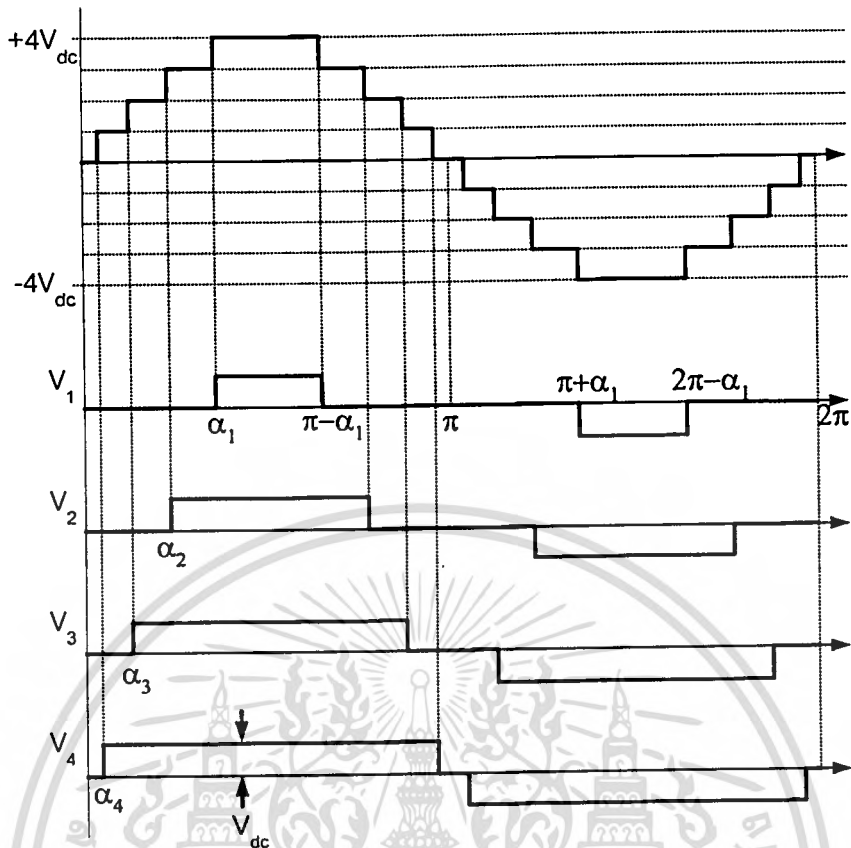
$$V_{AN} = V_{dc1} + V_{dc2} + \dots + V_{dc(S-1)} + V_{dcS} \quad (3.2)$$

เพราะว่ากำหนดให้ระดับแรงดันที่ศูนย์ คือคอมมอนของเอาร์ทพุทอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจำนวนระดับขึ้นของแรงดันเอาร์ทพุทคือ  $2S+1$  รูปที่ 3.6 แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันเฟส ของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 9 ระดับขึ้น และรูปคลื่นเอาร์ทพุทแต่ละฟูล-บริดจ์เซลล์ โดยกำหนดให้แรงดันไฟตรงแต่ละเซลล์ มีขนาดเท่ากัน  $V_{dc1} = V_{dc2} = \dots = V_{dc(S-1)} = V_{dcS} = V_{dc}$



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของคาสเคดอินเวอร์เตอร์  $m$  ระดับขึ้นแบบเฟสเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

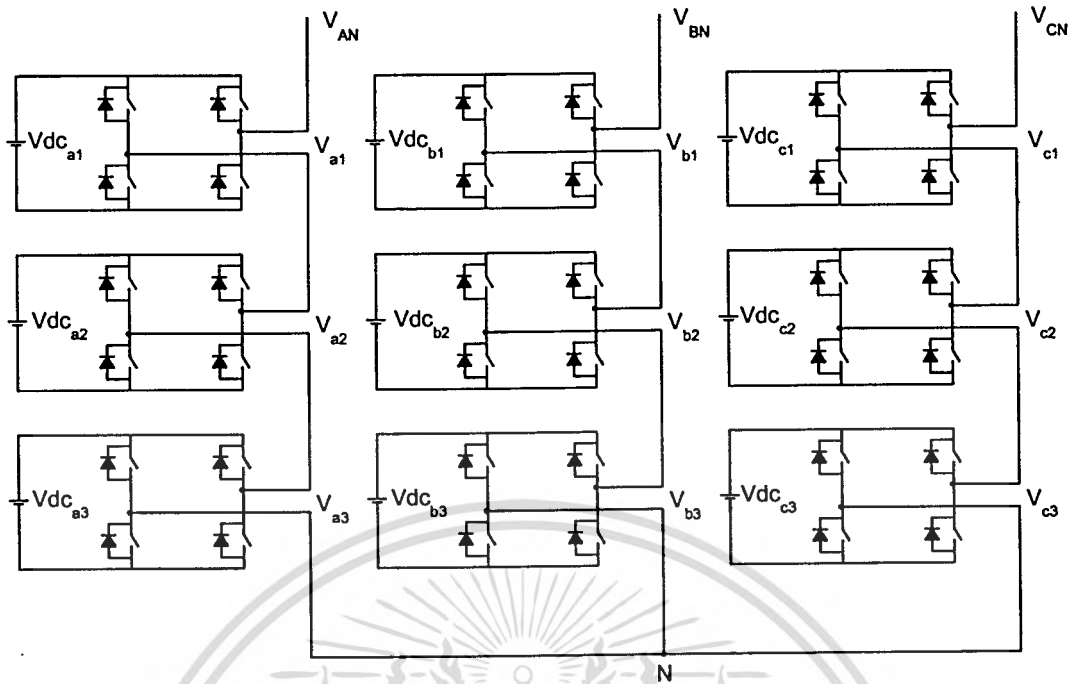


รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันเฟส 9 ระดับขั้น และรูปคลื่นเอ้าท์พุทพัล-บริดจ์แต่ละเซลล์

รูปคลื่นเอ้าท์พุทของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ดังในรูปที่ 3.6 มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และรูปคลื่นเอ้าท์พุทของพัล-บริดจ์เซลล์ แต่ละเซลล์ เป็นลักษณะ ควอเตอร์ซิมเมทรี (Quarter-Symmetries) ทำให้ไม่มีส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์ความถี่เลขคี่ และยังสามารถลดค่าของ THD ได้ด้วยการหามุมสวิตช์จากการคำนวณแบบนิวเมอริกอล ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

### 3.1.2.2 โครงสร้างคาสเคดอินเวอร์เตอร์สามเฟส

สำหรับระบบสามเฟสเกิดจากการนำคาสเคดอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว 3 ชุด ต่อกันในลักษณะ เดลต้าหรือสตาร์ ดังในรูปที่ 3.7 เป็นโครงสร้างคาสเคดอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งเกิดจากคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น เฟสเดียวมาต่อกันในลักษณะสตาร์



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขึ้น แบบสามเฟส

จากรูปที่ 3.7  $V_{AN}$  คือแรงดันของเฟส A เกิดจากผลรวมของแรงดัน  $V_{a1}$ ,  $V_{a2}$  และ  $V_{a3}$  เป็นเช่นเดียวกันในเฟส B และเฟส C แต่จะมีองศาไฟฟ้าต่างกันคือ 0, 120, และ 240 ในเฟส A, เฟส B และเฟส C ตามลำดับ ตามทฤษฎีของระบบสามเฟส พบว่าแรงดันไลน์อธิบายได้ด้วยสองแรงดันเฟสยกตัวอย่างเช่น ความต่างศักย์ระหว่างเฟส A และเฟส B คือแรงดันไลน์  $V_{AB}$  สามารถเขียนสมการได้เป็น

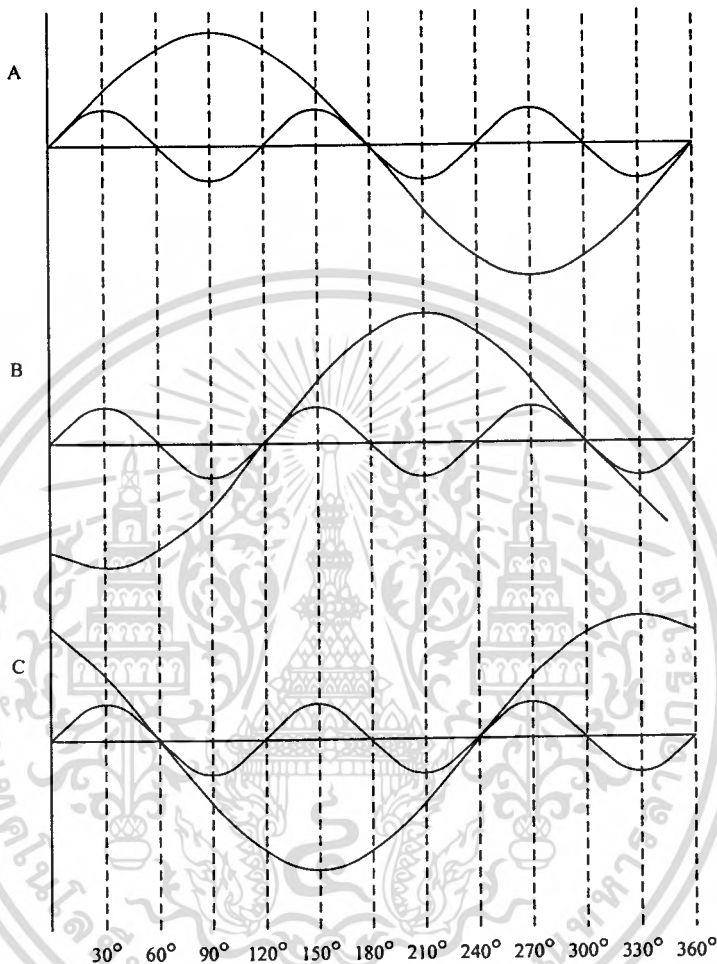
$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \quad (3.3)$$

โดยที่  $V_{AB}$  คือ แรงดันไลน์  
 $V_{AN}$  คือ แรงดันเฟส A เทียบกับจุด N  
 $V_{BN}$  คือ แรงดันเฟส B เทียบกับจุด N

ในระบบสามเฟส จำนวนระดับขั้นที่มากที่สุดของแรงดันไลน์หาได้จาก  $2m - 1$  โดยที่  $m$  คือจำนวนระดับขั้นของแรงดันเฟส ซึ่งจำนวนระดับขั้นของแรงดันไลน์นั้นจะขึ้นอยู่กับ ดัชนีมอดดูเลชั่นและความถี่ของฮาร์โมนิกส์ที่ถูกกำจัด เช่นถ้าใช้คาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น ก็จะได้แรงดันไลน์ 13 ระดับขั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของระบบสามเฟสก็คือ สามารถที่จะกำจัดฮาร์โมนิกส์ ที่เป็นผลคูณของเลขสาม (Triples Harmonic) ในแรงดันไลน์ ซึ่งสามารถพิจารณาได้ดังที่แสดงในรูปที่ 3.8

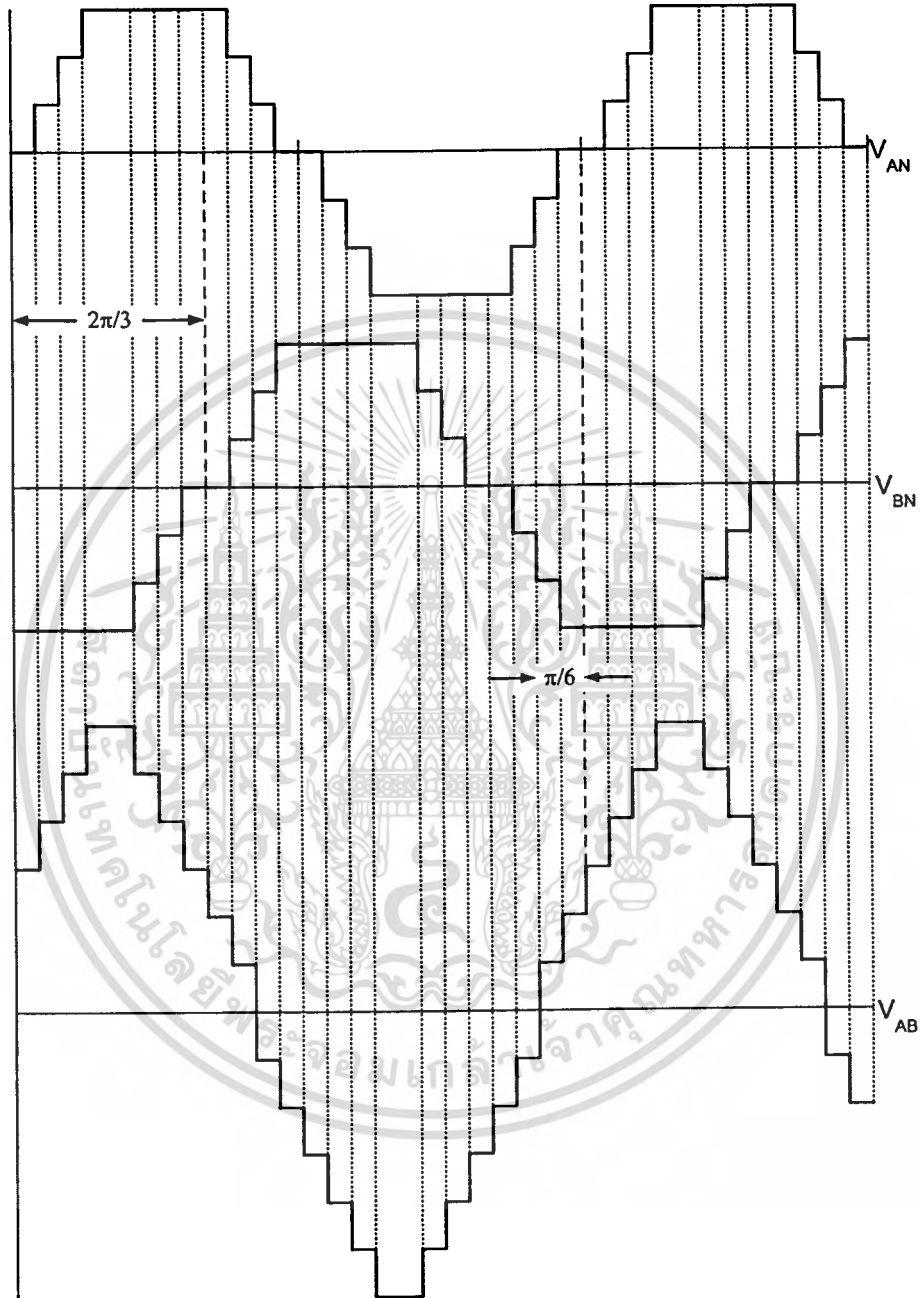


รูปที่ 3.8 รูปคลื่นของความถี่มูลฐานทั้ง 3 เฟส และรูปคลื่นฮาร์โมนิกส์ที่ 3 ของแต่ละเฟส

จากรูปจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นฮาร์โมนิกส์ที่ 3 ของแต่ละเฟสจะมีขนาดและเฟสตรงกันทุกประการดังนั้นในแรงดันไลน์จะหักล้างกันหมด ซึ่งลักษณะเช่นนี้เกิดกับฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลคูณของเลข 3 ด้วย เช่น 6, 9, 12 เป็นต้น[5] ดังนั้นจึงมีเพียงฮาร์โมนิกส์ที่ไม่เป็นผลคูณของเลข 3 ที่ต้องการกำจัดออกจากแรงดันเฟส เปรียบเทียบให้เห็นชัดเจนดังนี้ ถ้าเป็นรูปคลื่น 9 ระดับขึ้นเฟสเดียว ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต้องกำจัดคือ ฮาร์โมนิกส์ที่ 3, 5, และ 7 ส่วนในรูปคลื่น 9 ระดับขึ้นสามเฟส ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต้องกำจัดคือ ฮาร์โมนิกส์ที่ 5, 7, และ 11 ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบที่เห็นได้ชัดในระบบสามเฟสนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.9 แสดงแรงดันเอาต์พุตของเฟส A,  $V_{AN}$ , แรงดันเอาต์พุตของเฟส B,  $V_{BN}$  และรูปคลื่นแรงดันไลน์  $V_{AB}$  ของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น



รูปที่ 3.9 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์ของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น 3 เฟส

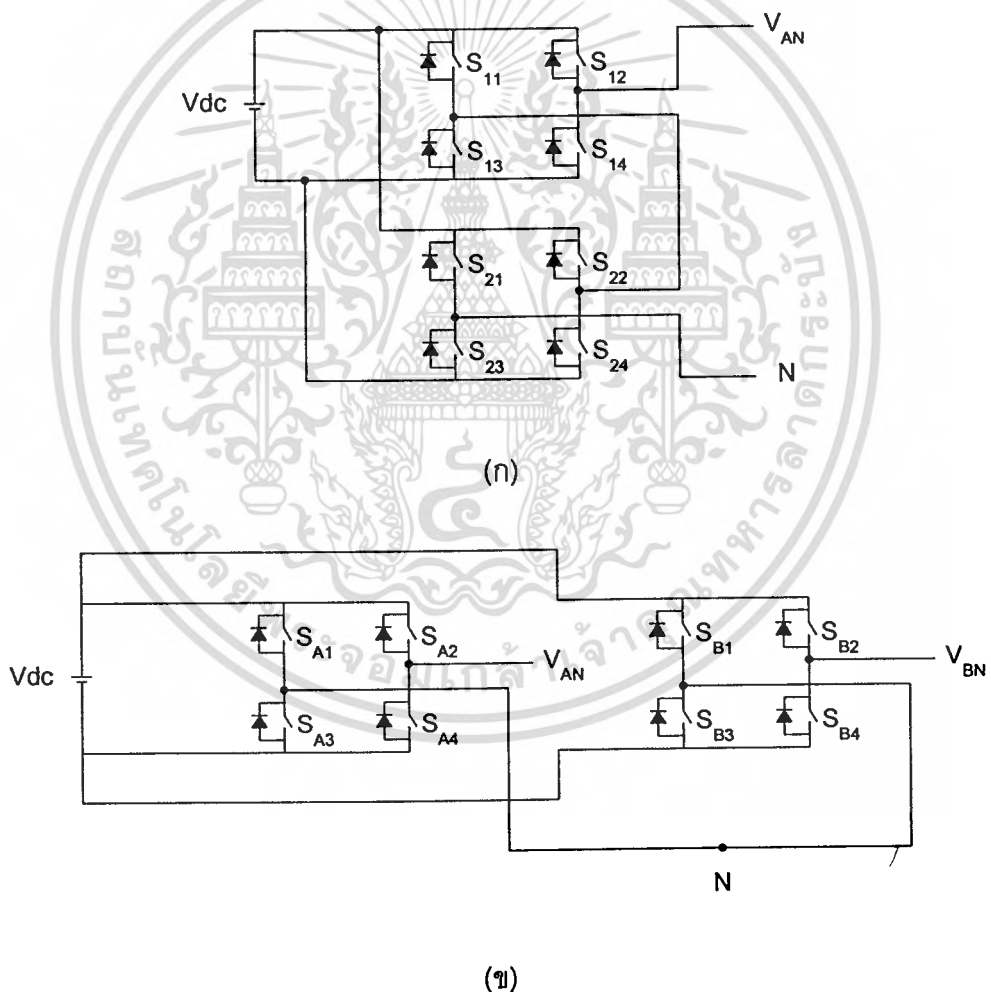
จากรูปจะเห็นได้ว่าแรงดันเฟส B ล้าหลังแรงดันเฟส A อยู่ 120 องศา และแรงดันไลน์  $V_{AB}$  นำหน้าแรงดันเฟส A อยู่ 30 องศา ซึ่งได้ตรงตามทฤษฎีของระบบสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ฟรีเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น มิใช่เพื่อใช้ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.3 การแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

(Separated DC Sources, SDCS<sub>s</sub>)

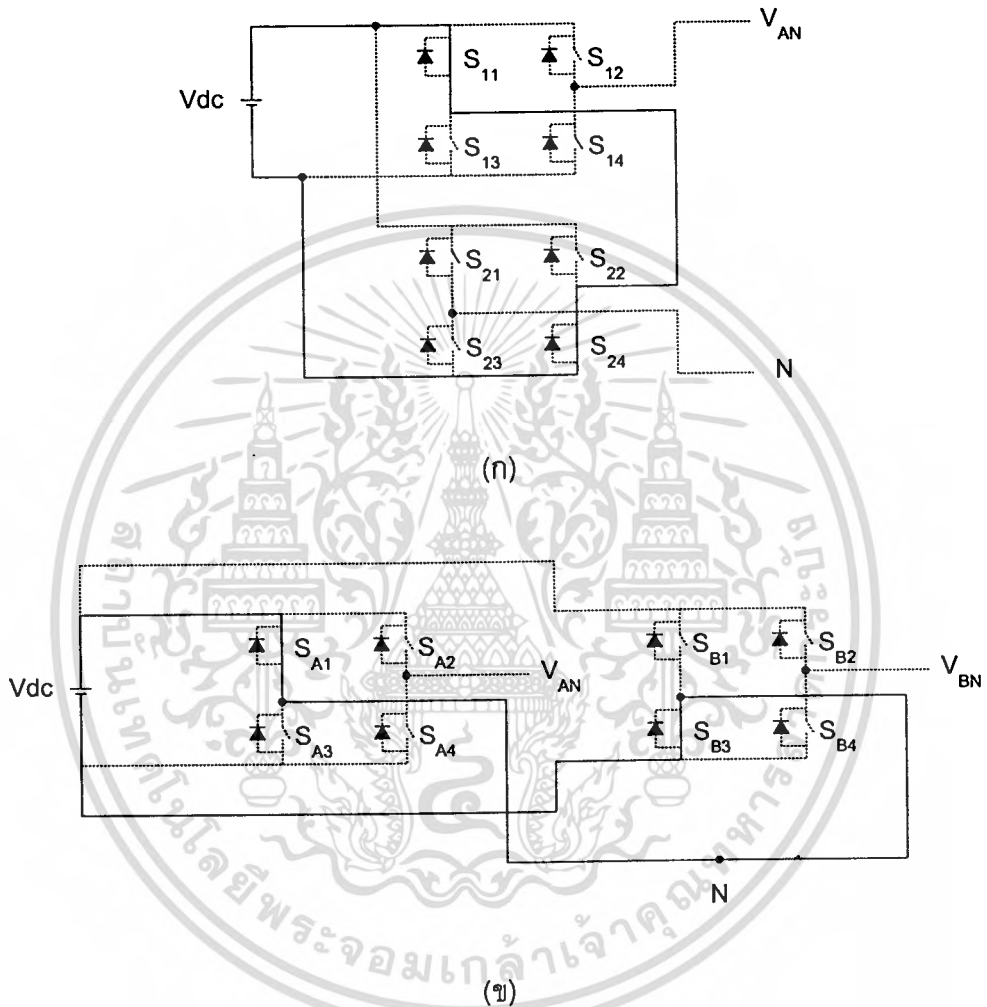
เพื่อหลีกเลี่ยงการลัดวงจรแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงถูกนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิด คาสเคดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในหัวข้อนี้จะอธิบายว่าเหตุใด คาสเคดอินเวอร์เตอร์จึงต้องใช้ในการแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (SDCS<sub>s</sub>) ในการอธิบายจะแบ่งการต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็น 2 กรณี กรณีแรก แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตัวเดียวจ่ายให้กับฟูล-บริดจ์เซลล์แต่ละตัวในเฟสเดียวกัน ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.10 ก ส่วนในกรณีที่สอง แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตัวเดียวจ่ายให้แต่ละเฟส ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ข



รูปที่ 3.10 การต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีแรกเมื่อต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังในรูปที่ 3.10 ก จะเกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขึ้นเมื่อสวิตช์  $S_{11}$  และ  $S_{24}$  ทำงานพร้อมกันดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.11 ก และเมื่อต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในกรณีที่สอง ที่แสดงในรูป 3.10 ข จะเกิดการลัดวงจรขึ้นเมื่อสวิตช์  $S_{A1}$  และ  $S_{B3}$  ทำงาน



รูปที่ 3.11 การลัดวงจรของการต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

### 3.2 การกำจัดฮาร์มอนิกสรีในแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิค Optimized Harmonic Stepped Waveform : OHSW

#### 3.2.1 วิเคราะห์รูปคลื่นด้วยอนุกรมฟูเรียร์

ในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกสรีในอินเวอร์เตอร์หลายระดับ จะใช้สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 3.12 เป็นรูปคลื่นหลายระดับจากคาสเคด เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น เมื่อผู้เห็นประโยชน์จากเอกสารฉบับนี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ ซึ่งสมมุติว่ามีลักษณะเป็น ฟังก์ชันรายคาบแบบ คอเวเตอร์ซิมเมตรี ซึ่งจะมีมุมสวิทซ์ในแต่ละระดับขั้นของรูปคลื่นอธิบายความสัมพันธ์ได้ดังนี้

ในคอเวเตอร์ที่ 2

$$\begin{aligned} \alpha_{s+1} &= \pi - \alpha_s \\ &\vdots \\ \alpha_{2s-1} &= \pi - \alpha_2 \\ \alpha_{2s} &= \pi - \alpha_1 \end{aligned}$$

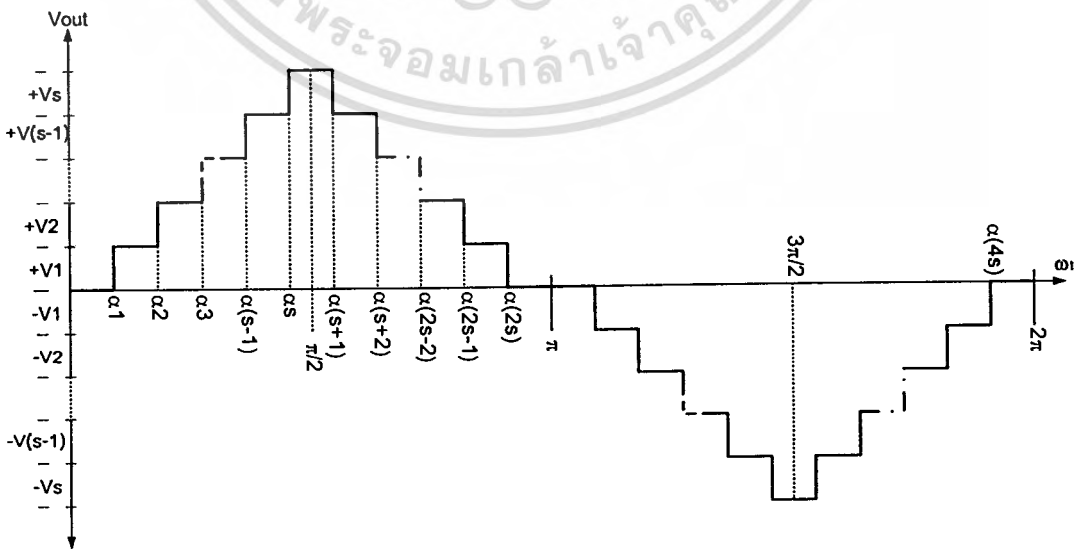
ในคอเวเตอร์ที่ 3

$$\begin{aligned} \alpha_{2s+1} &= \pi + \alpha_1 \\ &\vdots \\ \alpha_{3s-1} &= \pi + \alpha_{s-1} \\ \alpha_{3s} &= \pi + \alpha_s \\ \alpha_{3s+1} &= 2\pi - \alpha_s \\ &\vdots \\ \alpha_{4s-1} &= 2\pi - \alpha_2 \\ \alpha_{4s} &= 2\pi - \alpha_1 \end{aligned}$$

ในคอเวเตอร์ที่ 4

$$\begin{aligned} \alpha_{3s+1} &= 2\pi - \alpha_s \\ &\vdots \\ \alpha_{4s-1} &= 2\pi - \alpha_2 \\ \alpha_{4s} &= 2\pi - \alpha_1 \end{aligned}$$

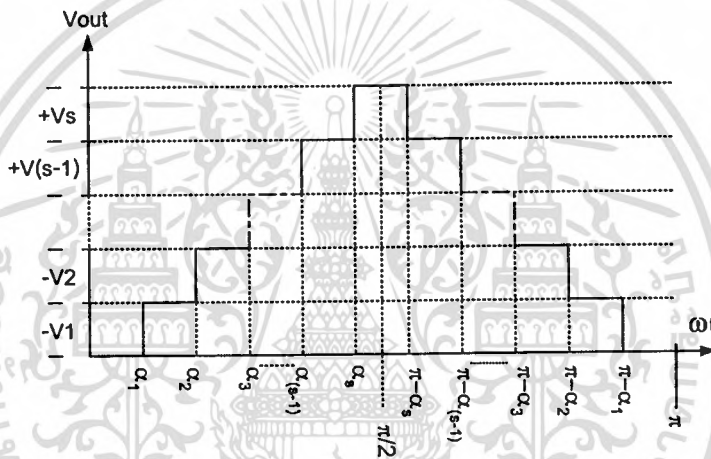
(3.4)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงวิชาการเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต  
รูปที่ 3.12 รูปคลื่นเอาต์พุทของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ที่ r พูล-บริดจ์เซลล์

จากรูปที่ 3.13 แสดงรูปคลื่นครึ่งวัฏจักรของรูปคลื่นรายคาบแบบควอดเรอริซึมเมตรี ซึ่งจากรูปแรงดันเอาต์พุตที่ระดับศูนย์เริ่มจาก  $\omega t = 0$  ถึง  $\omega t = \alpha_1$  และที่  $\omega t = \alpha_1$  แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนจากศูนย์เป็น  $+V_1$  และเปลี่ยน  $+V_1$  เป็น  $(+V_1+V_2)$  ที่  $\omega t = \alpha_1$  และเป็นลักษณะเช่นนี้จนกระทั่ง  $\omega t = \pi/2$  ระดับขั้นแรงดันเอาต์พุตจะได้  $+V_1+V_2+...+V_{(s-1)}+V_s$  จากนั้นในควอดเรอริซึมที่ 2 ระดับขั้นของแรงดันเอาต์พุตจะลดลงเป็น  $+V_1+V_2+...+V_{(s-1)}$  ที่  $\omega t = \pi - \alpha_s$  และก็จะเป็นลักษณะเช่นนี้จนกระทั่ง  $\omega t = \pi - \alpha_1$  แรงดันเอาต์พุตจะกลับมาเป็นศูนย์อีกครั้ง

ส่วนในครึ่งวัฏจักรหลัง มีขั้นตอนของรูปคลื่นเช่นเดียวกันแต่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะเปลี่ยนจากบวกเป็นลบ และเหมือนกันในคาบต่อไป



รูปที่ 3.13 รูปคลื่นหลายระดับที่ s พูล-บริดจ์เซลล์

ดังนั้นในรูปที่ 3.14 จะแสดงให้เห็นว่ารูปคลื่นมีคุณลักษณะเป็นฟังก์ชันคี่ จึงทำให้สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์เขียนแทนได้ดังนี้

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคี่} \quad (3.5)$$

$$a_n = 0 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคู่} \quad (3.6)$$

และ

$$b_n = 0 \quad \text{ทุกๆค่า } n \quad (3.7)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $f(\omega t) = V_{out}(\omega t)$  ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากสมการที่ 3.5 ถึง 3.7 เขียนเป็นอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (3.8)$$

และสมการที่ 3.5 กำหนดให้  $\alpha = \omega t$  ดังนั้น

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\alpha) \sin(n\alpha) d(\alpha) \quad (3.9)$$

สมการที่ 3.9 และรูปที่ 3.14 เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E_1 \sin(n\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} E_2 \sin(n\alpha) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_s}^{\frac{\pi}{2}} E_s \sin(n\alpha) d\alpha \right] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left[ -E_1 \cos(n\alpha) \Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2} - E_2 \cos(n\alpha) \Big|_{\alpha_2}^{\alpha_3} - \dots - E_s \cos(n\alpha) \Big|_{\alpha_s}^{\pi/2} \right] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left[ -E_1 \cos(n\alpha_2) + E_1 \cos(n\alpha_1) - E_2 \cos(n\alpha_3) + E_2 \cos(n\alpha_2) - \dots \right. \\ &\quad \left. - E_s \cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) + E_s \cos(n\alpha_s) \right] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left[ E_1 \cos(n\alpha_1) + (E_2 - E_1) \cos(n\alpha_2) + \dots + (E_s - E_{(s-1)}) \cos(n\alpha_s) \right] \quad (3.10) \end{aligned}$$

จากรูปที่ 3.13 และ 3.14 มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\begin{aligned} V_1 &= E_1 \\ V_2 &= E_2 - E_1 \\ &\vdots \\ &\vdots \\ V_s &= E_s - E_{(s-1)} \quad (3.11) \end{aligned}$$

แทนสมการที่ 3.11 ลงในสมการที่ 3.10 จะได้

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[ V_1 \cos(n\alpha_1) + V_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + V_s \cos(n\alpha_s) \right] \quad (3.12)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแต่ละชั้นมีขนาดแรงดันเท่ากัน ดังนี้

$$V_1 = V_2 = \dots = V_s = E \quad (3.13)$$

ดังนั้นที่มุมสวิตช์  $s$  มุม สำหรับ  $n$  ที่เป็นเลขคี่  $a_n$  หาได้

$$a_n = \frac{4E}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_s)]$$

หรือ

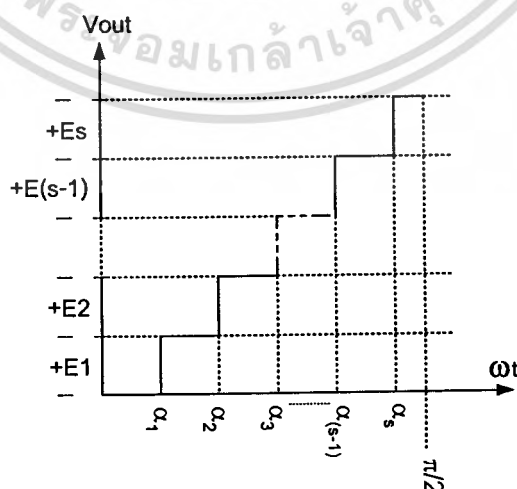
$$a_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^s \cos(n\alpha_k) \quad (3.14)$$

สุดท้ายอนุกรมฟูเรียร์ของรูปคลื่นหลายระดับที่  $s$  พูล-บริดจ์เซลล์เขียนได้ดังนี้

$$v_{out}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^s \cos(n\alpha_k) \right] \sin(n\omega t) \quad (3.15)$$

โดยที่

- $\alpha_k$  คือ ค่ามุมสวิตช์ ที่อยู่ภายใต้เงื่อนไข  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s < \frac{\pi}{2}$
- $s$  คือ จำนวนพูล-บริดจ์เซลล์
- $n$  คือ ฮาร์โมนิคเลขคี่
- $E$  คือ ขนาดของแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง



**รูปที่ 3.14** ควอดเรอร์แรกของรูปคลื่นรายคาบแบบควอดเรอร์ซิมเมตริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงพาณิชย์ที่กักขังเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 การวิเคราะห์หามุมสวิตช์เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการหาค่ามุมสวิตช์ เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ต้องการซึ่งจากสมการที่ 3.14 และ 3.15 ส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์จากรูปคลื่นสามารถสรุปได้ดังนี้

1. ขนาดของส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับศูนย์
2. ขนาดของความถี่มูลฐาน,  $n = 1$  และขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่  $n$  เลขคี่ได้เป็น

$$h_1 = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^s \cos(\alpha_k) \quad \text{และ} \quad h_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^s \cos(n\alpha_k) \quad (3.16)$$

โดยที่  $s$  คือ จำนวนฟูล-บริดจ์เซลล์  
 $E$  คือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  
 $\alpha_k$  คือ ค่ามุมสวิตช์  
 $n$  คือ ฮาร์โมนิกส์ลำดับคี่

3. ขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่  $n$  เลขคู่ เท่ากับศูนย์

ดังนั้นจึงมีเฉพาะฮาร์โมนิกส์เลขคี่เท่านั้นที่ต้องกำจัดออกจากรูปคลื่นหลายระดับ ซึ่งมุมสวิตช์ของรูปคลื่นถูกปรับ จะทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันเอาต์พุตลดลง

จากรูปคลื่นที่แสดงในรูปที่ 3.12 มุมสวิตช์  $\alpha_1, \alpha_2, \dots,$  และ  $\alpha_s$  คือค่าที่ต้องการคำตอบ โดยการเฉลยสมการจำนวน 3 สมการ ซึ่งได้มาจากสมการที่ 3.16 สมการที่ได้เหล่านี้จะเป็นสมการไม่เชิงเส้น และสมการมีคำตอบได้หลายค่า ในทางปฏิบัติจะสามารถหาค่าของคำตอบโดยวิธีนิวเมอริคอล ซึ่งวิธีของนิวตัน-ราฟสัน ถูกนำมาใช้หาคำตอบในระบบสมการไม่เชิงเส้นนี้

#### 3.2.2.1 การเฉลยคำตอบสมการไม่เชิงเส้นโดยวิธีนิวตัน-ราฟสัน

วิธีนิวตัน-ราฟสัน เป็นวิธีการคำนวณรากของสมการด้วยวิธีการประมาณค่า ซึ่งเหมาะสำหรับที่จะสร้างโปรแกรมจากคอมพิวเตอร์ เพื่อหาคำตอบ

สมการไม่เชิงเส้นที่มีตัวแปรจำนวน  $s$  ตัว สามารถเขียนได้ดังนี้

$$f_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s) = k_1$$

$$f_2(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s) = k_2$$

.

$$f_s(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s) = k_s \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ 3.17 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$F(\alpha) = K \quad (3.18)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} F &= [f_1, f_2, \dots, f_s]^T \\ \alpha &= [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s]^T \\ K &= [k_1, k_2, \dots, k_s]^T \end{aligned}$$

และ  $F, \alpha, K$  คือ  $s \times 1$  matrices

ระบบสมการไม่เชิงเส้นสามารถหาคำตอบได้ โดยใช้เทคนิค ลิเนียร์ไลเซชัน นั่นคือการทำสมการไม่เชิงเส้นให้เป็นเชิงเส้น ด้วยการแทนค่าโดยประมาณผลลัพธ์ ขั้นตอนการคำนวณจะเป็นดังนี้ [6]

- 1) ประมาณค่าเริ่มต้นของ  $\alpha$  เมื่อ  $j = 0$

$$\alpha^j = [\alpha_1^j, \alpha_2^j, \dots, \alpha_s^j]^T \quad (3.19)$$

- 2) คำนวณหาค่าของ

$$F(\alpha^j) = F^j \quad (3.20)$$

- 3) ทำสมการที่ 3.18 เป็นเชิงเส้นโดยแทนค่าด้วย  $\alpha^j$

$$F^j + \left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j d\alpha^j = K \quad (3.21)$$

โดยที่

$$\left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_s} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_s}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_s}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_s}{\partial \alpha_s} \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$d\alpha^j = [d\alpha_1^j \quad d\alpha_2^j \quad \dots \quad d\alpha_s^j]^T$$

4) คำนวณค่าของ  $d\alpha^j$  จากสมการที่ 3.21

$$d\alpha^j = INV \left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j (K - F^j) \quad (3.22)$$

โดยที่  $INV \left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j$  คืออินเวอร์ส เมตริกของ  $\left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j$

5) ประมาณค่าเริ่มต้นใหม่โดยให้

$$\alpha^{j+1} = \alpha^j + d\alpha^j \quad (3.23)$$

6) ทำซ้ำขั้นตอนที่ 2 ถึง 5 จนกระทั่งได้ค่าละเอียดตามต้องการ

### 3.2.2.2 การใช้วิธีของนิวตันเพื่อหาคำตอบค่ามุมสวิทช์

ขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เลขคี่ ของรูปคลื่นหลายระดับ เขียนอีกครั้งได้เป็น

$$h_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^s \cos(n\alpha_k) \quad , \quad n = 3, 5, 7, \dots \quad (3.24)$$

ดังนั้น กลุ่มของสมการไม่เชิงเส้นตามสมการที่ 3.24 สามารถเขียนได้ดังนี้

1. สมการไม่เชิงเส้นของความถี่มูลฐาน

$$\frac{4E}{\pi} [\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s)] = h_1 \quad (3.25a)$$

2. สมการไม่เชิงเส้นของฮาร์โมนิกส์เลขคี่

$$\frac{4E}{3\pi} [\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \dots + \cos(3\alpha_s)] = h_3 \quad (3.25b)$$

$$\frac{4E}{5\pi} [\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_s)] = h_5 \quad (3.25c)$$

⋮

$$\frac{4E}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_s)] = h_n \quad (3.25d)$$

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรูปคลื่นเอ้าท์พุทของวงจรฟลู-บริดจ์  $s$  เซลล์ มีมุมสวิทช์ที่ต้องการทราบค่าอยู่  $s$  มุม คือ  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s$  ซึ่งจะจัดให้อยู่ในรูปสมการ  $s$  สมการ เพื่อหาคำตอบของมุมสวิทช์ แต่มีเงื่อนไขว่า มุมสวิทช์ทั้งหมดต้องมีค่าน้อยกว่า  $\frac{\pi}{2}$

จากสมการที่ 3.25 จากสมการที่ 3.25 a คือสมการไม่เชิงเส้นของความถี่มูลฐานของรูปคลื่นแรงดันเอ้าท์พุท ส่วนสมการที่ 3.25 b, 3.25 c, 3.25d คือสมการไม่เชิงเส้นของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 ลำดับที่ 5 และลำดับที่  $n$  เลขชี้ของแรงดันเอ้าท์พุทตามลำดับ และทางด้านขวามือของสมการคือขนาดของฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ซึ่งสามารถควบคุมได้

การควบคุมขนาดของความถี่มูลฐาน พิจารณาให้อยู่ในรูปของดัชนี มอดูเลชั่น ได้ดังสมการ

$$M = \frac{h_1}{sE} \quad (3.26)$$

โดยที่  $h_1$  คือ ขนาดของความถี่มูลฐาน  
 $s$  คือ จำนวนของฟลู-บริดจ์เซลล์  
 $E$  คือ แรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

จากสมการที่ 3.25 a และ 3.26 เขียนได้ใหม่เป็น

$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s) = \frac{sM\pi}{4} \quad (3.27)$$

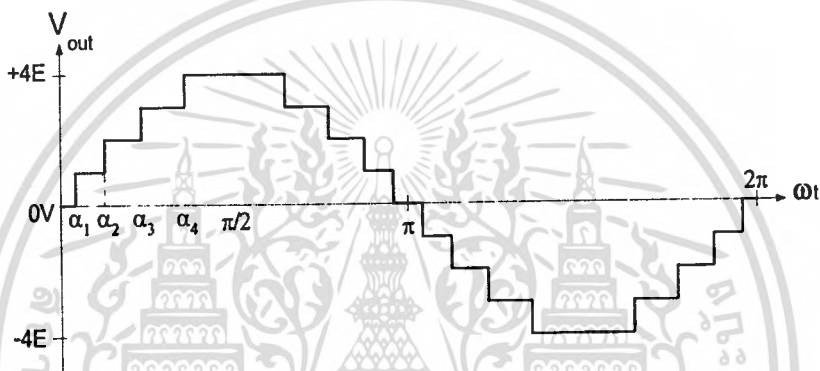
สมการที่ 3.27 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าของดัชนีมอดูเลชั่นถือเป็นการควบคุมขนาดของความถี่มูลฐาน ส่วนสมการที่เหลือ เป็นสมการขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่ไม่ต้องการ ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์

ตารางที่ 3.2 จำนวนฮาร์โมนิกส์ที่ถูกกำจัดทั้งในระบบเฟสเดียวและระบบสามเฟส

	ระบบเฟสเดียว	ระบบสามเฟส
จำนวนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	$s$	$s$ (ต่อเฟส)
จำนวนระดับขั้นของแรงดันเอ้าท์พุท	$2s + 1$ ระดับแรงดันเฟส	$4s + 1$ ระดับแรงดัน Line to Line
จำนวนฮาร์โมนิกส์ที่กำจัดออก ได้จากแรงดันเฟส	ฮาร์โมนิกส์คือ $s - 1$ ลำดับ	ฮาร์โมนิกส์คือที่เป็นผลคูณของเลข $3s - 1$ ลำดับ

ดังนั้นในระบบอินเวอร์เตอร์หลายระดับเฟสเดียว จำนวนลำดับฮาร์โมนิกส์ที่ถูกลำดับออกสูงสุดคือ  $s-1$  ลำดับ ส่วนในระบบอินเวอร์เตอร์หลายระดับสามเฟส จำนวนลำดับฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลคูณของเลข 3 ที่ถูกลำดับออกสูงสุดคือ  $s-1$  ลำดับ ดังแสดงในตารางที่ 3.2

เพื่อให้เข้าใจวิธีการของ นิวตัน-ราฟสัน มากยิ่งขึ้น จึงยกตัวอย่างรูปคลื่นของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 9 ระดับขั้น ที่แสดงในรูปที่ 3.15 กำหนดให้เป็นระบบเฟสเดียว มีค่าดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 0.85 มุมสวิทช์ที่ต้องการทราบค่าคือ  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , และ  $\alpha_4$  เนื่องจากเป็นระบบเฟสเดียว ฮาร์โมนิกส์ที่ควรกำจัดคือ ลำดับที่ 3, ลำดับที่ 5 และลำดับที่ 7



รูปที่ 3.15 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ของอินเวอร์เตอร์ 9 ระดับขั้น

เพื่อควบคุมขนาดของความถี่มูลฐานและกำจัดฮาร์โมนิกส์ กำหนดสมการได้ดังนี้

$$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) = 0.85 \frac{3\pi}{4} \quad (3.28a)$$

$$\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_4) = 0 \quad (3.28b)$$

$$\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) = 0 \quad (3.28c)$$

$$\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) = 0 \quad (3.28d)$$

เมื่อหาค่ามุมสวิทช์ของสมการไม่เชิงเส้นจากสมการที่ 3.28 a ถึง 3.28 b ด้วยวิธีของนิวตัน จึงต้องจัดสมการให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ ซึ่งเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) เมตริกซ์มุมการสวิทช์

$$\alpha^j = [\alpha_1^j, \alpha_2^j, \alpha_3^j, \alpha_4^j]^T \quad (3.29a)$$

2) เมตริกซ์ของระบบไม่เชิงเส้น

$$F^j = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1^j) + \cos(\alpha_2^j) + \cos(\alpha_3^j) + \cos(\alpha_4^j) \\ \cos(3\alpha_1^j) + \cos(3\alpha_2^j) + \cos(3\alpha_3^j) + \cos(3\alpha_4^j) \\ \cos(5\alpha_1^j) + \cos(5\alpha_2^j) + \cos(5\alpha_3^j) + \cos(5\alpha_4^j) \\ \cos(7\alpha_1^j) + \cos(7\alpha_2^j) + \cos(7\alpha_3^j) + \cos(7\alpha_4^j) \end{bmatrix} \quad (3.29b)$$

และ

$$\left[ \frac{df}{d\alpha} \right]^j = \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_1^j) & -\sin(\alpha_2^j) & -\sin(\alpha_3^j) & -\sin(\alpha_4^j) \\ -3\sin(3\alpha_1^j) & -3\sin(3\alpha_2^j) & -3\sin(3\alpha_3^j) & -3\sin(3\alpha_4^j) \\ -5\sin(5\alpha_1^j) & -5\sin(5\alpha_2^j) & -5\sin(5\alpha_3^j) & -5\sin(5\alpha_4^j) \\ -7\sin(7\alpha_1^j) & -7\sin(7\alpha_2^j) & -7\sin(7\alpha_3^j) & -7\sin(7\alpha_4^j) \end{bmatrix} \quad (3.29c)$$

3) เมตริกซ์ของขนาดฮาร์โมนิกส์

$$T = \begin{bmatrix} \frac{(0.85)(3)\pi}{4} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.29d)$$

ดังนั้นสมการที่ 3.29 a ถึง 3.29 d เขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$F(\alpha) = T \quad (3.30)$$

โดยใช้เมตริกซ์ที่ 3.29 a ถึง 3.29 d และวิธีของนิวตัน แสดงได้ดังนี้

1) ประมาณค่าเริ่มต้นของ  $\alpha$  ที่  $j=0$

$$\alpha^0 = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \alpha_3^0, \alpha_4^0]^T \quad (3.31)$$

2) คำนวณหาค่าของ

$$F(\alpha^0) = F^0 \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ทำสมการที่ 3.30 เป็นเชิงเส้นโดยแทนตัว  $\alpha^0$

$$F^0 + \left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0 d\alpha^0 = T \quad (3.33)$$

และ

$$d\alpha^0 = [d\alpha_1^0 \quad d\alpha_2^0 \quad d\alpha_3^0 \quad d\alpha_4^0]^T$$

4) คำนวณหาค่าของ  $d\alpha^0$  จากสมการที่ 3.33

$$d\alpha^0 = INV \left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0 (T - F^0) \quad (3.34)$$

โดยที่  $INV \left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0$  คืออินเวอร์ตเมตริกซ์ของ  $\left[ \frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0$

5) ประมาณค่าเริ่มต้นใหม่ โดยให้

$$\alpha^{j+1} = \alpha^j + d\alpha^j \quad (3.35)$$

6) ทำซ้ำขั้นตอนที่ 2 ถึง 5 จนกระทั่ง  $d\alpha^j$  มีค่าความละเอียดตามต้องการ และคำตอบต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไข

$$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4 < \frac{\pi}{2} \quad (3.36)$$

ขั้นตอนการหาคำตอบข้างต้น จะสร้างในคอมพิวเตอร์ โดยใช้โปรแกรม MATLAB เมื่อทำการรันโปรแกรม ค่าต่างๆ ในการคำนวณแต่ละครั้งจะแสดงในตารางที่ 3.2 ซึ่งจะคำนวณตามขั้นตอนซ้ำไปเรื่อยๆ จนกว่า เมตริกซ์  $df^j$  มีค่าน้อยกว่า 0.0001 ซึ่งจะได้คำตอบคือ

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 5.2538 \\ \alpha_2 &= 28.1201 \\ \alpha_3 &= 46.3876 \\ \alpha_4 &= 84.0986 \end{aligned} \quad (3.37)$$

คำตอบข้างต้นเป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ 3.36 ฉะนั้นจึงเป็นคำตอบที่ถูกต้อง เมื่อใช้ค่ามุมสวิตช์เหล่านี้ในรูปคลื่น จะทำให้ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3, 5 และ 7 ถูกกำจัด และค่าดัชนีมอดูเลชันมีค่า 0.85 ดังนั้นฮาร์โมนิกส์แรกที่จะพบในรูปคลื่นคือฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 9

ตารางที่ 3.3 ค่าของเมตริกซ์  $\alpha^j$ ,  $F^j$  และ  $df^j$  จากโปรแกรม MATLAB ที่ใช้วิธีของนิวตัน

Iteration index	$\alpha^j$ (degree)	$F^j$	$df^j$
j = 0	5	2.8756	-2.0271
	20	0.4659	5.8345
	40	0.559	6.5274
	81	-0.7129	5.8326
j = 1	2.9729	2.6594	1.9027
	25.8345	0.2265	2.5526
	46.5274	0.0837	-0.1464
	85.8326	0.2735	-1.7376
j = 2	4.8757	2.6689	0.3852
	28.3871	-0.0087	-0.2674
	46.381	-0.0006	0.007
	84.095	0.036	0.0047
j = 3	5.2608	2.6703	-0.007
	28.1197	0	0.0005
	46.388	-0.0003	-0.0004
	84.0996	-0.0004	-0.0011
j = 4	5.2538	2.6704	0.0000
	28.1202	0	-0.0001
	46.3876	0	0.0000
	84.0985	0	0.0000
j = 5	5.2538	2.6704	0.0000
	28.1201	0	0.0000
	46.3876	0	0.0000
	84.0986	0	0.0000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 การคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวม :THD

ค่าผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกสรวม THD สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_{(n)}^2}}{H_1} \quad (3.38)$$

โดยที่  $H_1$  คือ ขนาดของความถี่มูลฐาน ความถี่คือ  $\omega_0$   
 $H_n$  คือ ขนาดของฮาร์โมนิกที่ลำดับ  $n$  ความถี่คือ  $n\omega_0$

### 3.3 หลักการพื้นฐานของ RBM

เทคนิคการสวิตช์แบบ RBM (Regular-based Binary Modulation) เป็นเทคนิคการควบคุมการจ่ายพลังงานให้กับโหลด โดยพัฒนาพื้นฐานมาจากเทคนิคการสวิตช์แบบ BRM แต่เป็นการจัดวางตำแหน่งของพัลส์ BRM เสียใหม่เพื่อให้ประสิทธิภาพของรูปคลื่นในเชิงฮาร์โมนิกสูงขึ้นเมื่อนำไปใช้ ซอปเปอร์กับรูปคลื่นหลายระดับของคาสเคดอินเวอร์เตอร์

#### 3.3.1 เทคนิคการสวิตช์แบบ BRM

พื้นฐานการสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิค BRM เกิดจากวงจรดิจิทัลประเภท วงจรโมโนสเตเบิลและเกทต่างๆ ถ้ากำหนดให้มีการส่งพัลส์ BRM เป็นจำนวน  $B$  พัลส์ ดังนั้นรูปคลื่นพัลส์ BRM ที่ถูกส่งออกไปสามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$B = K_m 2^m + K_{m-1} 2^{m-1} + \dots + K_1 2^1 + K_0 2^0 \quad (3.39)$$

จากสมการที่ 3.39 พิจารณาพลังงานในแต่ละส่วนที่ส่งออกไปในช่วงเวลา  $T$  ถ้ากำหนดให้  $2^m$  คือผลรวมของจำนวนพัลส์ต่อวัฏจักร และ  $R$  คือค่าพลังงานในแต่ละพัลส์ของคาบเวลา  $T$  เมื่อ cycle time  $(T_c) = (2^m - 1) T$  ดังนั้นกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยหาได้จากสมการ

$$P = \frac{BR}{2 \times T_{BRM}} = R \left[ K_m \frac{f}{2} + K_{m-1} \frac{f}{2^2} + \dots + K_1 \frac{f}{2^m} + K_0 \frac{f}{2^{m+1}} \right] \quad (3.40)$$

โดยที่  $B$  คือ จำนวนพัลส์ที่ส่ง  
 $m$  คือ จำนวนบิต -1  
 $f$  คือ ความถี่  $1/T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังสมการที่ 3.40 จะสังเกตเห็นได้ว่าการส่งพัลส์ที่มีความถี่  $\frac{f}{2}, \frac{f}{2^2}, \dots, \frac{f}{2^m}, \frac{f}{2^{m+1}}$  ขึ้นอยู่กับจำนวนไบนารีบิตของพัลส์ B ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการสร้างรูปแบบ BRM จึงกำหนดให้มีการกระจายของรูปแบบ BRM ให้ได้พลังงานเฉลี่ยสูงสุดในทุกๆ รูปแบบตามช่วงเวลา  $T_c$  ด้วยการกำหนดความถี่หลักเป็น Linear Independent Waveforms คือ  $f_1, f_2, f_4, f_8, f_{16}, f_{32}, f_{64}, f_{128}$  ที่อิสระต่อกันมากระทำ Linear Combination ดังตัวอย่าง  $f_5 = f_4 + f_1$  (กรณี 8 บิต) ดังนั้นรูปแบบพัลส์สามารถเขียนในทอแมคคณิตศาสตร์ได้ดังสมการ

$$V_{BRM} = \sum_{a=0}^m \left( \frac{2^a}{2^{m+1} - 1} K_a \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{b=0}^{2^a - 1} \left[ \sin \left[ \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{a+1}} + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1} - 1} n \pi \right] - \sin \left[ \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{a+1}} - 1 + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1} - 1} n \pi \right] \right] \frac{2}{n \pi} \cos(n t \omega) K_a \quad (3.41)$$

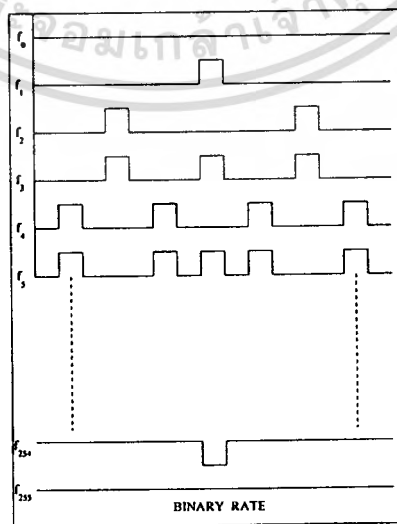
โดยที่

$V_{BRM}$  คือ แรงแดันเทคนิค BRM

$K_a$  คือ น้ำหนักของ BRM

$f$  คือ ความถี่หลัก

สำหรับรูปแบบต่างๆ ของพัลส์ที่ได้จากการกำหนดตามรูปแบบ BRM แสดงได้ดังรูปที่ 3.16



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 3.16 รูปแบบ BRM ขนาด 8 บิต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 เทคนิคการสวิตช์แบบ RBM

เทคนิคการสวิตช์แบบ RBM เป็นเทคนิคใหม่ที่ถูกนำเสนอ เป็นการจัดวางตำแหน่งพัลส์ ของรูปแบบBRMให้อยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม เพื่อให้ประสิทธิภาพของรูปคลื่นเอพท์พุทเพิ่มมากขึ้น เมื่อวิเคราะห์ในเชิงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ [7]

โดยหลักการเทคนิค RBM ทำได้โดย ทำการสุ่ม (Sampling) ด้วยคาบเวลาที่เท่ากันเท่ากับจำนวนพัลส์ BRM ในครึ่งวัฏจักร จากนั้นจัดวางตำแหน่งกึ่งกลางของแต่ละพัลส์ BRM ลงในตำแหน่งกึ่งกลางของแต่ละช่วงการสุ่ม โดยขนาดความกว้างของแต่ละพัลส์เท่ากับ

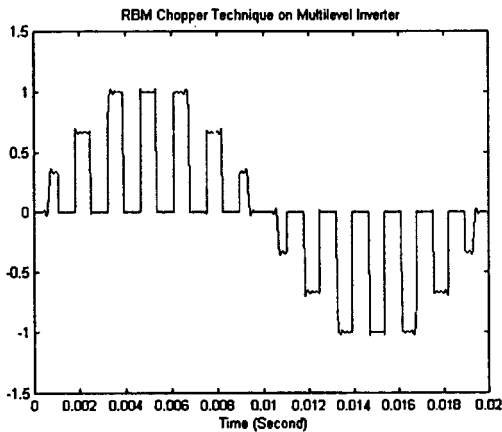
$T = \frac{T_c}{(2^B - 1)2}$ ,  $T_c$  คือคาบเวลาในหนึ่งวัฏจักร ซึ่งสามารถเขียนหลักการดังกล่าวให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$V_{RBM} = \frac{2TN_p}{T_c} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{nT_c} \left[ \sin\left(\frac{n}{4}(2TN_p - T_c)\right) + \sin\left(\frac{n}{4}(2TN_p + T_c)\right) \right] \cos(nN_p 2\pi ft) \quad (3.42)$$

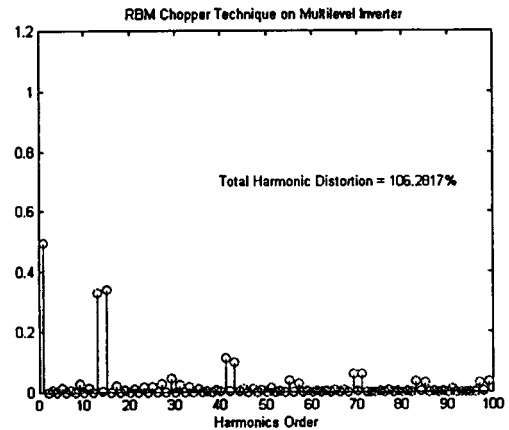
โดยที่

$V_{RBM}$	คือ	แรงแดันเทคนิค RBM
$B$	คือ	ไบนารีบิตของ RBM
$N_p$	คือ	รูปแบบของ RBM

ด้วยเทคนิคการสวิตช์แบบนี้ ตำแหน่งพัลส์ของ BRM จะถูกจัดวางในลักษณะสม่ำเสมอ (Regular-based) เพื่อให้เห็นข้อได้เปรียบของเทคนิค RBM ขอบเปอร์เซ็นต์อินเวอร์เตอร์หลายระดับ จึงทำการจำลอง ก่อนการสร้างฮาร์ดแวร์จริง โดยสามารถแสดงรูปคลื่นของ RBM ขอบเปอร์เซ็นต์อินเวอร์เตอร์หลายระดับด้วยการใช้สมการทางคณิตศาสตร์ของรูปคลื่นจำลองด้วยคำสั่งของโปรแกรม MATLAB และยังสามารถวิเคราะห์รูปคลื่นเพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์และค่า THD ของรูปคลื่นได้ด้วย ในรูปที่ 3.17 จะแสดงรูปคลื่นและสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น ที่ถูกกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และ 7 กำหนดให้มีขนาดความถี่มูลฐานที่มีดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 1 มาขอบเปอร์เซ็นต์ RBM รูปแบบที่ 7 (ขนาด 4 บิต) ส่วนรูปที่ 3.18 จะเป็นการขอบเปอร์เซ็นต์ RBM รูปแบบที่ 10 พบว่าเทคนิค RBM ขอบเปอร์เซ็นต์อินเวอร์เตอร์หลายระดับนั้นสามารถลดค่าฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำลงได้ ซึ่งแสดงให้เห็นจากสเปกตรัม RBM รูปแบบที่ 7 สามารถลดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำได้ถึงลำดับที่ 11 ส่วน RBM รูปแบบที่ 10 สามารถลดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำได้ถึงลำดับที่ 17 และยังให้ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของรูปคลื่นที่ต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค Natural Sampling PWM ดังแสดงในรูปที่ 3.19 โดยจะกำหนดทั้งสองเทคนิคนี้มีขนาดของความถี่มูลฐานและความถี่สวิตช์เท่ากัน จะพบว่าทั้งสองเทคนิคที่ราคาไม่ต่างกันอีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

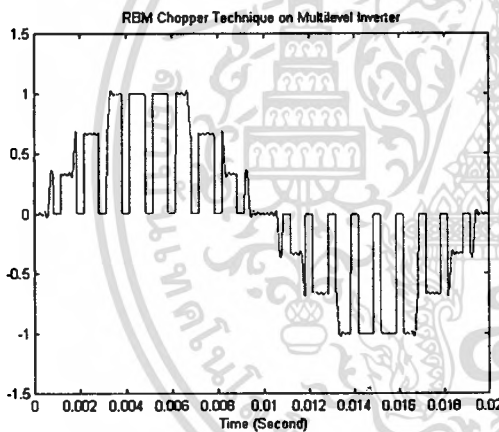


(ข)

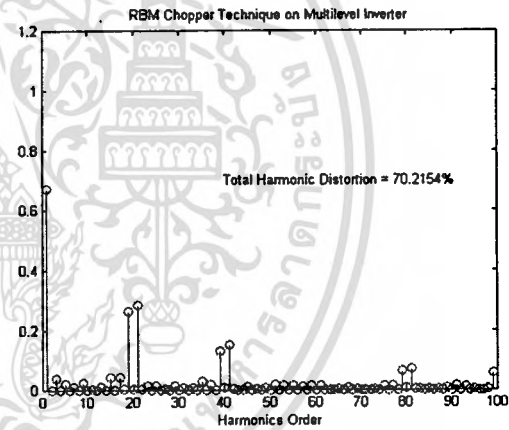
### รูปที่ 3.17 เทคนิค RBM รูปแบบที่ 7 (4 บิต) ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

(ก) รูปคลื่น RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

(ข) สเปกตรัมเทคนิค RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ



(ก)



(ข)

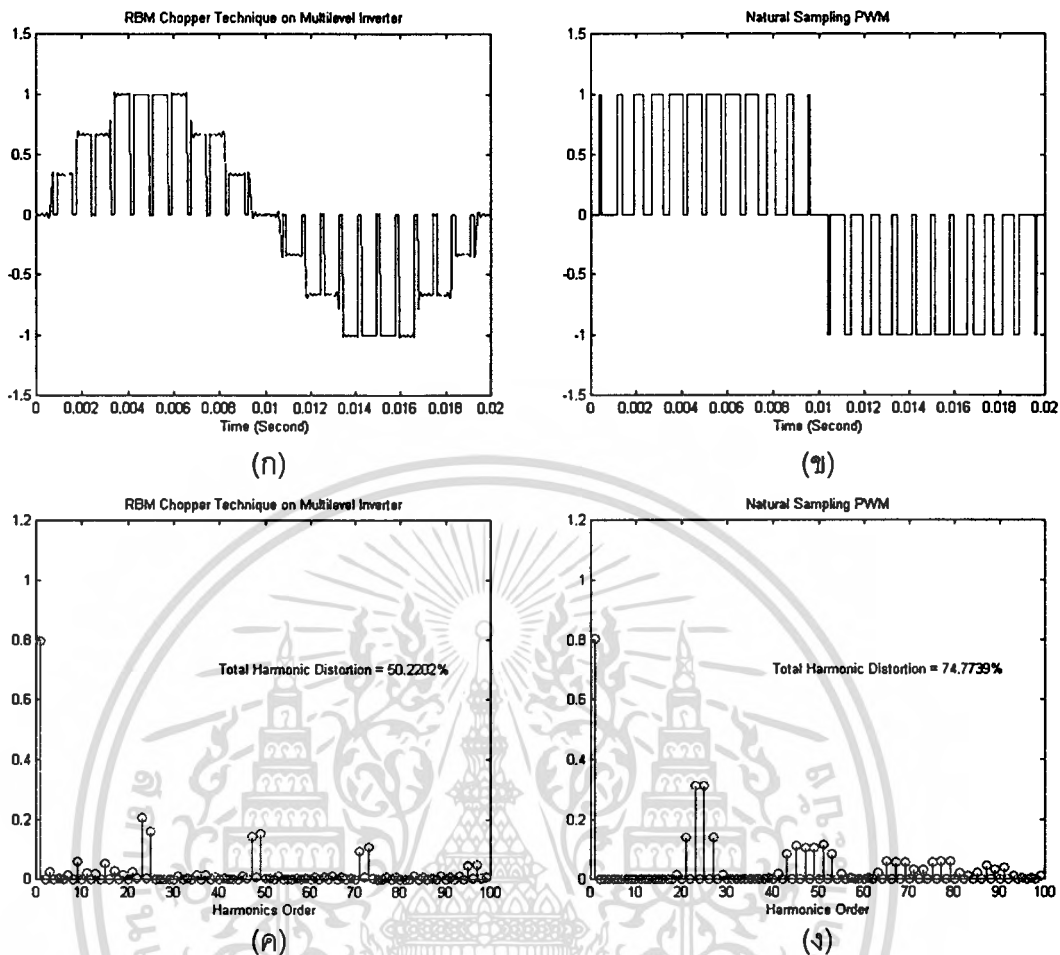
### รูปที่ 3.18 เทคนิค RBM รูปแบบที่ 10 (4 บิต) ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

(ก) รูปคลื่น RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

(ข) สเปกตรัมเทคนิค RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

เปรียบเทียบกันนั้นสามารถกำจัดจำนวนฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำได้ใกล้เคียงกัน แต่เทคนิค RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ให้ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ที่ต่ำกว่าเทคนิค Natural Sampling PWM ซึ่งเทคนิค RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ให้ค่าเปอร์เซ็นต์ 50.2202 % ส่วนเทคนิค Natural Sampling PWM ให้ค่าเปอร์เซ็นต์ 74.7739 % จากการจำลองนั้นเทคนิค RBM ขอปเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ มีค่าสมรรถนะของรูปคลื่นที่ดี เหมาะสมกับการไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 การเปรียบเทียบระหว่างเทคนิค RBM ขอบเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ กับเทคนิค Natural Sampling PWM  
 (ก) รูปคลื่นเทคนิค RBM ขอบเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ  
 (ข) รูปคลื่นเทคนิค Natural Sampling PWM  
 (ค) สเปกตรัมเทคนิค RBM ขอบเปอร์บนอินเวอร์เตอร์หลายระดับ  
 (ง) สเปกตรัมเทคนิค Natural Sampling PWM

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเทคนิค RBM มาประยุกต์ใช้ร่วมกับอินเวอร์เตอร์หลายระดับเพื่อไปควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยหลักการดังกล่าวจะทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานมอเตอร์สูงขึ้น เนื่องจากรูปคลื่นเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีค่า THD ของแรงดันต่ำ ซึ่งแสดงขั้นตอนการออกแบบและการทดสอบได้ในบทต่อไป

## บทที่ 4

### การออกแบบวงจรกำลังและวงจรควบคุม

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ ชั้น 3 เฟส เป็นวงจรกำลังที่ใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ส่วนวงจรควบคุมได้ใช้บอร์ดวงจรรวม FPGA ของบริษัท ALTERA ตระกูล ACEX1K-50 2 บอร์ดใช้เป็นตัวควบคุมการทำงานแบบพีไอ และสร้างสัญญาณเกทที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นหลายระดับชอปเปอร์ด้วยสัญญาณ RBM ด้วยหลักการพื้นฐานแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยกำหนดที่ความถี่เอาต์พุต 1-100 เฮิรตซ์ เพื่อใช้ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ และเพิ่มประสิทธิภาพของรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในเชิงการลดค่า THD ในบทนี้จะได้กล่าวถึงสมการที่จำเป็นที่ใช้ในการออกแบบระบบและวงจรส่วนต่างๆของเครื่องควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ ตลอดจนผลการทดลองที่ใช้เปรียบเทียบกับทฤษฎี

#### 4.1 วงจรกำลัง

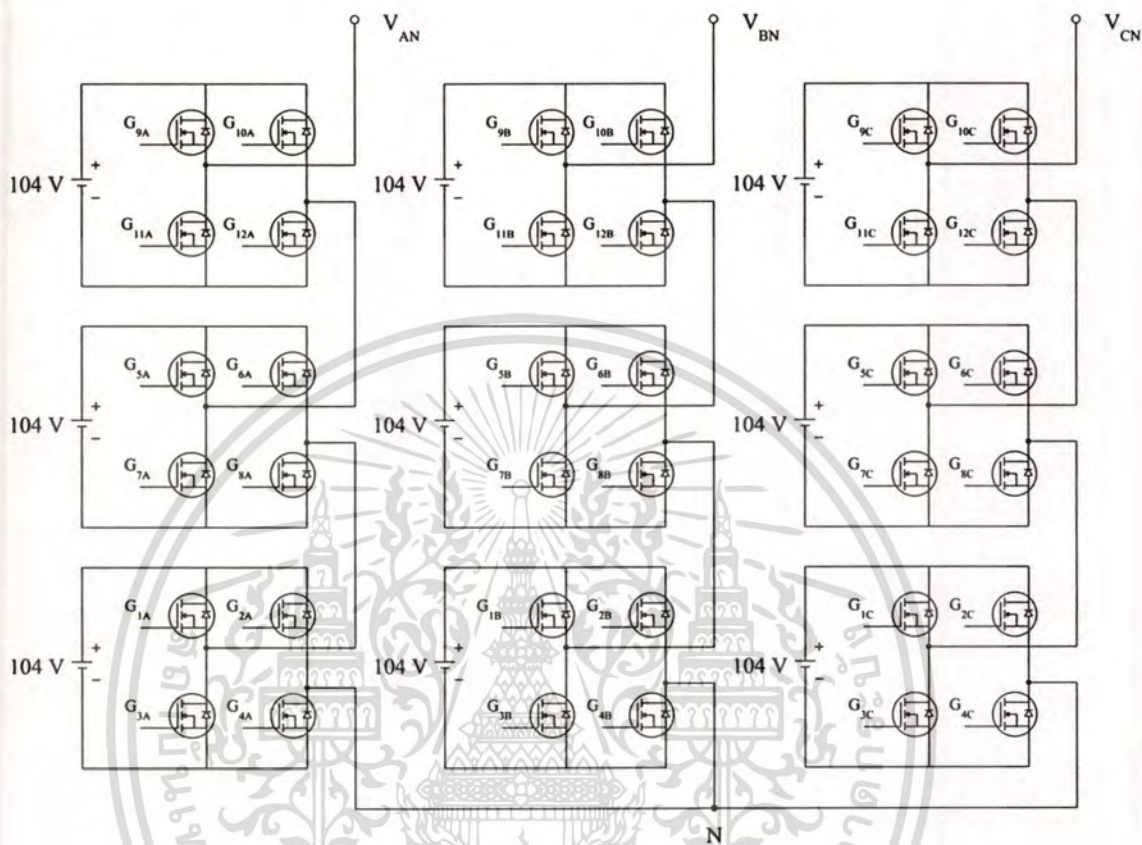
วงจรกำลังที่เลือกใช้เป็นอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันหลายระดับ ชนิดคาสเคดอินเวอร์เตอร์ที่ 7 ระดับชั้น 3 เฟส ในแต่ละเฟสจะประกอบด้วยฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ต่ออนุกรมกัน 3 เซลล์ ในงานวิจัยนี้ได้ ออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลายระดับต่อเฟสมีขนาดสูงสุด  $220 V_{rms}$  เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ จึงต้องกำหนดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของฟูล-บริดจ์แต่ละเซลล์มีขนาด  $104 V_{dc}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยอุปกรณ์การสวิตซ์ที่ใช้คือ มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet) เบอร์ IRF 840 ที่ทนแรงดันได้ 500 V และทนกระแสได้ 8 A เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ที่ได้รับการพัฒนามาให้มีค่าความเร็วในการทำงานและหยุดทำงานสูง แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในแต่ละเซลล์หาได้จาก

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{3} \quad \text{โวลต์} \quad (4.1)$$

ตัวอย่างเช่น ต้องการแรงดันเอาต์พุต  $220 V_{rms}$  ที่คาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{\sqrt{2} \times 220}{3} && \text{โวลต์} \\ &= 104 && \text{โวลต์} \end{aligned}$$

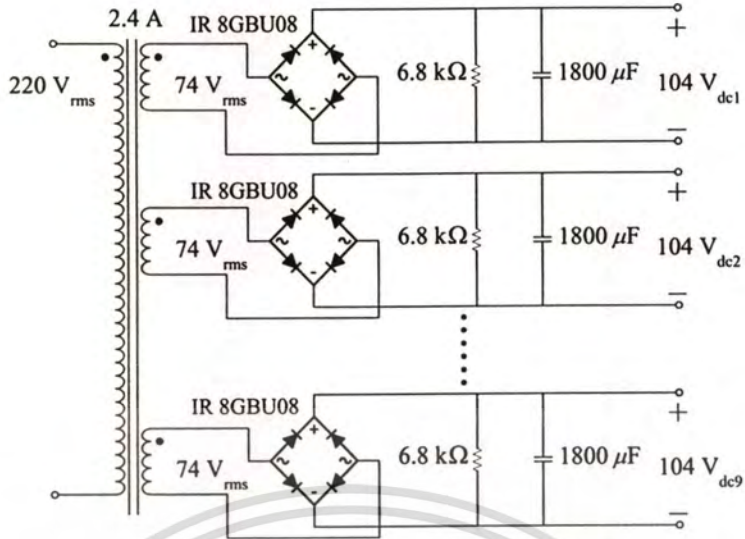
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

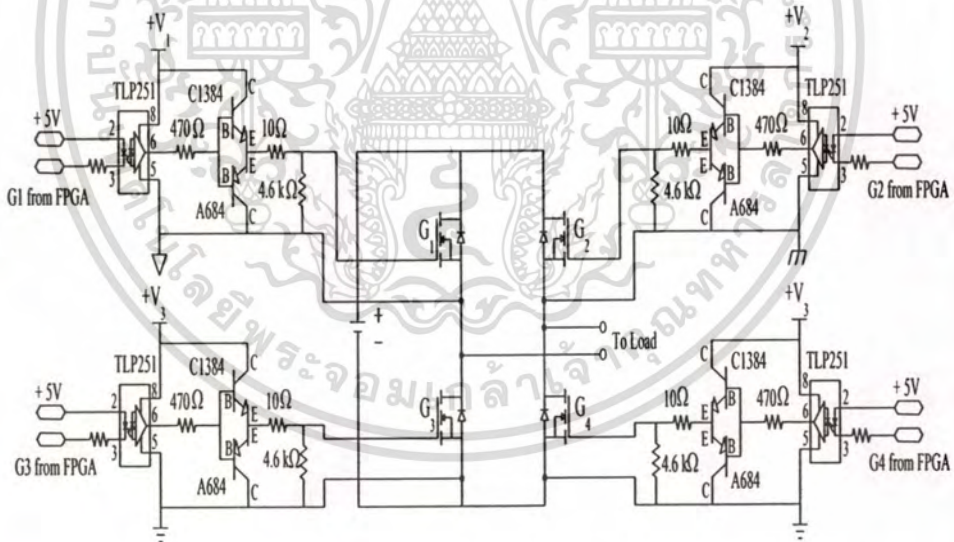
แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Sources) ขนาด 104 โวลต์ ในแต่ละเซลล์ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ในงานวิจัยนี้สร้างจากหม้อแปลงไฟฟ้า แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจาก 220 โวลต์ เป็น 74 โวลต์ ที่พิกัดกระแส 2.4 แอมป์ ทั้งหมด 9 ชุด (3 เฟส) ซึ่งทุกชุดจะต้องมีชุดคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์แสดงดังรูปที่ 4.2 มีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้ามาในวงจรจะผ่านบริดจ์ไดโอด ซึ่งใช้บริดจ์ไดโอดเบอร์ IR-8GBU08 ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีริบเปิล ใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน (Filter Capacitor) เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ เพื่อจ่ายให้ฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์แต่ละชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น 3 เฟส (9 ชุด)

### 4.2 วงจรขับนำ



รูปที่ 4.3 วงจรขับนำสำหรับฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์

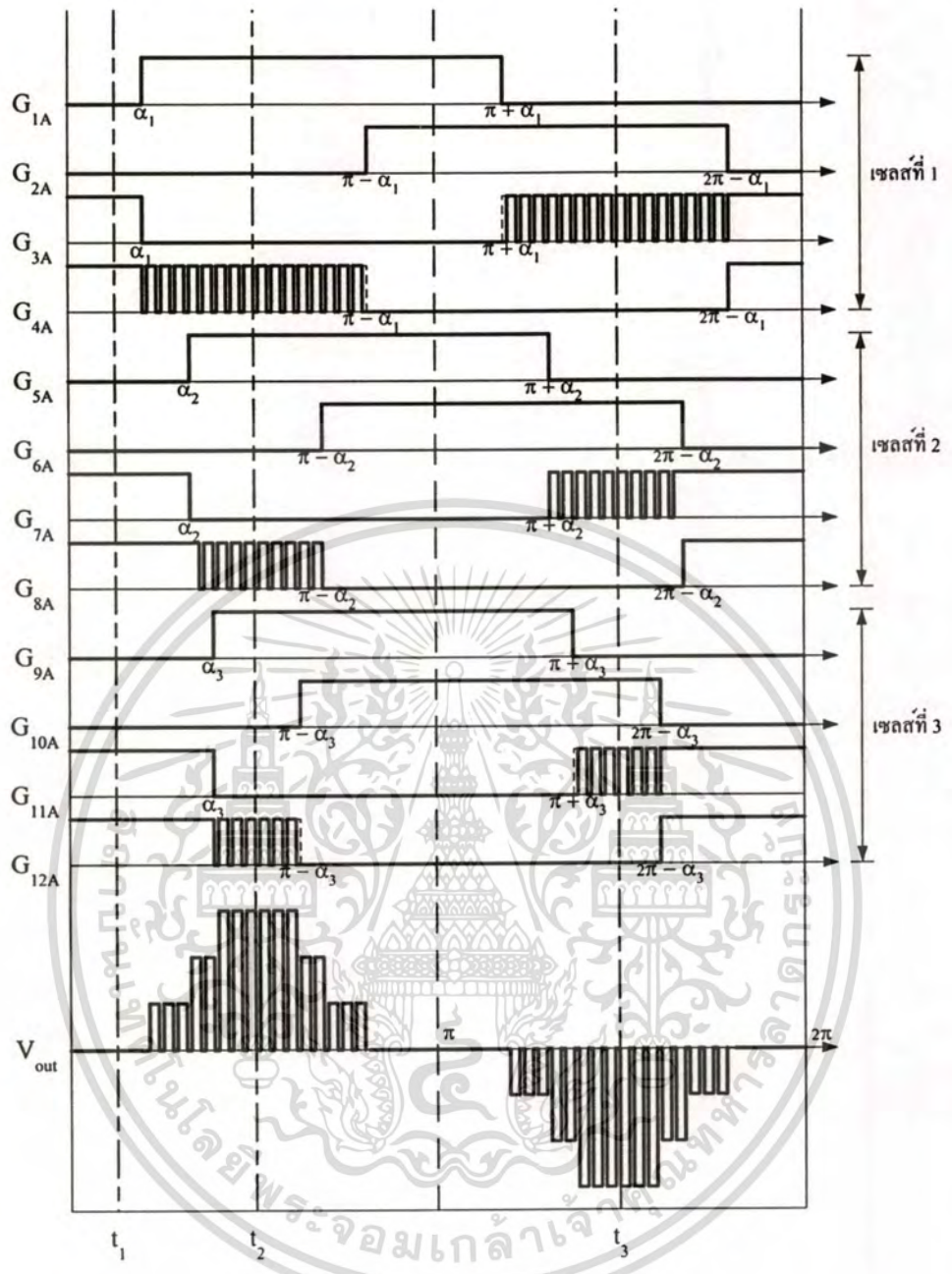
วงจรขับนำเป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่งในการขับอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งหลักการสำคัญของวงจรขับนำก็คือ การขับให้กระแสเพียงพอดต่อการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ และเป็นการแยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรกำลังออกจากกัน วงจรขับนำที่ใช้ในงานวิจัยแสดงดังรูปที่ 4.3 เป็นวงจรขับนำสำหรับฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์แต่ละเซลล์ อธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ นำสัญญาณเกตที่เอกซารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับเวลาตีพิมพ์ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าสร้างขึ้นจาก FPGA ที่ถูกอินเวอร์ตสัญญาณแล้วเข้าที่ขา 3 ของไอโซลอปโตไอโซเลท (Opto Isolate) ไม่วารณี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบอร์ TLP 251 โดยไอซีออฟโตไอโซเลทนี้จะทำหน้าที่แยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง และขยายสัญญาณเกทออกที่ขา 6 โดยสัญญาณเกทนี้จะผ่านวงจรบัฟเฟอร์ ทำหน้าที่รักษาความคมของขอบขาขึ้นและขอบขาลงของสัญญาณเกท โดยใช้หลักการซาร์จและดิสซาร์จกระแสออกจากค่าความจุแฝงที่ภายในขาเกทของอุปกรณ์สวิตช์ โดยวงจรบัฟเฟอร์ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ PNP และ NPN ต่อกันดังรูปที่ 4.3 ซึ่งสัญญาณเกทจาก อิมิตเตอร์ร่วมจะถูกนำไปใช้ขับมอสเฟลกำลังต่อไป

### 4.3 การสร้างสัญญาณเกท

เริ่มต้นหาค่าเฉลี่ยมุมสวิตช์ของสัญญาณเกท  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_5$  ด้วยวิธีนิวเมอริคอลแบบนิวตัน-ราฟสัน ที่อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 โดยที่ค่ามุมสวิตช์นี้จะเป็นตัวกำหนดขนาดของความถี่มูลฐานซึ่งพิจารณาในเทอมของดัชนีมอดูเลชันและกำลังฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำที่ไม่ต้องการ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทดสอบอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบแคสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขึ้น และกำหนดแรงดันเฟสเอทท์พุทที่มีขนาดของความถี่มูลฐาน ที่มีค่าดัชนีมอดูเลชันเท่ากับ 1 และกำลังฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 7 ดังนั้นค่ามุมสวิตช์ตามเงื่อนไขดังกล่าวคำนวณด้วยวิธีนิวเมอริคอล โดยสร้างเงื่อนไขการคำนวณจากคอมพิวเตอร์ด้วยคำสั่งของโปรแกรม MATLAB (แสดงโปรแกรมในภาคผนวก ข) ได้ค่ามุมสวิตช์ดังนี้  $\alpha_1 = 11.6817^\circ$ ,  $\alpha_2 = 31.1783^\circ$  และ  $\alpha_3 = 58.5774^\circ$  ตามลำดับ จากนั้นแปรผันค่าแรงดันเฟสเอทท์พุทของอินเวอร์เตอร์หลายระดับด้วยการชอปเปอร์สัญญาณ RBM รูปแบบต่างๆ ขนาด 8 บิต (สตีปความเร็ว 255 สตีป) โดยเลือกรูปแบบ RBM ให้สอดคล้องตามหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่

ในรูปที่ 4.4 จะแสดงสัญญาณเกทของการสวิตช์แต่ละตัวและแรงดันเฟสเอทท์พุท ในเฟส A ของรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นแคสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขึ้น โดยในแต่ละเซลล์ของฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์จะสวิตช์ด้วยวิธี Swapped zero-level ฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์เซลล์ที่ 1 จะสวิตช์ด้วยการอ้างอิงมุม  $\alpha_1$  ชอปเปอร์ด้วยสัญญาณ RBM ตามแรงดันเอทท์พุทของเซลล์ที่ 1 ฟูล-บริดจ์อินเวอร์เตอร์เซลล์ที่ 2 จะสวิตช์ด้วยการอ้างอิงมุม  $\alpha_2$  ชอปเปอร์ด้วยสัญญาณ RBM ตามแรงดันเอทท์พุทของเซลล์ที่ 2 และฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์เซลล์ที่ 3 จะสวิตช์ด้วยการอ้างอิงมุม  $\alpha_3$  ชอปเปอร์ด้วยสัญญาณ RBM ตามแรงดันเอทท์พุทของเซลล์ที่ 3 ดังรูป ส่วนการสร้างสัญญาณขับในระบบ 3 เฟส ทำได้โดยการเลื่อนจุดเริ่มต้นของเฟส A ไป  $120^\circ$  และ  $240^\circ$  จะได้มุมสัญญาณขับเฟส B และ C ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 สัญญาณเกตต่างๆของเฟส A และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

จากรูปสามารถอธิบายการทำงานที่เวลาต่างๆได้ดังนี้

ที่เวลา  $t_1$  มอสเฟสกำลังที่ทำงานคือ  $G_{3A}, G_{4A}, G_{7A}, G_{8A}, G_{11A}$  และ  $G_{12A}$  โดยมีลักษณะการไหลของกระแสเริ่มจากนิวทรัล N ผ่าน  $G_{4A}$ , ไดโอดภายใน  $G_{3A}, G_{8A}$ , ไดโอดภายใน  $G_{7A}, G_{12A}$ , และไดโอดภายใน  $G_{11A}$  จะได้แรงดันตกคร่อม  $V_{AN}$  เท่ากับ  $0 V_{dc}$

ที่เวลา  $t_2$  มอสเฟสกำลังที่ทำงานคือ  $G_{1A}, G_{4A}, G_{5A}, G_{8A}, G_{9A}$  และ  $G_{12A}$  โดยมีลักษณะการไหลของกระแสเริ่มจากนิวทรัล N ผ่าน  $G_{4A}, +V_{dc1}, G_{1A}, G_{8A}, +V_{dc2}, G_{5A}, G_{12A}, +V_{dc3}$  และ  $G_{9A}$

เอกสารนี้จะได้แรงดันตกคร่อม  $V_{AN}$  เท่ากับ  $+3 V_{dc}$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 'ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้'

ที่เวลา  $t_3$  มอสเฟตกำลังที่ทำงานคือ  $G_{2A}$ ,  $G_{3A}$ ,  $G_{6A}$ ,  $G_{7A}$ ,  $G_{10A}$  และ  $G_{11A}$  โดยมีลักษณะการไหลของกระแสเริ่มจากนิวทรอล N ผ่าน  $G_{2A}$ ,  $-V_{dc1}$ ,  $G_{3A}$ ,  $G_{6A}$ ,  $-V_{dc2}$ ,  $G_{7A}$ ,  $G_{10A}$ ,  $-V_{dc3}$  และ  $G_{11A}$  จะได้แรงดันตกคร่อม  $V_{AN}$  เท่ากับ  $-3 V_{dc}$

จากตัวอย่างการทำงานในแต่ละเวลาดังกล่าวข้างต้น เราสามารถนำหลักการเดียวกันนี้ ไปใช้อธิบายการทำงานของวงจรที่เวลาอื่นๆ ได้ด้วยวิธีการเดียวกัน ซึ่งจะทำให้วงจรสามารถทำงานและสร้างรูปคลื่นเอาต์พุตตามที่แสดงไว้

เมื่อได้สัญญาณเกตที่ใช้ควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังทั้ง 12 ตัวดังรูปที่ 4.4 แบ่งแต่ละสัญญาณเกตออกเป็น 10712 ส่วน ส่วนละ 360/10712 องศา (การแบ่งสัญญาณเกตยิ่งมากส่วน จะทำให้สัญญาณเกตที่สร้างมีความละเอียดใกล้เคียงกับสัญญาณเกตที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งการแบ่งจำนวนส่วนขึ้นอยู่กับฮอสซิลเลเตอร์ที่ใช้) แปลงค่ามุม  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  และ  $\alpha_3$  และรูปแบบสวิตชิง RBM รูปแบบต่างๆ ที่ใช้งานจากองศาเป็นตำแหน่งของส่วน จากนั้นเก็บตำแหน่งของส่วนไว้ใน FPGA และสร้าง Counter จาก FPGA เพื่อนับเทียบกับค่าตำแหน่งของส่วนเพื่อสร้างสัญญาณเกตตามที่กำหนดส่วนความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเกตกำหนดได้ด้วยวงจรหารความถี่ที่สร้างจากวงจรรวม FPGA โดยอ้างอิงจากสัญญาณนาฬิกาจากฮอสซิลเลเตอร์เป็นหลัก

สัญญาณเกตที่ออกแบบจาก FPGA ได้กำหนดค่าเบรคดิงค์โคมให้มากกว่า Rise Time และ Fall Time ซึ่ง มอสเฟตกำลังที่ใช้เป็นของบริษัท International Rectifier เบอร์ IRF 840 มีค่า Rise Time 23 นาโนวินาทีและ Fall Time 20 นาโนวินาที จึงกำหนดเบรคดิงค์โคมมีค่าเท่ากับ 100 นาโนวินาที

ตารางที่ 4.1 ตารางเก็บค่าข้อมูลที่ส่งให้วงจรหารความถี่

ความถี่(Hz)	ค่าข้อมูล
1	3266
1.5	2179
2	1633
2.5	1307
.	.
.	.
99.5	31
100	31

สำหรับงานวิจัยนี้ได้กำหนดความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเกทตั้งแต่ 1-100 เฮิรตซ์ ชั้นละ 0.5 เฮิรตซ์ โดยใช้วงจรหารความถี่ที่สร้างจากวงจรรวม FPGA เพื่อกำหนดความถี่เอาต์พุต โดยกำหนดค่าข้อมูลต่างๆ ให้กับวงจรหารความถี่ดังแสดงในตารางที่ 4.1

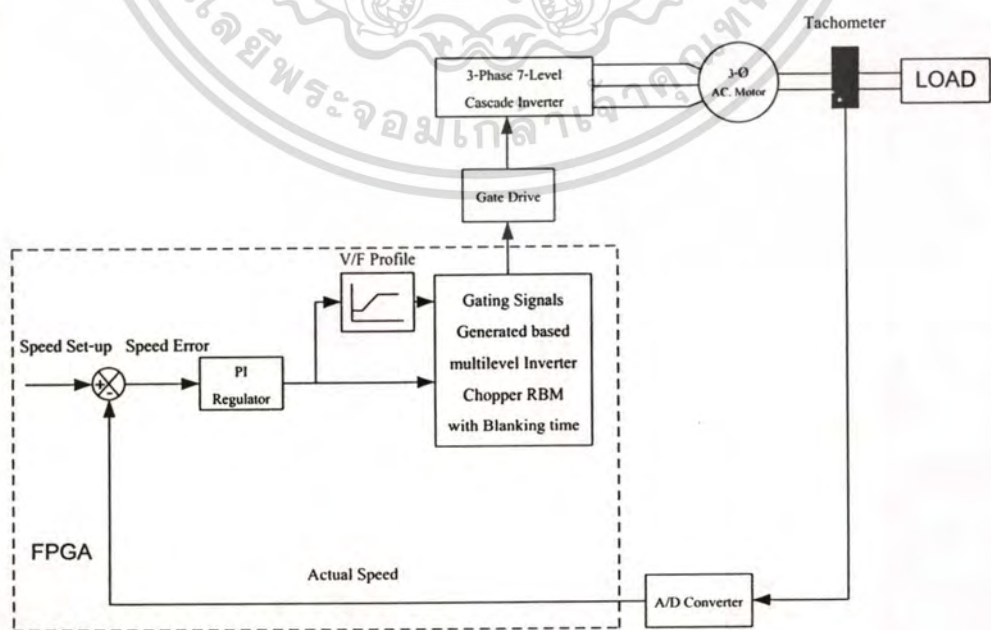
#### 4.4 การออกแบบวงจรควบคุม

การออกแบบวงจรควบคุม เป็นการออกแบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบวงรอบปิด เพื่อรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อมีการรบกวนจากภายนอก โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ถูกออกแบบและสร้างในระบบดิจิทัลหรือเรียกว่าระบบข้อมูลไม่ต่อเนื่อง แสดงตัวควบคุมแบบพีไอได้ดังนี้

$$V_{on} = V_{on-1} + K_p (\Delta e_n) + K_i e_n \quad (4.2)$$

เมื่อ  $\Delta e_n = e_n - e_{n-1}$

นำสมการที่ 4.2 เป็นตัวควบคุมพีไอไปสร้างวงจรรวม FPGA เพื่อเป็นตัวกำหนด GAIN สำหรับควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อมีการรบกวนจากภายนอก โดยตัวควบคุมแบบพีไอจะทำการเลือกความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เหมาะสม เพื่อชดเชยเมื่อมีการรบกวน โดยความถี่ก็จะสัมพันธ์ต่อรูปแบบ RBM ด้วยหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยแสดงการทำงานของระบบควบคุมได้ดังรูปที่ 4.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 อธิบายระบบการควบคุมได้ดังนี้ ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะถูกป้อนกลับมาจากเทคโนโลยี (Tachometer) มายังส่วนวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ส่งให้กับ FPGA โดยนำสัญญาณมาเปรียบเทียบกับความเร็วรอบที่ตั้งค่าไว้แล้วประมวลผลตามกิริยาการควบคุมแบบพีไอ เพื่อเลือกใช้ความถี่เอาท์พุทที่เหมาะสม ที่สัมพันธ์กับรูปแบบ RBM ตามหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ ส่งให้กับวงจรขับนำผ่านเข้าสู่ชุดคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น 3 เฟส สำหรับควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสต่อไป

## 4.5 การทำงานของวงจรรวม

### 4.5.1 รายละเอียดของบอร์ด FPGA

การทำงานของวงจรรวมในการวิจัยนี้ได้ใช้บอร์ด FPGA ในกลุ่ม POWER ACEX1K SERIES[8] เป็นบอร์ด FPGA ที่สามารถนำไปใช้งานเป็นบอร์ดทดลองหรือบอร์ดพัฒนางานต่างๆ ทางด้านระบบดิจิทัลได้อย่างสะดวกโดยใช้บอร์ดรุ่น POWER ACEX1K-50 ภายในบอร์ดจะใช้ชิป FPGA เบอร์ EP1K50TC144 เป็นชิป FPGA ที่มีความจุของเกตประมาณ 50,000 เกต มี Logic Elements (Les) 2,880 LEs มีหน่วยความจำภายใน (Internal Memory) 24,576 Bite และมีขา I/O ให้สามารถใช้งานได้อย่างอิสระถึง 102 ขา สามารถใช้งานกับ I/O แบบ 5V, 3.3V หรือ 2.5V

### ตารางที่ 4.2 คุณสมบัติของชิป EP1K50TC144

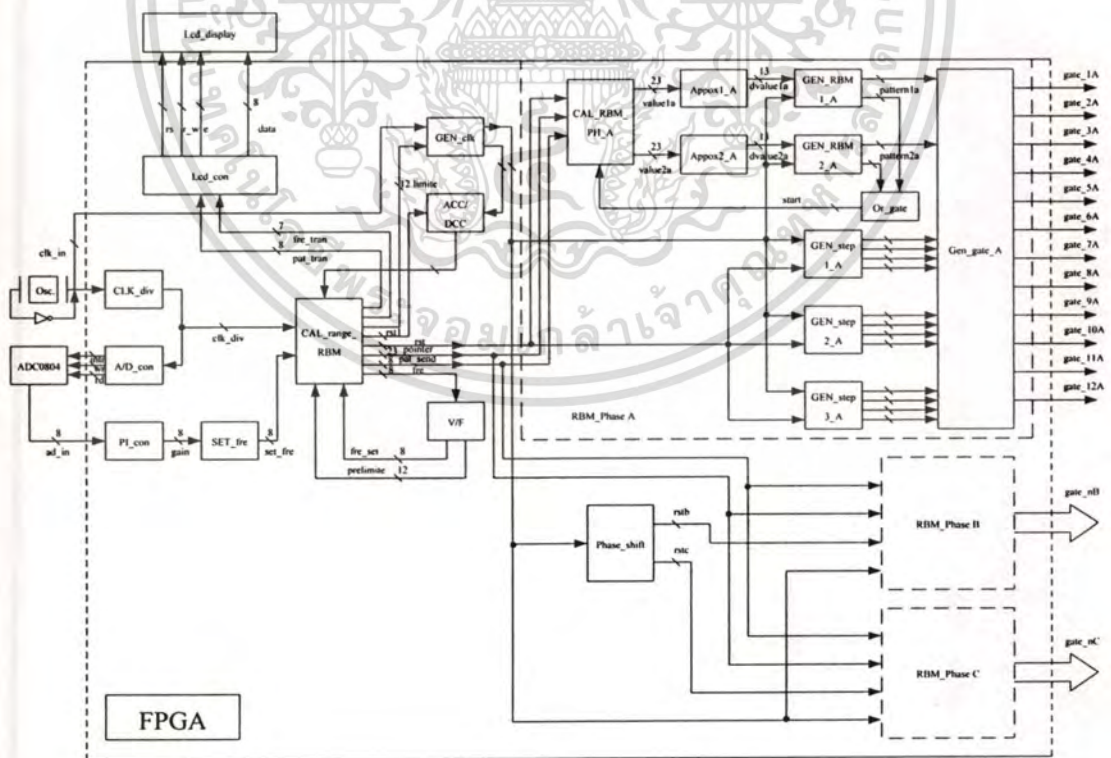
Feature	POWER ACEX1K-50
ACEX1K Part Number	EP1K50TC144
Typical gates	50,000
Speed Grade	-3
Maximum system gates	199,000
Logic elements (Les)	2,880
Embedded Array Block (EABs)	10
Total RAM bits (internal memory)	40,960
Multi Volt I/O Support	2.5V, 3.3V, 5.0V
Maximum Frequency	180MHz
User I/O pins	102
Package	TQFP144

FPGA ตระกูล ACEX1K ของบริษัท ALTERA เป็น FPGA ที่มีโครงสร้างภายในเป็นแบบ SRAM-BASED FPGA โดยใช้เทคโนโลยีในการโปรแกรมเหมือนกับหน่วยความจำแบบ SRAM (Static Ram) ทำให้การโปรแกรมสามารถทำซ้ำได้โดยไม่จำกัดจำนวนครั้ง และใช้เวลาในการโปรแกรมชิป FPGA น้อยมาก (ระดับ nSEC) การโปรแกรมทำได้ง่ายเช่นเดียวกับการเขียน RAM ทั่วไป แต่ข้อเสียคือ ต้องการไฟเลี้ยงการเก็บวงจรที่ออกแบบ

ส่วน JTAC Connector เป็น Header ตัวผู้แบบ 5x2 ใช้สำหรับต่อสาย Byte Blaster MV เพื่อดาวน์โหลดข้อมูลทางลอจิกที่ได้ออกแบบได้จากคอมพิวเตอร์ลงไปสู่ชิป FPGA

4.5.2 การทำงานของวงจรโดยรวม

การทำงานของวงจรโดยรวมแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.6 โดยใช้โปรแกรม MAX+PLUS II [9] ที่ถูกสร้างและพัฒนาขึ้นจากบริษัท ALTERA เพื่อใช้ สำหรับออกแบบและสังเคราะห์วงจรทางดิจิทัลและโปรแกรมวงจรลอจิกที่สร้างขึ้นชิป FPGA ในการออกแบบวงจรด้วยโปรแกรม MAX+PLUS II สามารถทำได้หลายลักษณะ แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ภาษาอธิบายพฤติกรรมของวงจรด้วยภาษา VHDL



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรโดยรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกโคดอะแกรมการทำงานของวงจรมีรูปที่ 4.6 สามารถแยกการทำงานออกเป็นส่วนๆ ซึ่งแต่ละส่วนจะถูกออกแบบโดยใช้ภาษา VHDL อธิบายหลักการทำงานแต่ละส่วนได้ดังนี้

#### A/D\_con

ส่วนของ A/D\_con ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของไอซี ADC0804 ผ่านสัญญาณควบคุม rd, wr และ intr โดยผ่านเงื่อนไขของสัญญาณ clk\_div ซึ่งเป็นสัญญาณที่ได้จากวงจรรักษาความถี่ของส่วน CLK\_div เพื่อทำการแปลงค่าความเร็วรอบมอเตอร์เป็นข้อมูลดิจิตอลขนาด 8 บิต เข้าประมวลผลในวงจรรวม FPGA

#### PI\_con

ส่วนของ PI\_con จะรับข้อมูลดิจิตอลจาก ADC0804 เข้ามาแล้วทำการประมวลผลตามกฏของพีไอดังสมการที่ (4.2) เพื่อเลือกความถี่เอาต์พุตที่เหมาะสมโดยส่งสัญญาณ gain เป็นข้อมูลขนาด 8 บิตไปยังส่วน SET\_fre ต่อไป

#### SET\_fre

ส่วนของ SET\_fre ทำหน้าที่รับสัญญาณข้อมูลขนาด 8 บิตจากส่วนของ PI\_con แล้วทำการแปลงค่าข้อมูลดังกล่าวให้เป็นค่าความถี่เอาต์พุตที่อยู่ในย่าน 1-100 เฮิรตซ์ แล้วส่งสัญญาณ set\_fre ขนาด 8 บิต ไปยังส่วน CAL\_range\_RBM

#### CAL\_range\_RBM

ส่วนของ CAL\_range\_RBM ทำหน้าที่รับค่าสัญญาณ fre\_set ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณด้วยตัวควบคุมแบบพีไอมาเปรียบเทียบกับความถี่เอาต์พุตขณะทำงานอยู่ แล้วปรับเปลี่ยนค่าความถี่ขณะทำงานอยู่เป็นค่าความถี่ที่คำนวณได้ด้วยอัตราการเพิ่มหรือลดตามค่าของความหน่วงหรือความเร่งที่กำหนดไว้ในส่วน ACC/DCC แล้วส่งสัญญาณ fre ขนาด 8 บิต ไปยังส่วนของ V/F เพื่อทำการเปิดตารางกำหนดรูปแบบสัญญาณ RBM ให้สัมพันธ์กับความถี่เอาต์พุตนั้นๆ ตามหลักการของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ และค่าข้อมูลที่จะส่งให้วงจรรักษาความถี่เพื่อสร้างเอาต์พุตตามต้องการ แล้วส่งมายังส่วนของ CAL\_range\_RBM อีกครั้ง เพื่อคำนวณหาค่าระยะห่างระหว่างพัลส์ของรูปแบบ RBM ที่ใช้งาน ซึ่งเป็นสัญญาณ pointer ขนาด 23 บิต พร้อมกันนั้นได้ส่งสัญญาณ limite ขนาด 12 บิต เป็นค่าข้อมูลไปยังส่วนของวงจรรักษาความถี่คือส่วน GEN\_clk เพื่อสร้างเอาต์พุตที่ต้องการ และส่งสัญญาณ pointer ขนาด 23 บิต, สัญญาณ pat\_send ขนาด 8 บิต และสัญญาณ rst ไปยังส่วนของ CAL\_RBM\_PH\_A เพื่อเริ่มต้นการสร้างสัญญาณเกทในเฟส A

#### CAL\_RBM\_PH\_A

ส่วนของ CAL\_RBM\_PH\_A เมื่อรับค่าสัญญาณต่างๆ จากส่วนของ CAL\_range\_RBM มาแล้วก็จะเริ่มสร้างสัญญาณ RBM ตามรูปแบบที่ต้องการ โดยเริ่มจากนำสัญญาณ pointer มา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นค่าตำแหน่งกึ่งกลางของพัลส์แรกของรูปแบบ RBM กำหนด จากนั้นนำค่าสัญญาณ value1 a ขนาด 23 บิต แปลงเป็นค่าตำแหน่งของส่วน (ค่าตำแหน่งของส่วนมีค่าตั้งแต่ 1-10712 ตามการแบ่งไว้ในหัวข้อ 4.3) ในส่วนของ Appox1\_A เป็นสัญญาณ dvalue1a ขนาด 13 บิต ส่งไปยังส่วนของ GEN\_RBM1\_A เพื่อสร้างสัญญาณ RBM พัลส์แรก ตามการอ้างอิงของสัญญาณ clk จากส่วนของ GEN\_clk เมื่อสร้างพัลส์แรกเสร็จจะส่งสัญญาณ start ไปยังส่วนของ CAL\_RBM\_PH\_A เพื่อบอกว่าให้เริ่มคำนวณหาค่าตำแหน่งกึ่งกลางของพัลส์ที่สอง นำค่าสัญญาณ value2 a ขนาด 23 บิต แปลงเป็นค่าตำแหน่งของส่วน ในส่วนของ Appox2\_A เป็นสัญญาณ dvalue2a ขนาด 13 บิต ส่งไปยังส่วนของ GEN\_RBM2\_A เพื่อสร้างสัญญาณ RBM พัลส์ที่สอง ทำเช่นนี้สลับกันในพัลส์ต่อไปของรูปแบบ RBM โดยใช้สัญญาณ rst เป็นสัญญาณกำหนดเริ่มต้นทำงาน และใช้สัญญาณ pat\_send กำหนดการเริ่มต้นในแต่ละวัฏจักร

#### GEN\_RBM1\_A และ GEN\_RBM2\_A

ส่วนของ GEN\_RBM1\_A และ GEN\_RBM2\_A ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ RBM ในเฟส A โดยนำค่าตำแหน่งกึ่งกลางของพัลส์ มาสร้างพัลส์ RBM มีความกว้างพัลส์ 21 ส่วน แล้วกำหนดเป็นค่าตำแหน่งของส่วน ใช้ Counter จากส่วนของ GEN\_clk นับเทียบกำเนิดสัญญาณ RBM ตามตำแหน่งที่ต้องการ

#### GEN\_step1\_A

ส่วนของ GEN\_step1\_A ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเกตของฟูล-บริดจ์ เซลล์ที่ 1 ในเฟส A โดยค่ามุมที่อ้างอิงกับมุม  $\alpha_1$  ที่แปลงเป็นค่าตำแหน่งของส่วน ใช้ Counter จากส่วนของ GEN\_clk นับเทียบกำเนิดสัญญาณเกตของฟูล-บริดจ์ เซลล์ที่ 1 ในเฟส A ตามตำแหน่งที่ต้องการ เช่นเดียวกัน ในส่วนของ GEN\_step2\_A และ GEN\_step3\_A ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเกตของฟูล-บริดจ์ เซลล์ที่ 2 และ เซลล์ที่ 3 ในเฟส A ตามลำดับ

#### GEN\_gate\_A

ส่วนของ GEN\_gate\_A ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเกตทั้งหมดในเฟส A ดังในรูปที่ 4.4 โดยสร้างสัญญาณเกต 12 สัญญาณ สำหรับคลาสเคตอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น แล้วทำการอินเวอร์สสัญญาณเกตเพื่อให้สอดคล้องกับวงจรชุดขับนำที่ออกแบบไว้ข้างต้น

#### Phase\_shift

ส่วนของ Phase\_shift ทำหน้าที่เลื่อนจุดเริ่มต้นของเฟส A ไป  $120^\circ$  และ  $240^\circ$  จะได้จุดเริ่มต้นสัญญาณเกตในเฟส B และ เฟส C ใหม่ โดยใช้สัญญาณ rstb เป็นสัญญาณกำหนดเริ่มต้นทำงานของเฟส B และ ใช้สัญญาณ rstc เป็นสัญญาณกำหนดเริ่มต้นทำงานของเฟส C ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณเกตในเฟส B และเฟส C สร้างได้เช่นเดียวกับเฟส A ดังที่อธิบายไว้ข้างต้น

### Lcd\_con

ส่วนของ Lcd\_con ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของ จอแอลซีดี โดยส่งสัญญาณข้อมูล data ขนาด 8 บิต และสัญญาณควบคุม rs, r\_w และ e ควบคุมให้แสดงผลตามที่ต้องการ

### V/F

ส่วนของ V/F ทำหน้าที่เป็นส่วนของการเก็บข้อมูลต่างๆ ที่ใช้งาน เช่นเป็นตารางในการกำหนดความถี่เอาต์พุตให้สัมพันธ์กับรูปแบบ RBM ตามหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ และยังเก็บค่าข้อมูลที่จะส่งให้วงจรหารความถี่เพื่อสร้างความถี่เอาต์พุตตามต้องการ

## 4.6 ผลการทดลอง

ทดสอบชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งถูกต้องแบบสตาร์ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 กรณี ทดสอบแบบวงรอบเปิด (Open loop) และทดสอบแบบวงรอบปิด (Closed loop) ในการทดสอบแบบวงรอบเปิดนั้นจะทำการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ ที่ขณะไร้โหลดและขณะขับโหลด เพื่อวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์ของรูปคลื่นแรงดันและรูปคลื่นกระแส ค่า THD และทดสอบหลักการแรงดันต่อความถี่คงที่ ส่วนในการทดสอบแบบวงรอบปิดจะดูผลการตอบสนองเมื่อต้องการรักษาความเร็วรอบขณะมีการรบกวนจากภายนอก โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้มีดังนี้

พิกัดแรงดัน 220/380  $\Delta - Y$

พิกัดกระแส 1.1/0.63  $\Delta - Y$

พิกัดกำลัง 220 วัตต์

พิกัดความถี่ 50 เฮิร์ตซ์

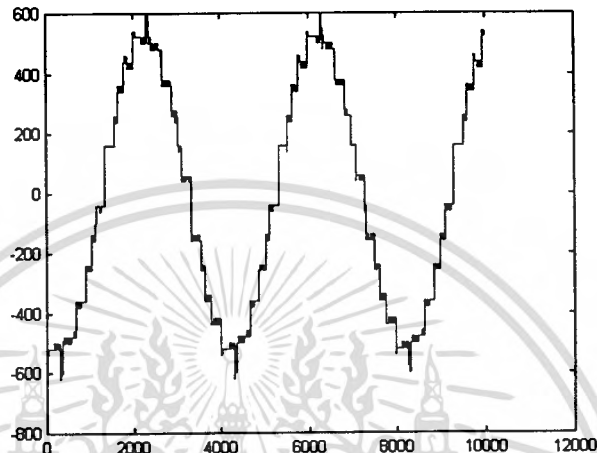
พิกัดความเร็ว 1410 รอบต่อนาที

### 4.6.1 ทดสอบปรับความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ ที่ขณะไร้โหลดแบบวงรอบเปิด

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบปรับความเร็วรอบมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ ขณะไร้โหลด เพื่อแสดงสัญญาณรูปคลื่นต่างๆ และวิเคราะห์สเปกตรัมของรูปคลื่น ซึ่งในส่วนการวิเคราะห์สเปกตรัมของรูปคลื่นนั้นจะบันทึกสัญญาณรูปคลื่นในรูปแบบของ ASCII FILE แล้วนำไปวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกส์โดยอาศัยหลักการของ Fast Fourier Transform (FFT) ที่เป็นคำสั่งในโปรแกรม MATLAB ซึ่งการกระทำวิธีนี้จะช่วยให้สามารถวิเคราะห์และแสดงองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ อย่างชัดเจน และยังคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์ THD ได้อย่างรวดเร็ว ในการทดสอบจะบันทึกผลสัญญาณรูปคลื่นด้วยออสซิลโลสโคป รุ่น DL1520 ของบริษัท YOKOGAWA

## ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณรูปคลื่น

- 1 บันทึกสัญญาณรูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปอย่างน้อย 1 วัฏจักรในรูปแบบข้อมูล ASCII FILE
- 2 นำข้อมูลสัญญาณรูปคลื่น ASCII FILE ที่ได้เก็บในรูปแบบ M FILE ของโปรแกรม MATLAB
- 3 ใช้คำสั่ง PLOT ของโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงข้อมูลจาก M\_FILE เป็นรูปคลื่นสัญญาณ



รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณรูปคลื่นที่พล็อตจากโปรแกรม MATLAB

- 4 กำหนดช่วงคาบเวลา 1 วัฏจักร (start และ stop) และลำดับฮาร์โมนิกที่ต้องการ ลำดับเริ่มต้น, ช่วงเว้นลำดับ, ลำดับสุดท้าย (A,B,C) เพื่อวิเคราะห์สเปกตรัมจากคำสั่ง FFT และคำนวณหาค่า %THD โดยใช้โปรแกรมดังรูป

```
function p=Spectrum(V,start,stop,A,B,C)

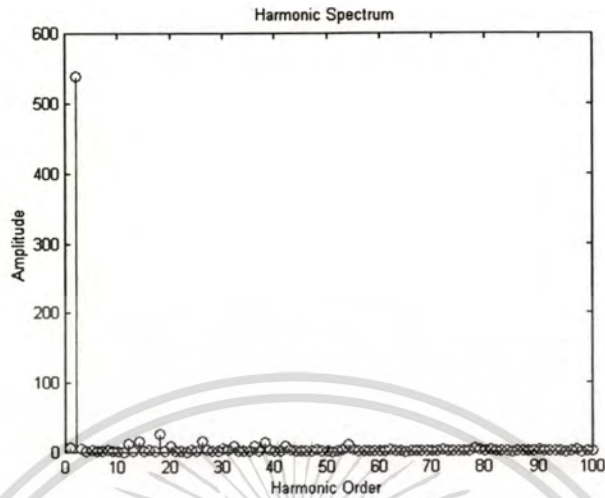
V=V(start:stop);
Vfft=fft(V)*2/length(V);
figure(1);stem(abs(Vfft(A:B:C)*1))*sqrt(2));
axis([0 100 0 600]);
title('Harmonic Spectrum');
xlabel('Harmonic Order');
ylabel('Amplitude');
%text(30,0.8,'Total Harmonic Distortion = 73.0224%');
%text(30,0.7,'Fundamental magnitude = 0.8062');
Vmag=abs(Vfft(A:B:C)*1)/(sqrt(2));
Vangle=angle(Vfft(A:B:C))*180/pi;

Yt=(sqrt(sum((Vmag(3:C)).^2)));
%Find THDv
THDv=100*(sqrt(sum((Vmag(3:C)).^2)))/Vmag(2);
f=(50:50:650);

[Vmag Vangle ]
Yt
THDv
```

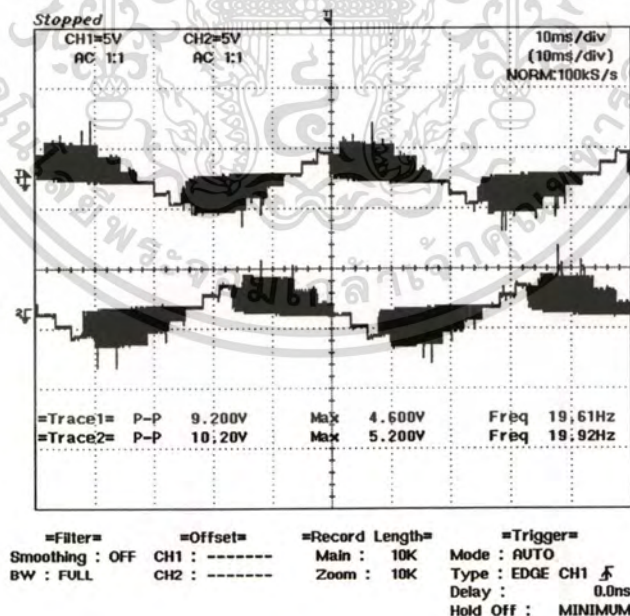
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอน  
รูปที่ 4.8 โปรแกรมวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่เขียนจากโปรแกรม MATLAB ด้านการคำนวณค่า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 เมื่อรันโปรแกรมแล้ว จะได้สเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์ พร้อมค่า %THD



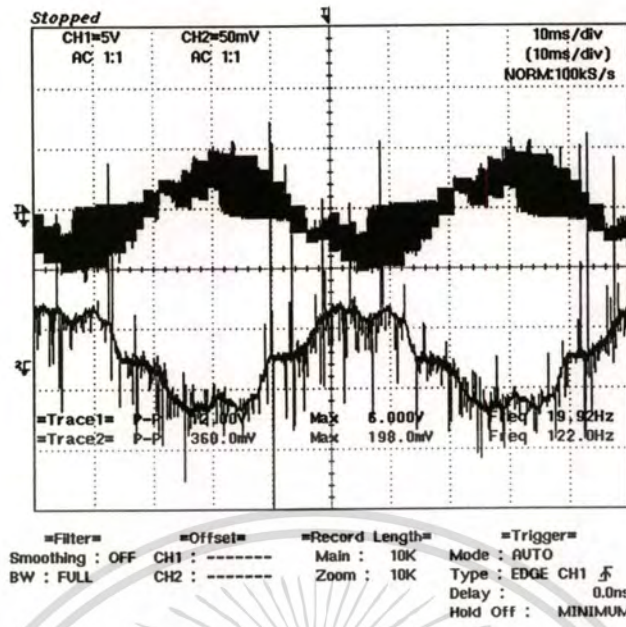
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นที่ทำการวิเคราะห์

ดังนั้นการทดสอบในส่วนนี้จะแสดงสัญญาณรูปคลื่น แรงดันเฟส แรงดันไลน์และกระแส พร้อมกับรูปสเปกตรัมของแรงดันไลน์และกระแสที่ความถี่ต่างๆ ขณะไว้โหลด

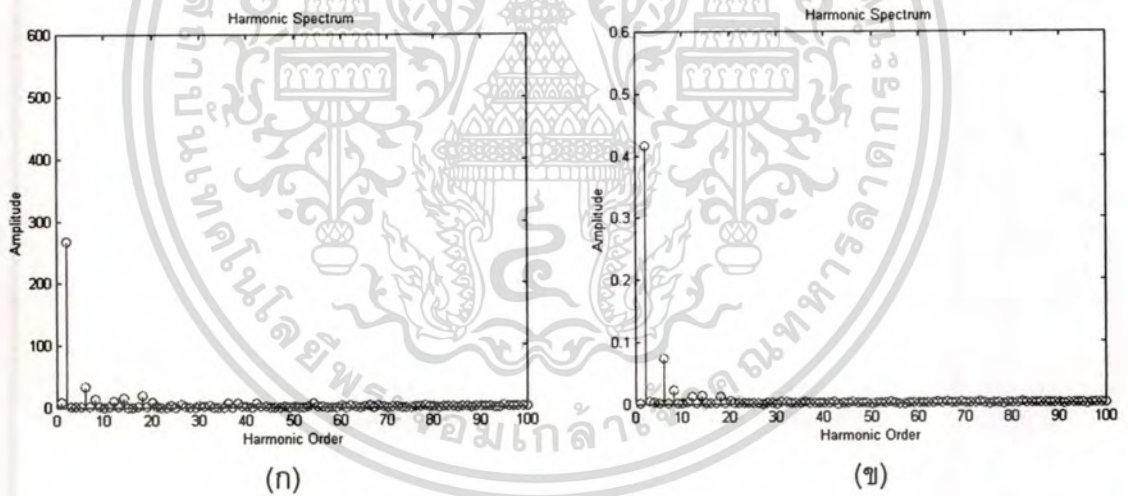


รูปที่ 4.10 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟส A และ เฟส B) ที่ความถี่เอาท์พุท 20 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

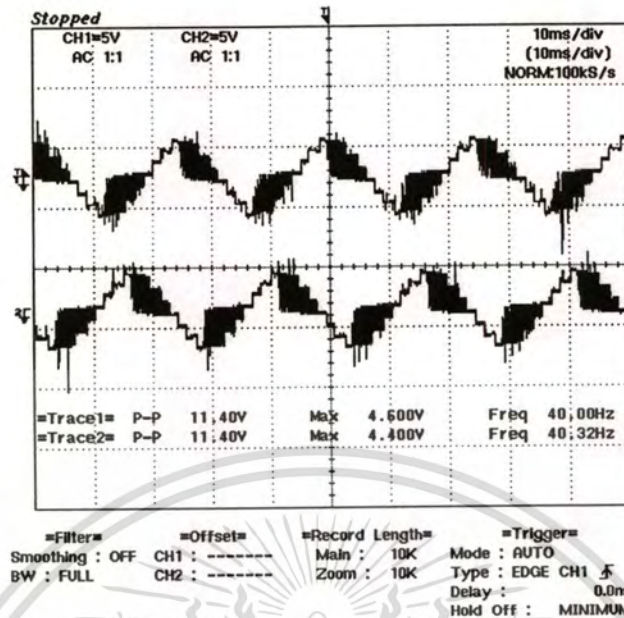


รูปที่ 4.11 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 20 เฮิร์ตซ์

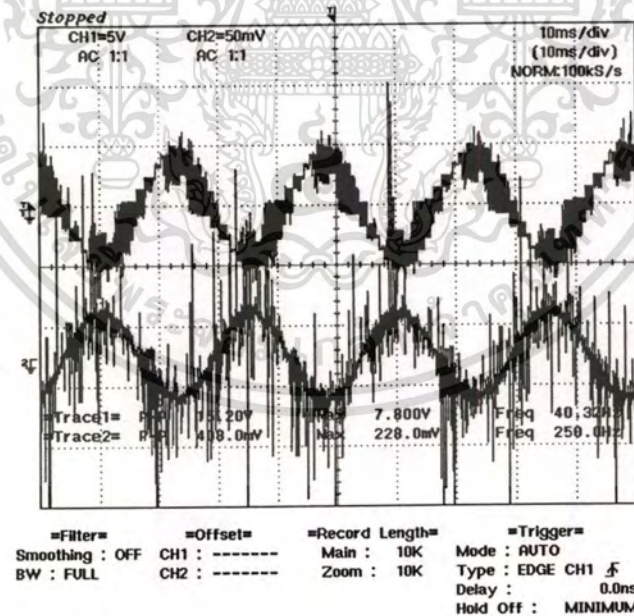


รูปที่ 4.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาท์พุท 20 เฮิร์ตซ์ (ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสไลน์

รูปที่ 4.10-4.12 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ที่ 20 เฮิร์ตซ์ ขณะไรโหลด โดยรูปที่ 4.10 จะแสดงรูปคลื่นแรงดันเฟส A และเฟส B รูปที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์ จากนั้นบันทึกรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์เป็น ASCII FILE แล้วใช้ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 4.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 267.3060 โวลต์ เฟอร์เซ็นต์ THD 19.0677 ส่วนสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 0.4166 แอมแปร์ เฟอร์เซ็นต์ THD 19.8313

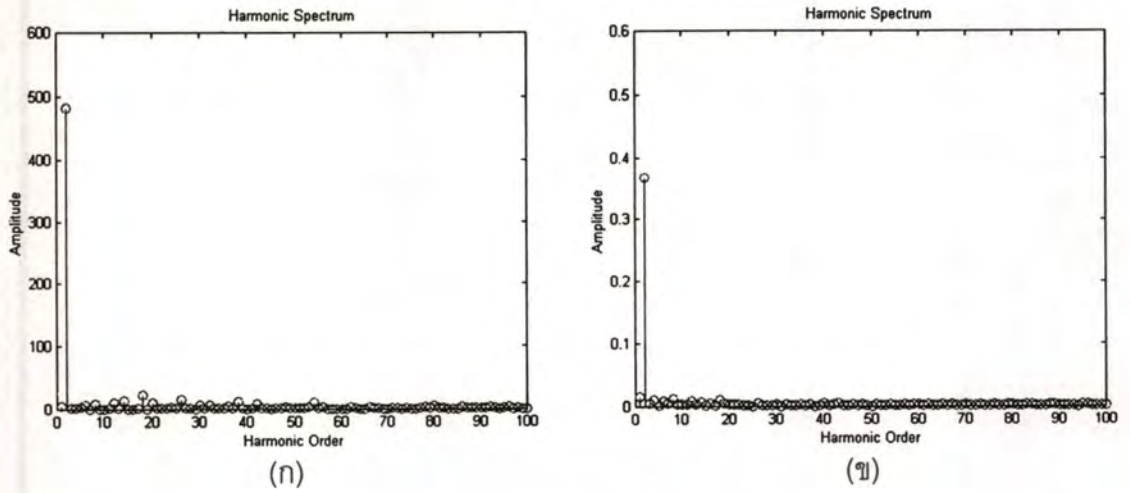


รูปที่ 4.13 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟส A และ เฟส B) ที่ความถี่เอาท์พุท 40 เฮิร์ตซ์



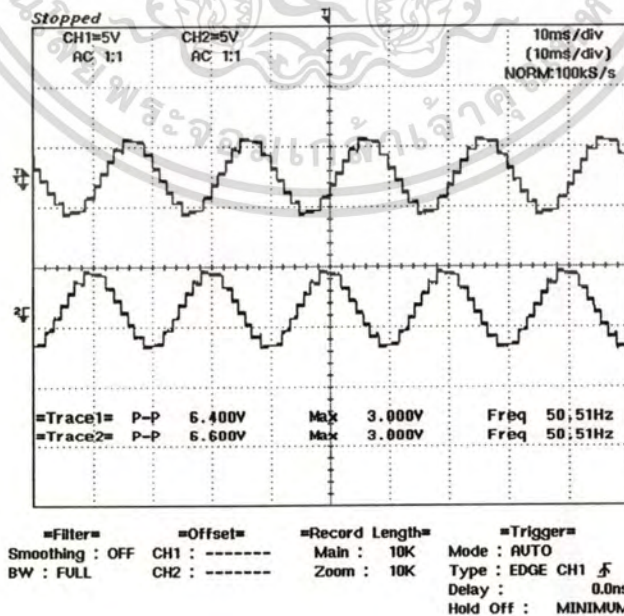
รูปที่ 4.14 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 40 เฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

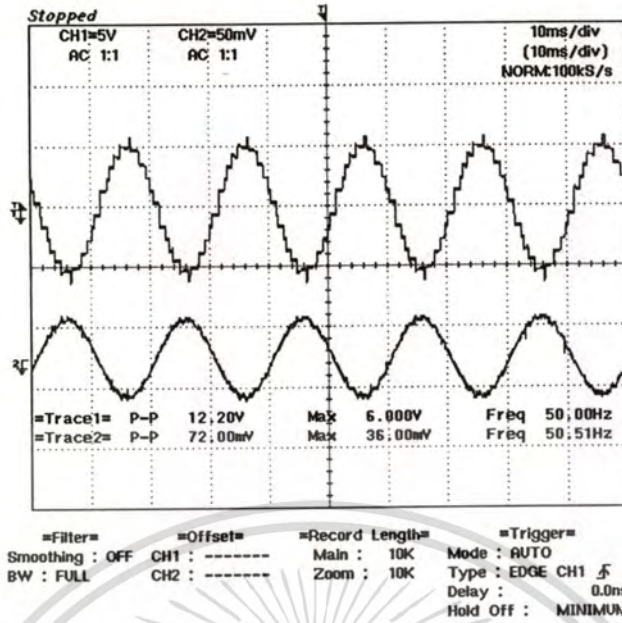


รูปที่ 4.15 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาท์พุท 40 เฮิร์ตซ์ (ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสไลน์

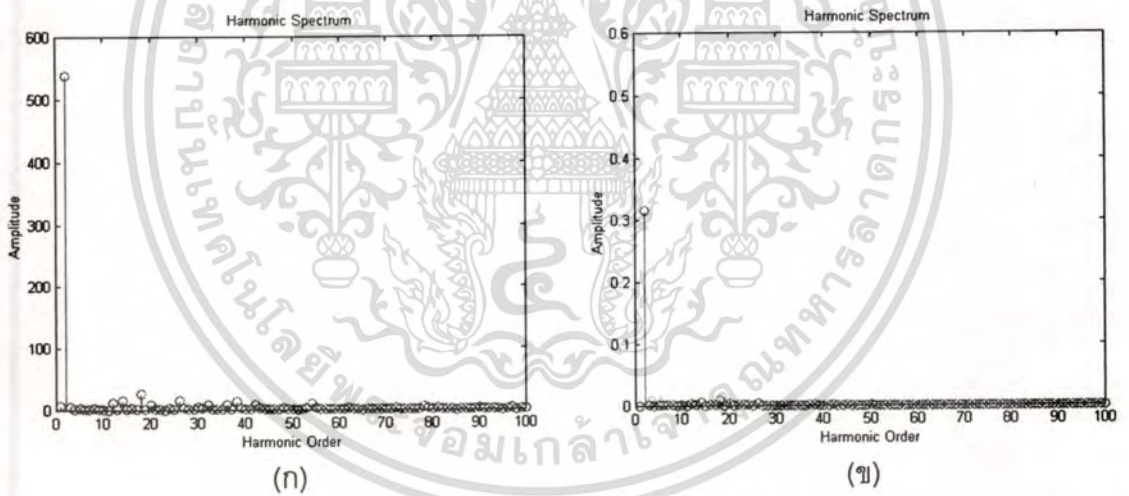
รูปที่ 4.13-4.15 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ที่ 40 เฮิร์ตซ์ ขณะไร้โหลด โดยรูปที่ 4.13 จะแสดงรูปคลื่นแรงดันเฟส A และเฟส B รูปที่ 4.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์ จากนั้นบันทึกรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์เป็น ASCII FILE แล้วใช้ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 4.15 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 481.7199 โวลต์ เปอร์เซนต์ THD 9.5821 ส่วนสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 0.3686 แอมแปร์ เปอร์เซนต์ THD 9.9670



เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การคัดลอกหรือการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย



รูปที่ 4.17 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 50 เฮิร์ตซ์

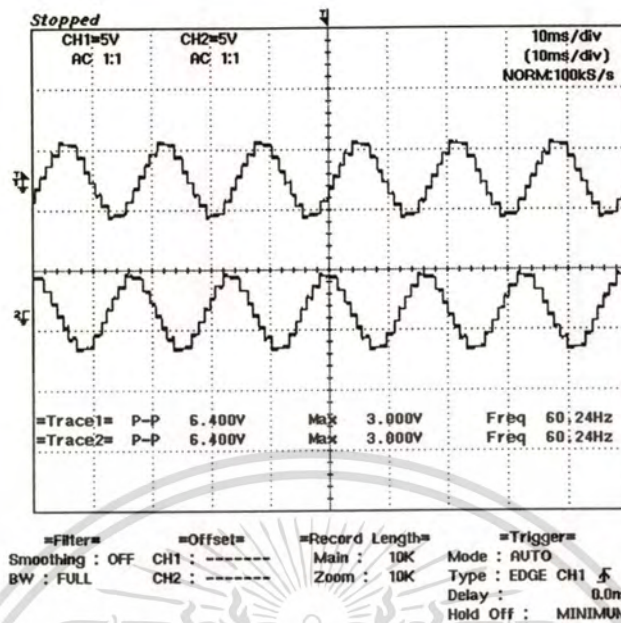


รูปที่ 4.18 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาท์พุท 50 เฮิร์ตซ์ (ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสไลน์

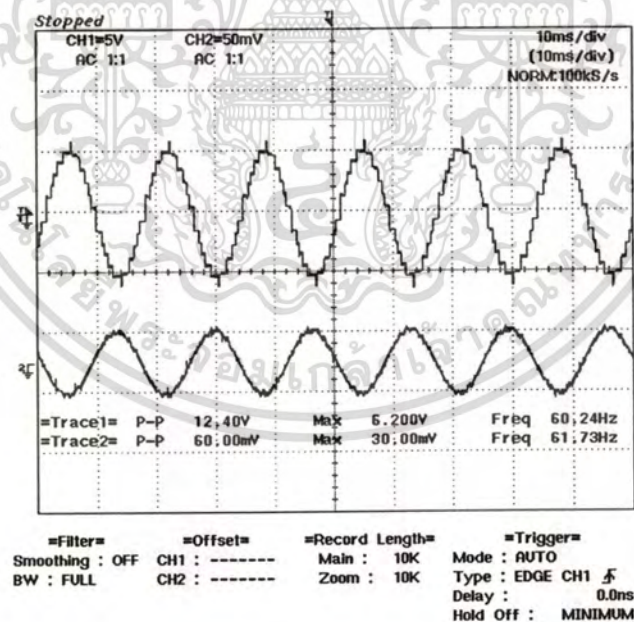
รูปที่ 4.16-4.18 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ที่ 50 เฮิร์ตซ์ ขณะไร้โหลด โดยรูปที่ 4.16 จะแสดงรูปคลื่นแรงดันเฟส A และเฟส B รูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์ จากนั้นบันทึกรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์เป็น ASCII FILE แล้วใช้ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 4.18 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 538.9517 โวลต์ เปอร์เซนต์ THD 9.0944 ส่วนสเปกตรัม

ฮาร์โมนิกส์ของกระแสไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 0.3162 แอมแปร์ เปอร์เซนต์ THD 4.3920

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

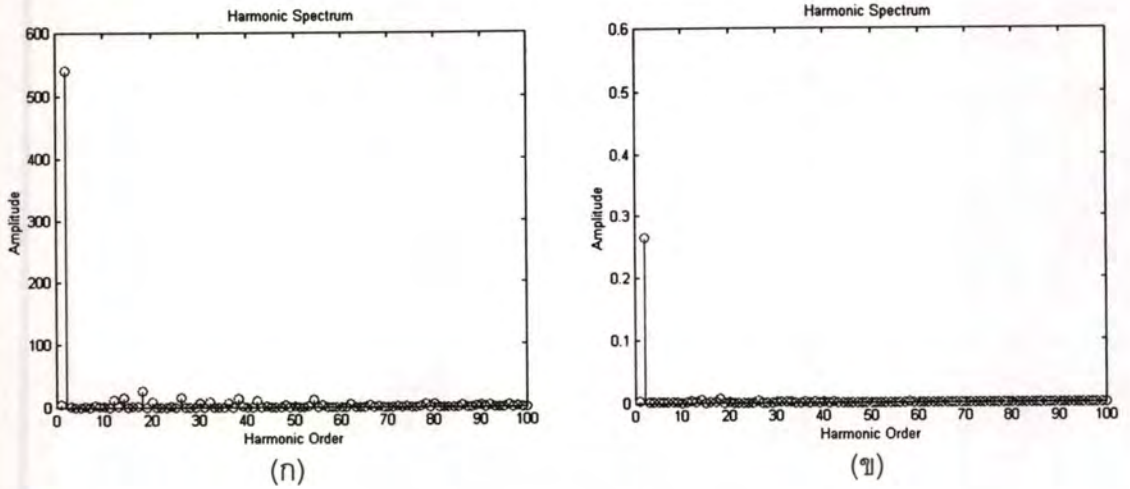


รูปที่ 4.19 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟส A และ เฟส B) ที่ความถี่เอาท์พุท 60 เฮิรตซ์



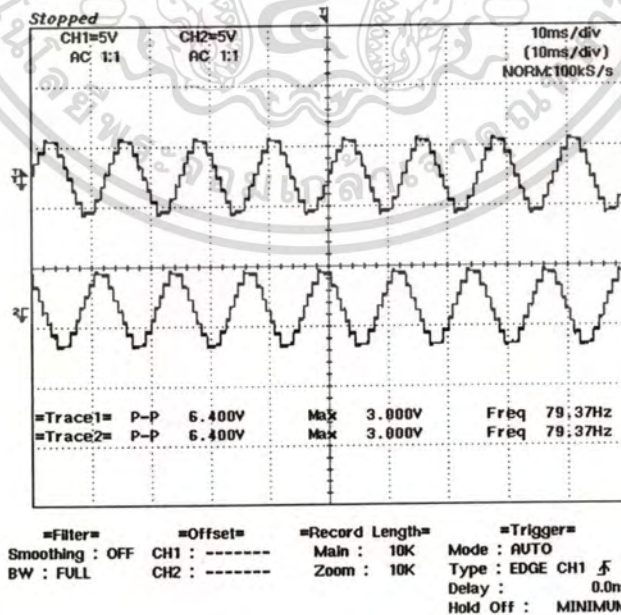
รูปที่ 4.20 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 60 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



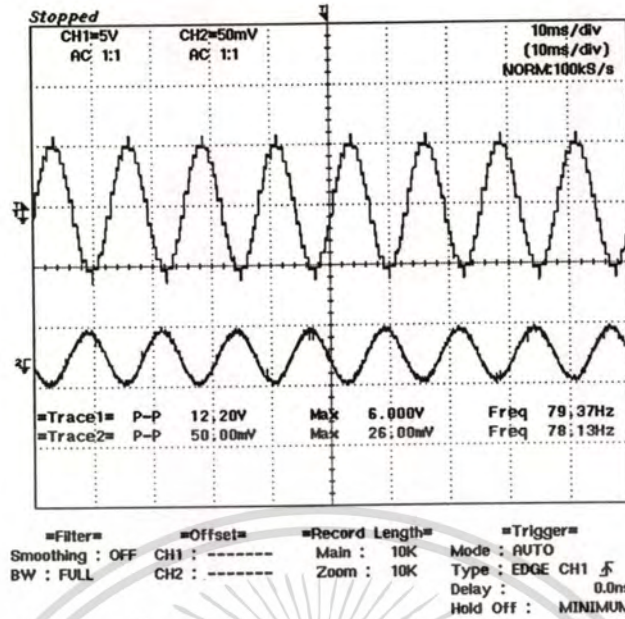
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาท์พุท 60 เฮิร์ตซ์ (ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสไลน์

รูปที่ 4.19-4.21 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ที่ 60 เฮิร์ตซ์ ขณะไร้โหลด โดยรูปที่ 4.19 จะแสดงรูปคลื่นแรงดันเฟส A และเฟส B รูปที่ 4.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์ จากนั้นบันทึกรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์เป็น ASCII FILE แล้วให้ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 4.21 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 539.8384 โวลต์ เฟอร์เซ็นต์ THD 8.8761 ส่วนสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 0.2658 แอมแปร์ เฟอร์เซ็นต์ THD 4.8883

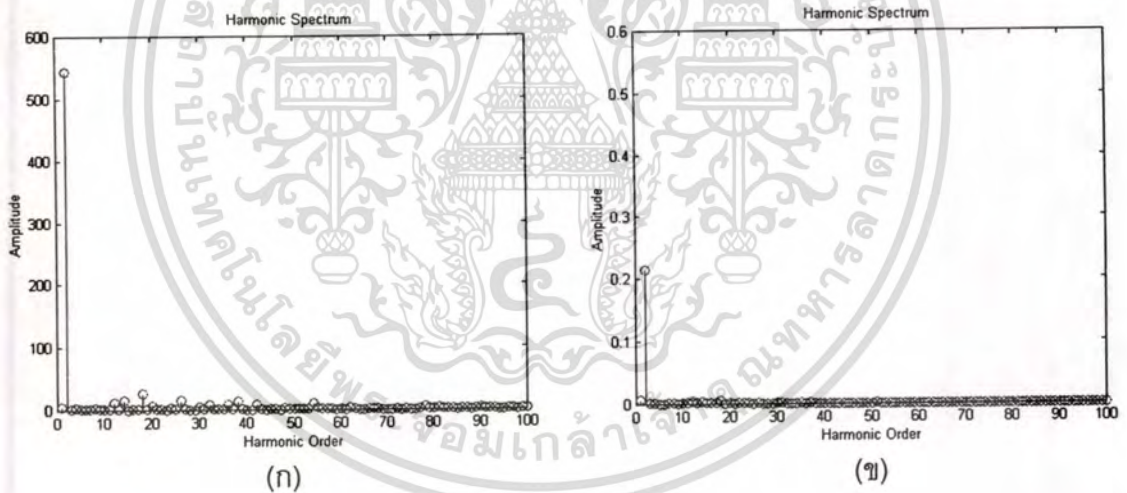


รูปที่ 4.22 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟส A และ เฟส B) ที่ความถี่เอาท์พุท 80 เฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 80 เฮิร์ตซ์

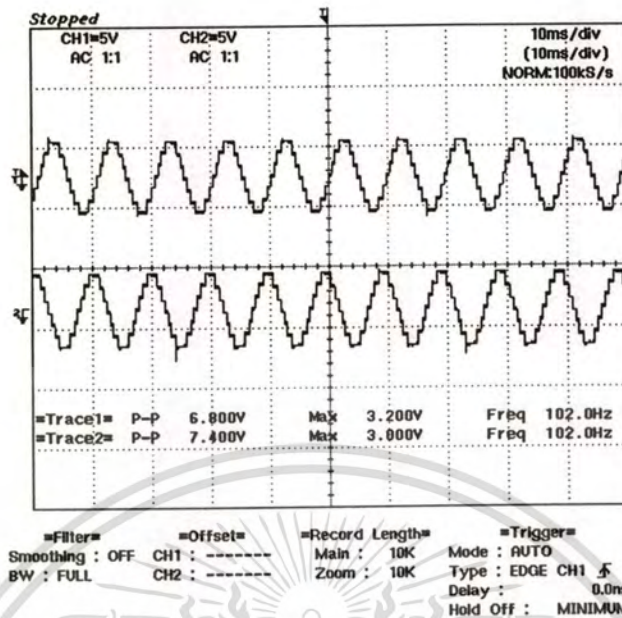


รูปที่ 4.24 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาท์พุท 80 เฮิร์ตซ์ (ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสไลน์

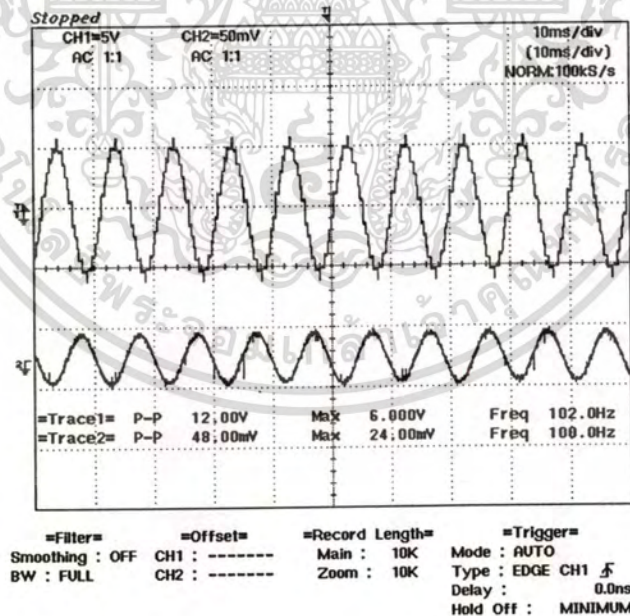
รูปที่ 4.22-4.24 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ที่ 80 เฮิร์ตซ์ ขณะไว้โหลด โดยรูปที่ 4.22 จะแสดงรูปคลื่นแรงดันเฟส A และเฟส B รูปที่ 4.23 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์ จากนั้นบันทึกรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์เป็น ASCII FILE แล้วใช้ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 4.24 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 543.1461 โวลต์ เปอร์เซ็นต์ THD 8.7590 ส่วนสเปกตรัม

ฮาร์โมนิกส์ของกระแสไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 0.2148 แอมแปร์ เปอร์เซ็นต์ THD 4.4115

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

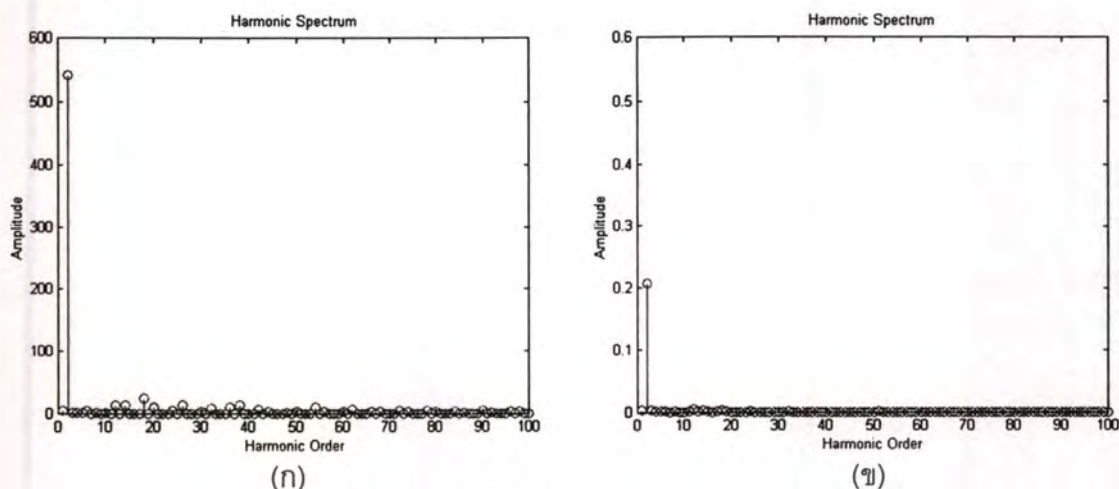


รูปที่ 4.25 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (เฟส A และ เฟส B) ที่ความถี่เอาท์พุท 100 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.26 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 100 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ที่ความถี่เอาท์พุท 100 เฮิร์ตซ์ (ก) แรงดันไลน์ (ข) กระแสไลน์

รูปที่ 4.25-4.27 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ที่ 100 เฮิร์ตซ์ ขณะไว้โหลด โดยรูปที่ 4.25 จะแสดงรูปคลื่นแรงดันเฟส A และเฟส B รูปที่ 4.26 แสดงรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์ จากนั้นบันทึกรูปคลื่นแรงดันไลน์และกระแสไลน์เป็น ASCII FILE แล้วใช้ขั้นตอนการวิเคราะห์สเปกตรัมด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 4.27 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 541.7679 โวลต์ เพอร์เซ็นต์ THD 8.5938 ส่วนสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสไลน์มีขนาดของความถี่มูลฐาน 0.2068 แอมแปร์ เพอร์เซ็นต์ THD 4.5483

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าขนาดความถี่มูลฐานและค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์และกระแส

ความถี่(Hz)	$V_1(V)$	THD <sub>v</sub> (%)	$I_1(A)$	THD <sub>i</sub> (%)
20	267.3060	19.0677	0.4166	19.8313
40	481.7199	9.5821	0.3686	9.9670
50	538.9517	9.0944	0.3162	4.3920
60	539.8384	8.8761	0.2658	4.8883
80	543.1461	8.7590	0.2148	4.4115
100	541.7679	8.5938	0.2068	4.5483

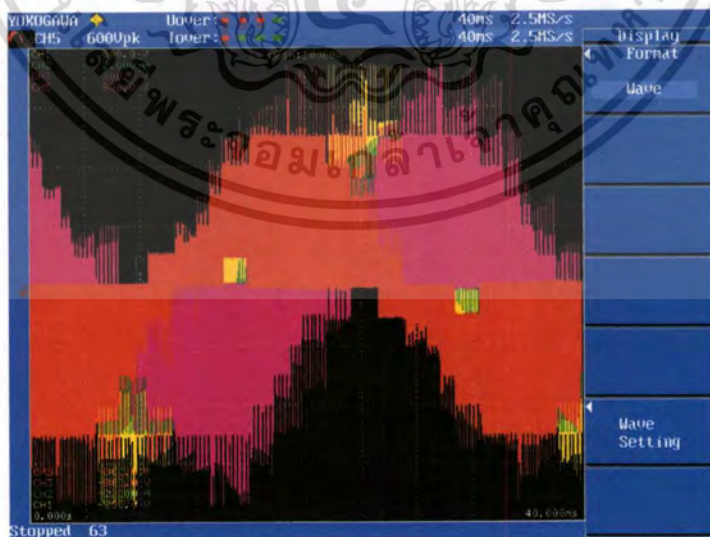
#### 4.6.2 ทดสอบปรับความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ ขณะขับโหลดแบบวงรอบเปิด

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ ให้คงที่เพื่อรักษาแรงบิด โดยการทดสอบจะปรับความเร็วรอบมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ แล้วค่อยๆ ปรับค่าไม่ว่าการถี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาระโหลดขึ้นจนถึงพิกัด บันทึกผลรูปคลื่นและวัดค่าต่างๆ ด้วยเครื่อง POWER ANALYZER รุ่น PZ4000 ของบริษัท YOKOGAWA ซึ่งจะวัดค่าต่างๆ ได้แม่นยำเมื่อรูปคลื่นมีความถี่สูง นอกจากนี้ยังมีตารางแสดงผลการทดสอบเครื่องควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ พร้อมด้วยกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไลน์, กระแสและแรงบิด

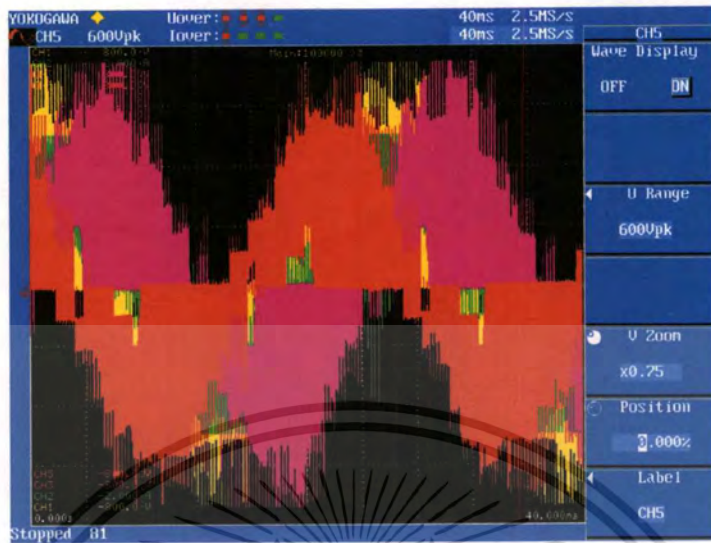


รูปที่ 4.28 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 20 เฮิรตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด



รูปที่ 4.29 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 30 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่นำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 40 เฮิรตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด

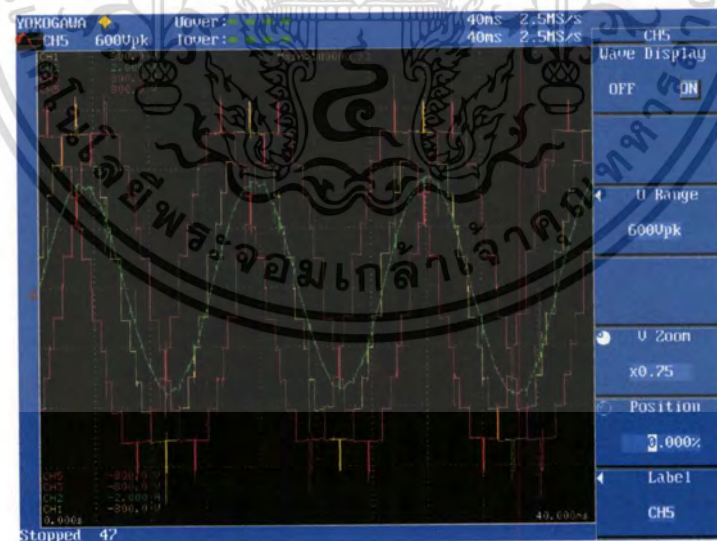


รูปที่ 4.31 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 50 เฮิรตซ์ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 60 เฮิรตซ์ ขณะขับโหลดที่ 1.26 N-m.



รูปที่ 4.33 รูปคลื่นของแรงดันไลน์ และรูปคลื่นของกระแสไลน์ ที่ความถี่เอาท์พุท 80 เฮิรตซ์ ขณะขับโหลดที่ 0.86 N-m.

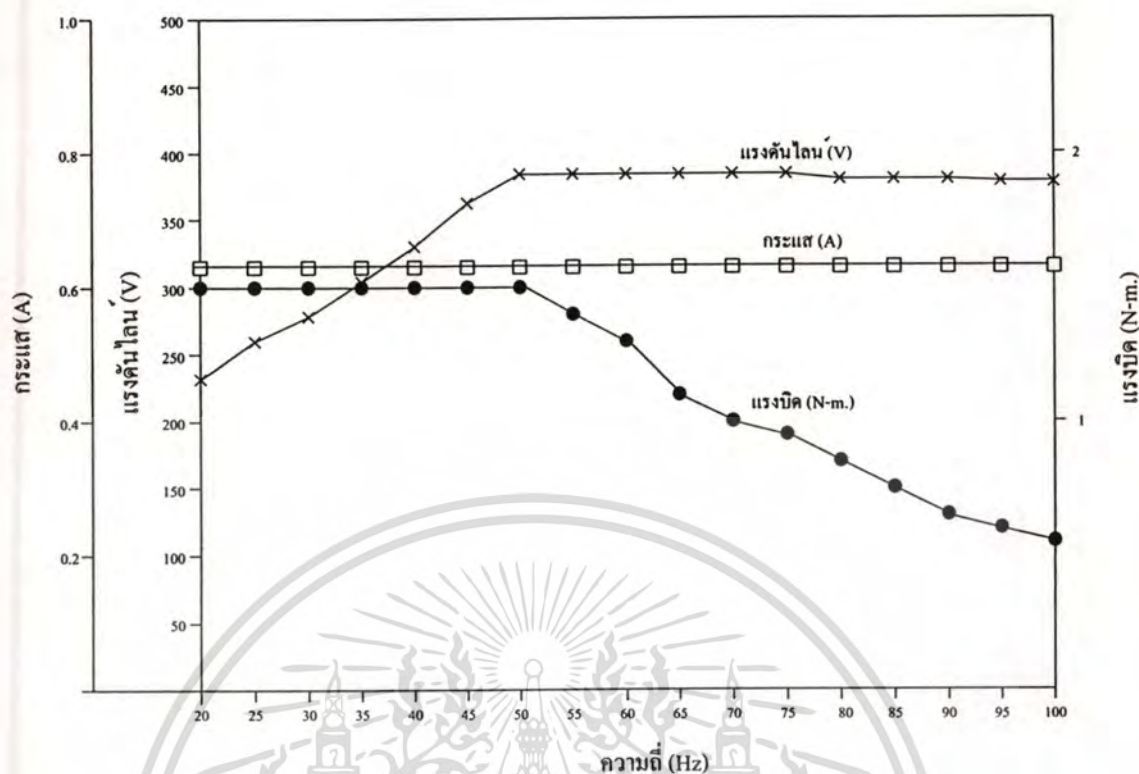
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการทดสอบเครื่องควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์

ความถี่ (Hz)	กระแสไลน์ (A)	แรงดันไลน์ (V)	แรงบิด (N.m)
20	0.6295	228.56	1.49
25	0.6286	267.73	1.49
30	0.6305	278.89	1.49
35	0.6309	303.59	1.49
40	0.6279	330.34	1.49
45	0.6354	360.25	1.49
50	0.6277	377.78	1.49
55	0.6306	377.46	1.39
60	0.6310	377.62	1.26
65	0.6283	377.35	1.10
70	0.6293	377.12	1.05
75	0.6304	377.25	0.98
80	0.6301	376.39	0.86
85	0.6289	375.31	0.76
90	0.6304	375.33	0.69
95	0.6304	375.27	0.61
100	0.6285	375.82	0.55

#### หมายเหตุ

จากการทดสอบพบว่าช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 20 เฮิร์ตซ์ ไม่สามารถจ่ายโหลดให้มอเตอร์เกินกระแสถึงพิกัดได้ เนื่องจากความเร็วรอบมอเตอร์ต่ำเกินไปจ่ายแรงดันได้ต่ำ และให้แรงบิดของโหลดต่ำ



รูปที่ 4.34 กราฟแสดงความสัมพันธ์แรงดันโวลต์, กระแสและแรงบิด

รูปที่ 4.28-4.33 เป็นการทดสอบการปรับความถี่ต่างๆ ขณะขับโหลด โดยแสดงรูปคลื่นแรงดันโวลต์ทั้ง 3 เฟสพร้อมกระแส โดยจะบันทึกค่าแรงดันโวลต์, กระแสและแรงบิดลงในตารางที่ 4.4 แล้วพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ในรูปที่ 4.34 ซึ่งจะเห็นว่าในช่วงความถี่ 20-50 เฮิรตซ์ เป็นช่วงที่สามารถรักษาค่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ได้ จึงสามารถควบคุมแรงบิดให้มีค่าคงที่ได้ ขณะขับโหลดเต็มพิกัด แต่ที่ช่วงความถี่ 51-100 เฮิรตซ์ เป็นช่วงที่ไม่สามารถรักษาค่าแรงดันต่อความถี่คงที่ได้ ฟลักซ์ที่ช่องอากาศมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น จึงให้ค่าแรงบิดต่ำลงดังรูป

#### 4.6.3 ทดสอบผลตอบสนองเมื่อควบคุมแบบวงรอบปิด

ในส่วนนี้เป็นการทดสอบผลตอบสนองของระบบต่อการเข้าสู่ภาวะคงตัวเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าโหลดโดยคุมค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ไว้ที่พิกัด ในการทดสอบนี้ระบบจะถูกควบคุมด้วยวงรอบปิดแบบพีไอ ซึ่งกำหนดค่า  $K_i$  และ  $K_p$  ด้วยวิธีการปรับแต่งแบบ TRIAL AND ERROR หรือเรียกว่า วิธีการปรับแต่งแบบลองผิดลองถูก ซึ่งเป็นวิธีการปรับแต่งโดยอาศัยการปฏิบัติจริงกับระบบ โดยไม่จำเป็นต้องทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ โดยเริ่มต้นกำหนดให้  $K_i = 0$  แล้วค่อยๆปรับเพิ่มค่า  $K_p$  จาก 0 ไปจนถึงค่าๆหนึ่งที่ทำให้ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตเกิดการ

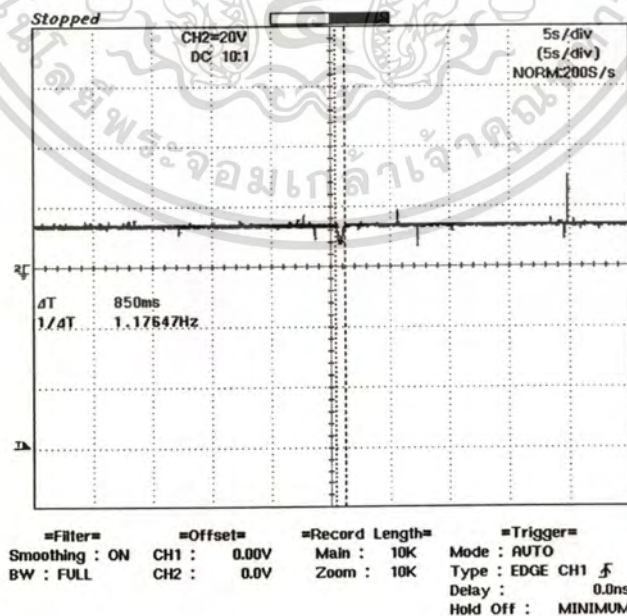
เอกสเรสชัน (sustained oscillate) นำค่า  $K_p$  ดังกล่าวหาร 2 กำหนดเป็นค่า  $K_p$  ใหม่  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นค่อยๆปรับเพิ่มค่า Ki จนกระทั่งให้ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตเกิดการสั่นไกวสลับเนื่องคงตัวอีกครั้ง นำค่า Ki ดังกล่าวหาร 3 กำหนดเป็นค่า Ki ใหม่ ซึ่งค่า Ki และ Kp ที่ได้จากการคำนวณครั้งแรกถือเป็นค่าเริ่มต้นในการปรับค่า ซึ่งให้ผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตยังไม่ดีนัก จึงต้องทำการปรับแต่งค่าใหม่เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอทีที่เหมาะสมต่อไป จะพบว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์มีผลต่อผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตดังนี้

**ตารางที่ 4.5 ผลกระทบผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์**

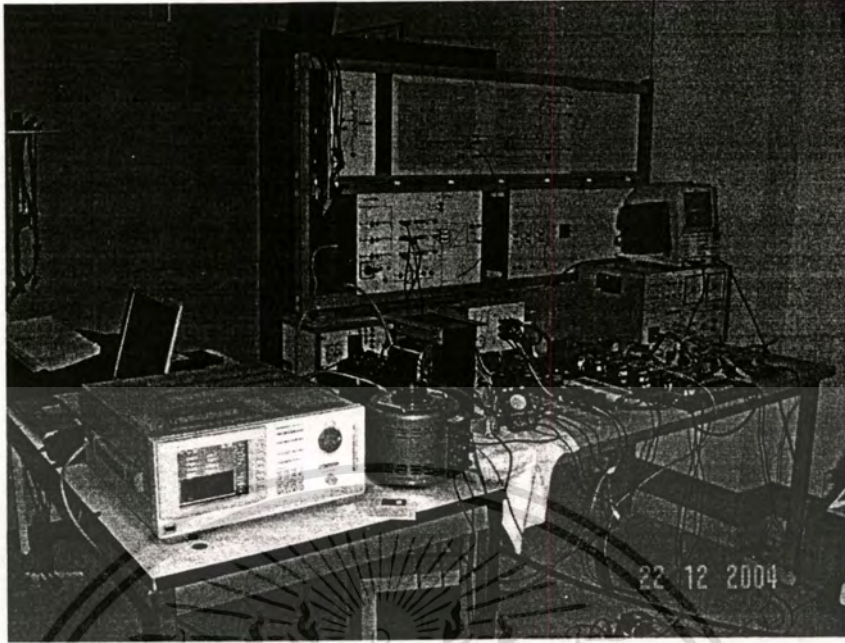
Parameter	Rise Time	Overshoot	Setting Time	S.S. Error
เพิ่มค่า P	ลดลง	เพิ่มขึ้น	เปลี่ยนเล็กน้อย	ลดลง
เพิ่มค่า I	ลดลง	เพิ่มขึ้น	เพิ่มขึ้น	ถูกกำจัดไป

เมื่อทำการปรับค่าด้วยวิธีที่อธิบายไว้ข้างต้น สามารถกำหนดค่า Kp = 0F2H และ Ki = 07H ซึ่งเป็นข้อมูลขนาด 8 บิต ใช้เวลาสุ่มคำนวณค่า GAIN แต่ละครั้งประมาณ 700 ไมโครวินาที ซึ่งเป็นเวลาที่พอเพียงสำหรับการคำนวณค่า GAIN เมื่อใช้ไอซี ADC0804 ซึ่งมี Converts Time ประมาณ 100 ไมโครวินาที แสดงผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดดังรูปที่ 4.35 ส่วนรูปที่ 4.36 เป็นชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ



**รูปที่ 4.35 ผลตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.36 ชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์

จากรูปที่ 4.35 แสดงผลการตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลด โดยเพิ่มค่าโหลดเป็น 0.8 N-m. จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองจะเข้าสู่สภาวะคงตัวได้อย่างรวดเร็วซึ่งใช้เวลาประมาณ 850 มิลลิวินาที เมื่อคุมค่าความเร็วรอบมอเตอร์ไว้ที่พิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับสำหรับควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยเทคนิค RBM ซอปเปอร์ โดยใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ที่สามารถกำหนดขนาดความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ได้ด้วยการกำหนดมุมสวิทช์ของรูปคลื่นแรงดันหลายระดับจากคาสเคดอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิค OHSW แล้วแปลงมันกำลังงานด้วยการซอปเปอร์กับรูปแบบ RBM ต่างๆ ที่ขนาด 8 บิต (มีรูปแบบทั้งหมด 255 รูปแบบ) นำไปใช้ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ความถี่ต่างๆ ด้วยหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่เพื่อรักษาแรงบิด คุณสมบัติเด่นของชุดควบคุมมอเตอร์ที่นำเสนอ คือ จะให้รูปคลื่นเอาต์พุตที่มีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นเอซิปเปอร์แต่สามารถปรับความถี่ได้ จึงทำให้รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ใช้เทคนิคการสวิทช์แบบนี้ นำเสนอมีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ต่ำ เมื่อนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ ส่งผลให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงขึ้น อนึ่งเมื่อนำรูปแบบ RBM มาซอปเปอร์กับรูปคลื่นหลายระดับสามารถลดขนาดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำได้โดยอัตโนมัติ

จากผลการทดสอบหัวข้อที่ 4.6.1 เป็นการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์แรงดันไลน์และกระแส ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไลน์ในแต่ละความถี่ มีขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำมีค่าน้อยมากซึ่งส่งผลให้มีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์ต่ำ จึงทำให้คุณภาพของรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลายระดับมีค่าสูงเมื่อนำไปขับโหลด เปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์และกระแสแสดงดังตารางที่ 4.3 จะเห็นว่าที่ความถี่ 20 เฮิร์ตซ์ มีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์ 19.0677 % และมีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของกระแส 19.8313 ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ มีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์ 9.0944 % และมีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของกระแส 4.3920 และที่ความถี่ 100 เฮิร์ตซ์ มีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์ 8.5938 % และมีค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของกระแส 4.5483 จากผลการทดสอบพบว่าตั้งแต่ความถี่ 20 เฮิร์ตซ์ ถึง 50 เฮิร์ตซ์ ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์และกระแสจะค่อยๆ ลดลงเนื่องจากใช้รูปแบบ RBM สูงขึ้นตามหลักการอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ ที่รูปแบบ RBM สูงๆ จะมีจำนวนพัลส์มากขึ้นในหนึ่งคาบเวลา จึงทำให้ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำถูกกำจัดมากขึ้นเป็นผลให้เปอร์เซ็นต์ THD มีค่าต่ำลงตามลำดับ ส่วนที่ความถี่ 51 ถึง 100 เฮิร์ตซ์ ค่าเปอร์เซ็นต์ THD ของแรงดันไลน์และกระแสจะค่อนข้างคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากไม่สามารถรักษาแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ได้ โดยใช้รูปแบบ RBM รูปแบบที่ 255 เพียงรูปแบบเดียว

การทดสอบในหัวข้อที่ 4.6.2 เป็นการทดสอบการใส่โหลดที่ความถี่ต่างๆ และพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด, แรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์, กระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.32 จะเห็นได้ว่าผลการทดสอบที่ควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่ซึ่งจะทำให้ค่าแรงบิดคงที่ จะเห็นได้จากกราฟรูปที่ 4.32 ที่ความถี่ 20 เฮิร์ตซ์ ถึง 50 เฮิร์ตซ์ จะสามารถขับโหลดได้ที่พิกัด เรียกว่า ย่านแรงบิดคงที่ แต่ที่ความถี่ต่ำกว่า 20 เฮิร์ตซ์ ไม่สามารถขับโหลดได้ เนื่องจากความต้านทานภายในของสเตเตอร์ของมอเตอร์ ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ส่งผลให้ฟลักซ์ในช่องอากาศไม่คงที่จึงทำให้ช่วงความถี่ต่ำนี้ไม่สามารถขับโหลดที่พิกัดได้ ส่วนในช่วงความถี่ 51 เฮิร์ตซ์ ถึง 100 เฮิร์ตซ์ จะเรียกว่า ย่านกำลังเอาท์พุทคงที่ จากกราฟรูปที่ 4.32 พบว่า แรงดันที่สเตเตอร์และกระแสคงที่ตลอดย่าน แต่แรงบิดลดลง เนื่องจากไม่สามารถรักษาฟลักซ์ในช่องอากาศให้คงที่ได้

ส่วนสุดท้ายเป็นการทดสอบผลการตอบสนองเมื่อควบคุมแบบวงรอบปิดที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งเมื่อมีการรบกวนจากภายนอกเข้ามา ระบบสามารถเข้าสู่สภาวะคงตัวได้อย่างรวดเร็วซึ่งใช้เวลาน้อยกว่า 1 วินาที แต่การกำหนดค่า  $K_p$  และ  $K_i$  ของระบบทำได้ยากต้องอาศัยการสุ่มทดลองจนกว่าจะได้ค่าที่เหมาะสม ตามหลักการ TRIAL AND ERROR

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดสอบชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่น่าเสนอ อินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ใช้คือคาสเคดอินเวอร์เตอร์จะมีเสถียรภาพค่อนข้างต่ำเนื่องจากใช้อุปกรณ์สวิตช์จำนวนมาก เช่นชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่น่าเสนอเป็นคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น 3 เฟส จะใช้อุปกรณ์สวิตช์ต่อเฟส 12 ตัว จึงทำให้เกิดปัญหาในการตรวจเช็คเมื่อชุดควบคุมทำงานผิดปกติ จึงควรเลือกอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดอื่นที่ใช้อุปกรณ์สวิตช์น้อยกว่า เช่น อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ หรือ อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดฟลายอิง-คาปาซิเตอร์ เป็นต้น

รูปแบบสัญญาณสวิตช์ที่สร้างจาก FPGA มีความคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎี เนื่องจากความมีละเอียดยในการจัดวางมุมสวิตช์แค่ 360/10712 องศา (ขึ้นอยู่กับ ออสซิลเลเตอร์ของบอร์ด FPGA ที่ถูกใช้งาน) ทำให้มุมสวิตช์ไม่ถูกต้องเท่าที่ควร และผลของค่าเวลาแบลนคิงไทม์ที่ป้องกันการลัดวงจรในสาขาเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ทำให้ยังพบฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการกำจัดอยู่บ้าง

ส่วนรูปแบบสวิตช์แบบ RBM จะมีค่าความถี่สวิตช์สูง เมื่อรูปแบบ RBM สูงขึ้น ดังนั้นจึงต้องเลือกอุปกรณ์สวิตช์ที่มีค่า Rise Time และ Fall Time ต่ำ เพื่อแก้ปัญหาการสูญเสียจากการสวิตช์ที่ความถี่สูง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Bimal K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 2002
- [2] F. Z. Peng J-S Lat, "Multilevel Converter – A New Breed of Converters," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No.3, May./June., 1996, pp.509-517.
- [3] A. Nabae, I. Takahashi, H. Agaki, "A New Neutral-Point-Clamped PWM, Inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, No.5, Sep./Oct., 1981, pp.518-523.
- [4] P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, No.6, Nov./Dec., 1983, pp.1057-1069.
- [5] ศิวะ หงษ์นภา, ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับวงจรภาคกำลัง, กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ ส.ส.ท., 2543
- [6] John H. Mathew, Numerical methods: for mathematics, science, and engineering, Englewood Cliffs, New York, Prentice-Hall, 1992
- [7] Prasad N. Enjeti, Phoivos D. Ziogas and James F. Lindsay, "Programmed PWM Technique to Eliminate Harmonic: A Critical Evaluation," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.26, No.2, March/April, 1990.
- [8] Astron Logic Research and Development, คู่มือการใช้งาน POWER ACEX1K SERIES
- [9] Astron Logic Research and Development, การใช้งาน โปรแกรม MAX+PLUS II

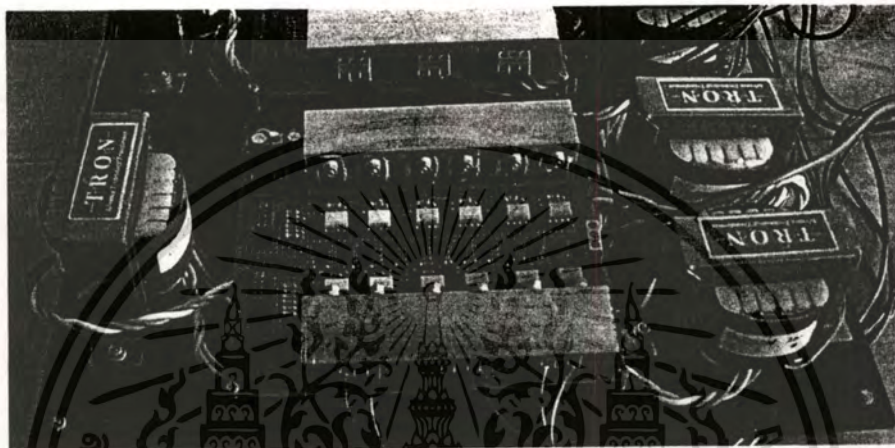


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

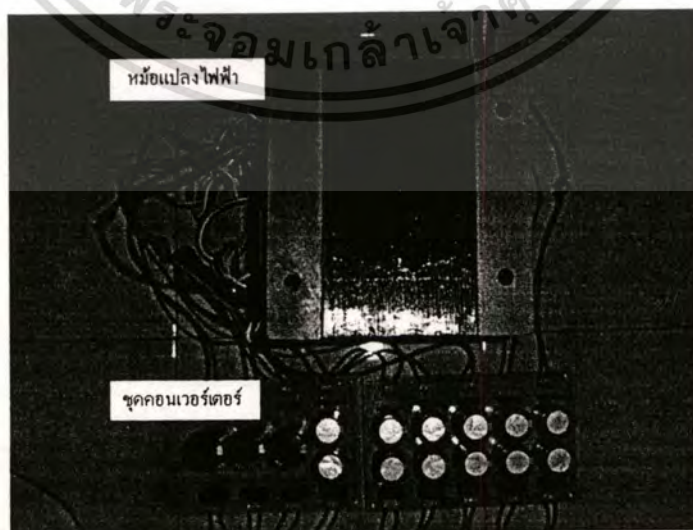
## ชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

คาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้นจะถูกสร้างขึ้น และใช้ในการทดสอบนี้ ในแต่ละเฟสจะประกอบด้วย ฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ 3 เซลล์ ต่อกันในลักษณะอนุกรม ดังแสดงในรูปที่ ก.1



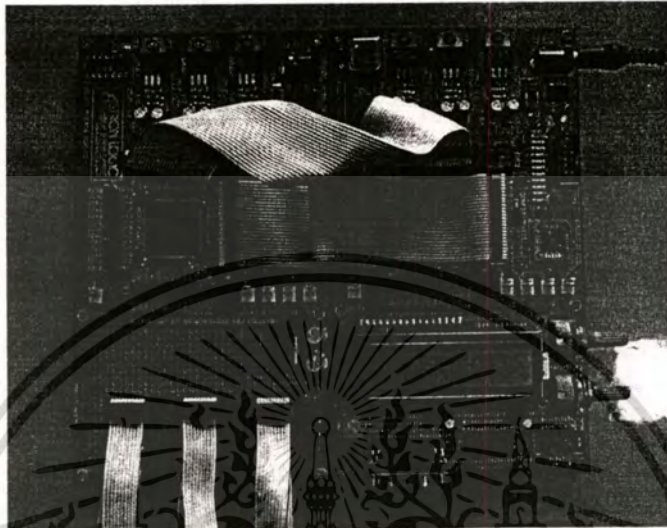
รูปที่ ก.1 ชุดวงจรกำลังและวงจรขับนำของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น

DC Source ในแต่ละฟูล-บริดจ์เซลล์ สร้างจากหม้อแปลงไฟฟ้า แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจาก 220 โวลต์ เป็น 74 โวลต์ ที่พิกัดกระแส 2.4 แอมป์ ทั้งหมด 9 ชุด (3 เฟส) ซึ่งแต่ละชุดผ่านชุดคอนเวอร์เตอร์ดังรูป ก.2



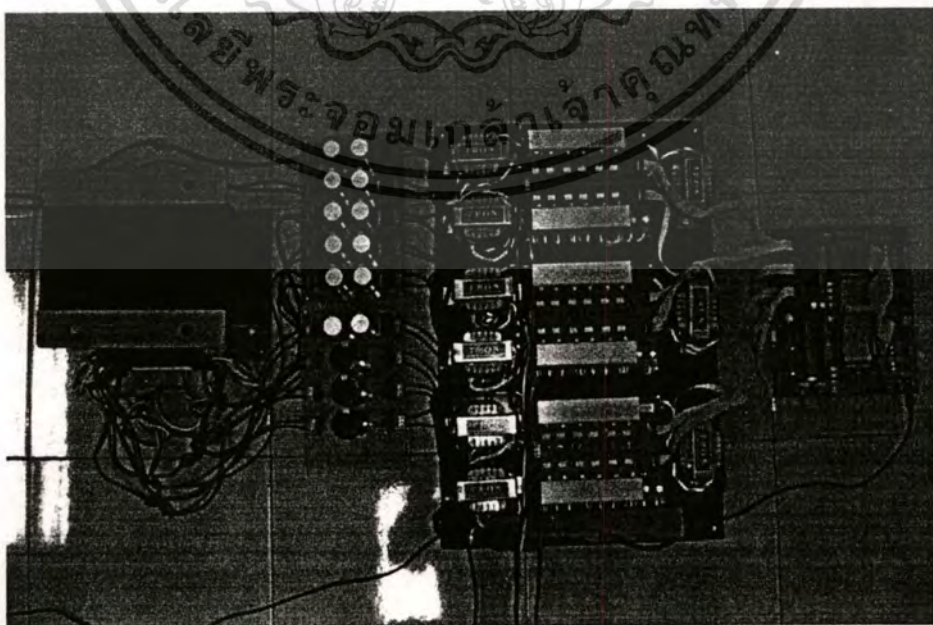
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
รูปที่ ก.2 ชุดวงจร DC Source ในแต่ละฟูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดวงจรควบคุมการทำงานที่แสดงในรูป ก.3 เป็นบอร์ด FPGA รุ่น POWER ACEX1K-50 ที่มีไอซี EP1K50TC144 ซึ่งเป็น FPGA ที่มีความจุเกตประมาณ 50,000 เกต ใช้ร่วมกัน 2 บอร์ดเพื่อควบคุมการทำงานและสร้างสัญญาณเกต



รูปที่ ก.3 ชุดบอร์ด FPGA ที่ใช้ควบคุมการทำงาน

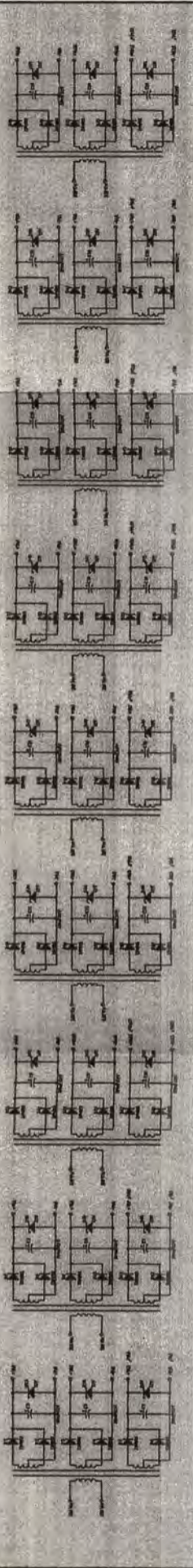
รูปที่ ก.4 เป็นชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ และรูปที่ ก.5 เป็นรูปวงจรรวมของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับชั้น 3 เฟส



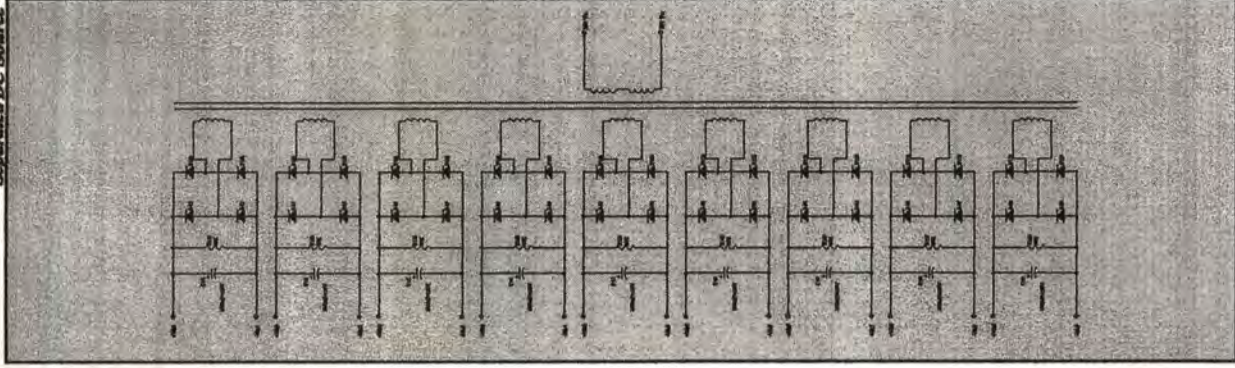
รูปที่ ก.4 ชุดควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

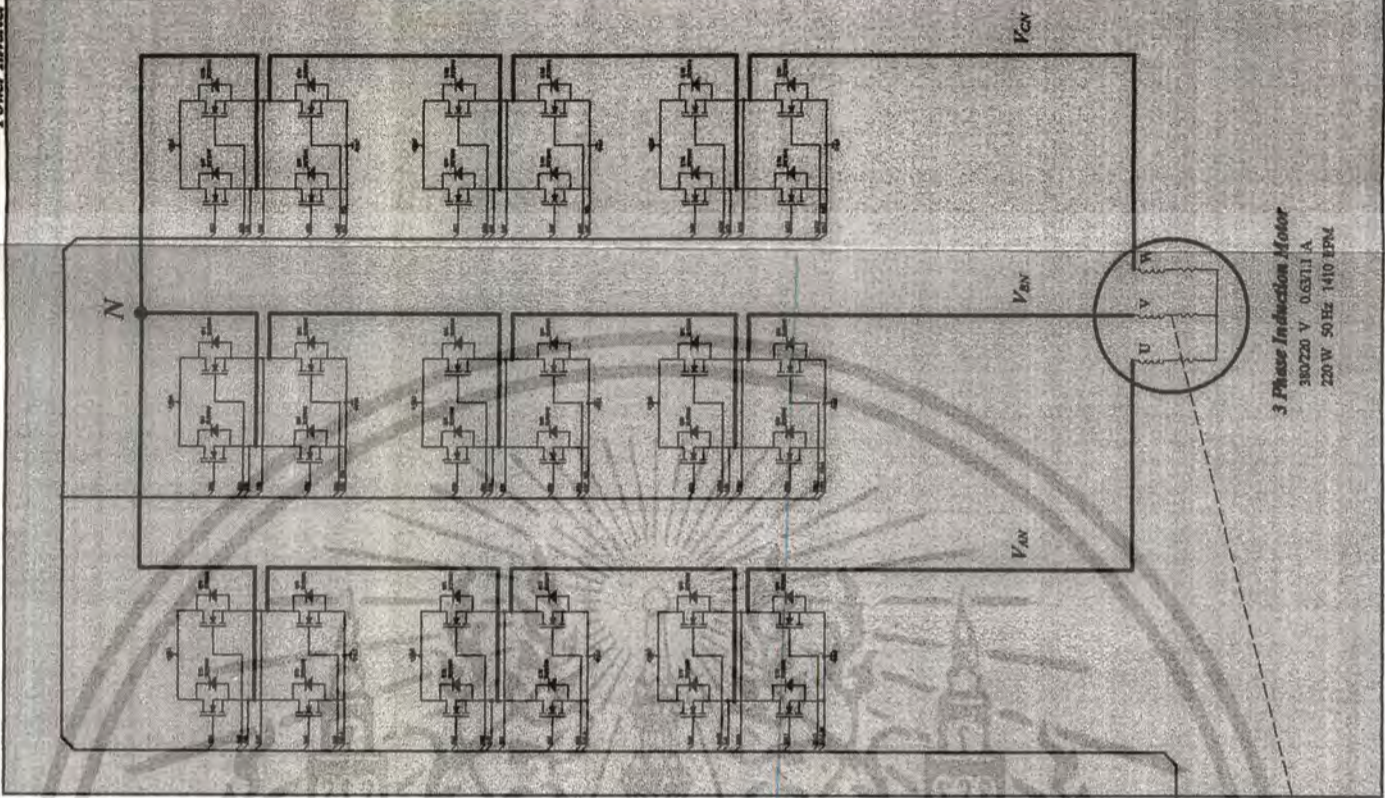
Isolate Gate Drive Power Supply



Separated DC Source



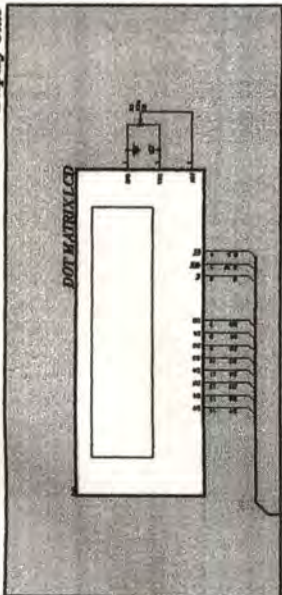
Power Inverter



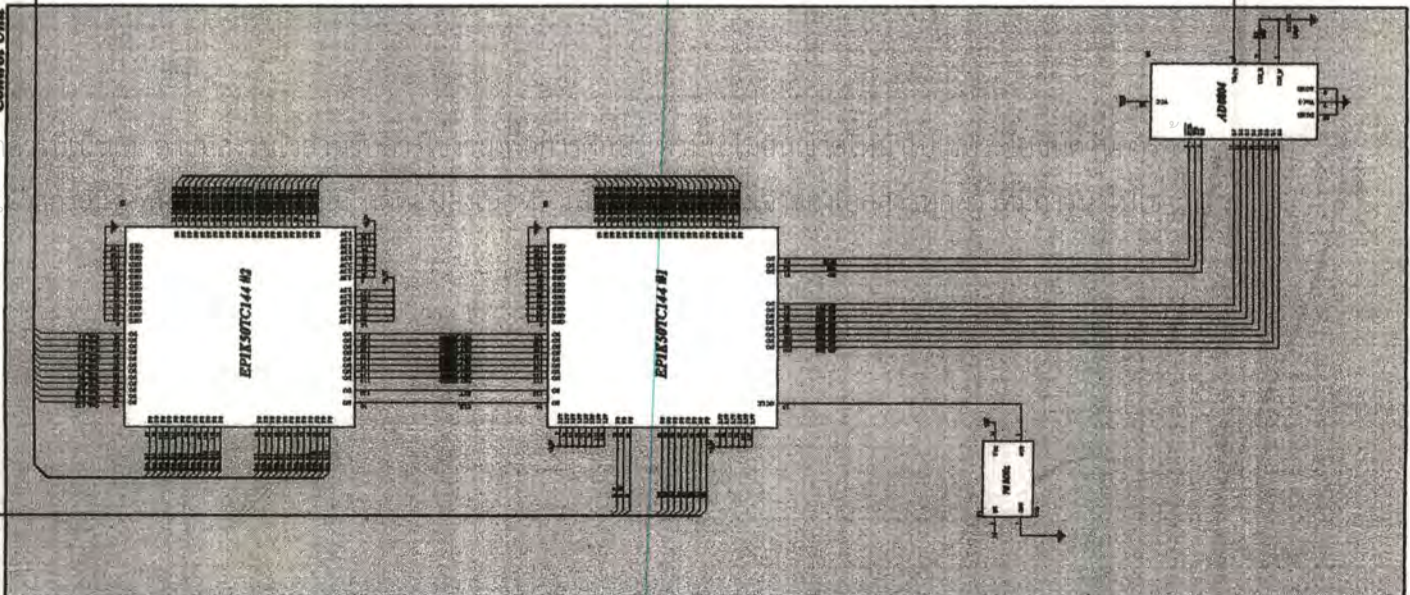
Isolate Gate Drive



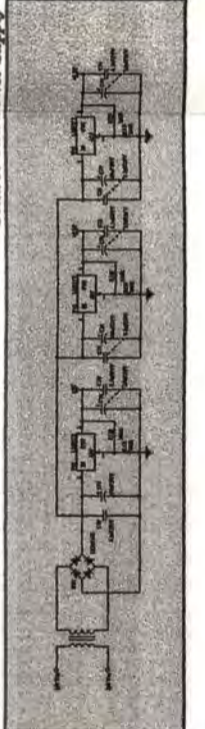
Display Unit



Control Unit



Control Unit Power Supply



รูปที่ ก.5 วงจรรวมของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับขั้น 3 เฟส

## ภาคผนวก ข.

## โปรแกรมการหาค่ามุมการสวิตช์

การหาค่ามุมการสวิตช์จะใช้โปรแกรม MATLAB โดยเขียนโปรแกรมเพื่อหาค่ามุมการสวิตช์ ด้วยวิธีของนิวตัน-ราฟสันจาก m-file ดังตัวอย่าง

```
%elimination for 3-phase
%*****
%*   Solve switching angle of 11-level by using the Newton-Raphson method   *
%*****

clear all; close all;

E=5; %The number of dc sources
dM=0.001; %The modulation index step
Mstart=1.0; %The initial modulation index
M=Mstart*E;
Mrange=1000; %Range of calculation results
q1=1; q2=2; q3=3; q4=4; q5=5;
error=1;
while error>1e-15&q1<90
    while error>1e-15&q2<90
        while error>1e-15&q3<90
            while error>1e-15&q4<90
                while error>1e-15&q5<90

p1=q1*pi/180; p2=q2*pi/180; p3=q3*pi/180; p4=q4*pi/180; p5=q5*pi/180;
%Guess initial value of switching angles

p=[p1 p2 p3 p4 p5]; %The switching angle matrix

%for j=1:Mrange
    t=[M*pi/4 0 0 0 0]; %The corresponding harmonic amplitude matrix
    i=1;
    while error>1e-15&i<40 %Degree of accuracy condition
        p1=p(i,:); p2=p(2,:); p3=p(3,:); p4=p(4,:); p5=p(5,:);
        f=[cos(p1)+cos(p2)+cos(p3)+cos(p4)+cos(p5);
          cos(5*p1)+cos(5*p2)+cos(5*p3)+cos(5*p4)+cos(5*p5);
          cos(7*p1)+cos(7*p2)+cos(7*p3)+cos(7*p4)+cos(7*p5);
          cos(11*p1)+cos(11*p2)+cos(11*p3)+cos(11*p4)+cos(11*p5);
          cos(13*p1)+cos(13*p2)+cos(13*p3)+cos(13*p4)+cos(13*p5)];
        %The nonlinear matrix
```

```

delf=[-sin(p1) -sin(p2) -sin(p3) -sin(p4) -sin(p5);
-5*sin(5*p1) -5*sin(5*p2) -5*sin(5*p3) -5*sin(5*p4) -5*sin(5*p5);
-7*sin(7*p1) -7*sin(7*p2) -7*sin(7*p3) -7*sin(7*p4) -7*sin(7*p5);
-11*sin(11*p1) -11*sin(11*p2) -11*sin(11*p3) -11*sin(11*p4) -11*sin(11*p5)
-13*sin(13*p1) -13*sin(13*p2) -13*sin(13*p3) -13*sin(13*p4) -13*sin(13*p5)];
%The differential matrix
df=inv(delf)*(t-f); %Calculate solution error
%dn=norm(df)
p=p+df; %Update the solution
error=norm(df);
disp(q1);
disp(q2);
disp(q3);
disp(q4);
disp(q5);
if error>1e-15
    i=i+1;
end
end
if error>1e-15
    q5=q5+2;
end
end
if error>1e-15
q5=q4+2;
q4=q4+1;
end
end
if error>1e-15
    q4=q3+2;
q3=q3+1;
end
end
if error>1e-15
    q3=q2+2;
q2=q2+1;
end
end
if error>1e-15
    q2=q1+2;
q1=q1+1;
end
end
disp(p*180/pi);

```

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ค.

## ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยอันเป็นส่วนหนึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการแสดงดังต่อไปนี้

[1] V. Tipsuwanporn, C. Sompracha, P.Thepsatorn, A. Charean and W. Sawaengsinkasikit  
 "SPIM SPEED CONTROL BY CBWM TECHNIQUE"  
 2001 IEEE International Symposium Industrial Electronics Proceedings, June 12-16,  
 2001, Pusan-Korea

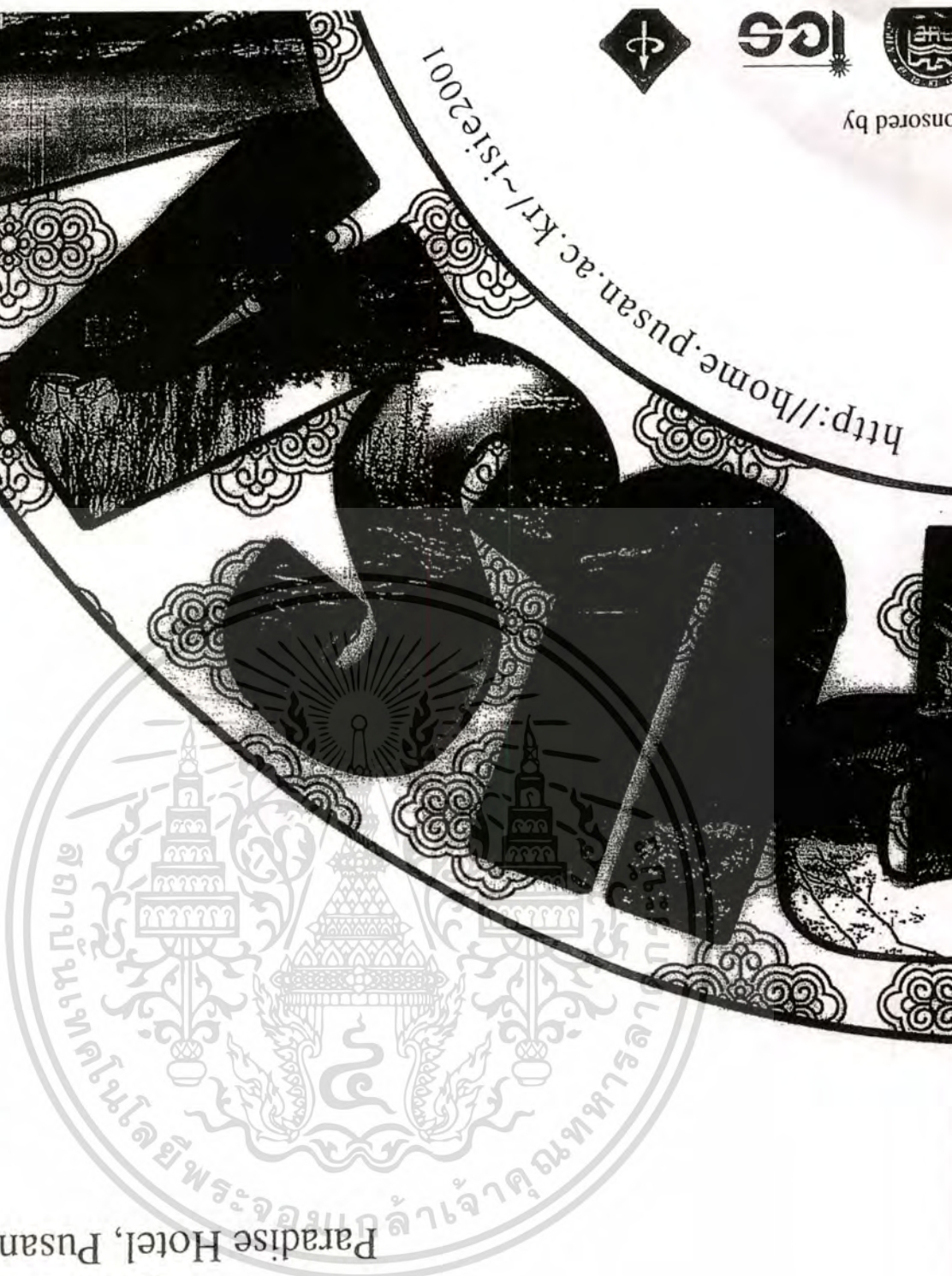
[2] V. Tipsuwanporn, C. Sompracha, W. Piyarat, A. Charean and W. Sawaengsinkasikit  
 "Multilevel Regular-Based Binary Multiplier for SPIM Speed Control"  
 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 9-11, 2003,  
 Rio de Janeiro-Brasil

# ISIE 2001

2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings

June 12-16, 2001  
Paradise Hotel, Pusan, KOREA

Vol. II



http://home.pusan.ac.kr/~isie2001



sponsored by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SPIM SPEED CONTROL BY CBWM TECHNIQUE

V.Tipsuwanporn\*, C.Sompracha\*, P.Thepsatorn\*\*, A.Charean\*\*\* and W.Sawaengsinkasikit\*\*\*

\*Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

\*\*Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakarinwirot University, Nakornnayok, Thailand.

\*\*\*Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kasem Bundit University, Bangkok, Thailand.

E-mail : ktvittay@kmitl.ac.th

### ABSTRACT

A centroid-based binary weight multiplier (CBWM) switching technique was proposed, which is suitable for full-bridge inverter applications of single phase induction motor (SPIM) speed control by using 8 bit CBWM to modulate square single-phase waveform and product a control signal pattern. This technique was evaluated, and its performance was compared with existing BRM switching technique. The performance evaluation and comparison was involved to the total harmonic distortion (THD), number of pulses per cycle of the inverter output waveform, both apparent and reactive power. The objective of the new switching technique is to minimize the THD.

### 1. INTRODUCTION

Most of binary rate multiplier (BRM) switching environments, e.g. voltage-source inverter (VSI's), used as single phase induction motor speed controller. This are BRM switching technique ensures that the dispatched ac cycle are placed at the optimal positions in the cycle in order to produce minimal ripple but it has unwanted harmonic. The harmonic content of the inverter output waveform is the main concern in most applications, so, to minimize the total harmonic distortion (THD) in BRM applications. It is desirable for the inverter application to employ a simple BRM switching technique, which is capable to eliminate the low-order harmonic, giving rise of minimal THD and low of power consumption.

This paper had been focused on developing of the BRM switching technique, which gave an improved performance comparing to the existing switching technique in terms of harmonic elimination, minimal THD, and lower power consumption. The CBWM switching technique described herein was developed to product high-quality inverter output waveform. Such

proposed technique show that the position of BRM switching pattern in the time domain was aligned with the centroid of the corresponding area of the sampled reference waveform.

### 2. PRINCIPLE AND THEORY

#### 2.1. BRM Technique

BRM signal generation is the technique of forming specific pulse signal. Number of pulse  $B$  can be calculated from Equation (1).

$$B = K_m 2^m + K_{m-1} 2^{m-1} + \dots + K_1 2^1 + K_0 2^0 \quad (1)$$

Where  $K_{m-1}, K_{m-2}, \dots, K_1, K_0$  are the binary bit of  $B$ ,  $m = N-1$  and  $N$  is the number of bit. Let  $2^m$  is the number of pulse per cycle.  $R$  is the energy of each pulse in period  $T$  (pulse time) and  $T_{BRM} = (2^N - 1)T$  is the cycle time of BRM. Thus, the average power is given by Equation (2).

$$P = \frac{BR}{2 * T_{BRM}} = [K_m \frac{f}{2} + K_{m-1} \frac{f}{2^2} + \dots + K_1 \frac{f}{2^m} + K_0 \frac{f}{2^{m+1}}] R \quad (2)$$

Since  $f = \frac{1}{T}$ , when pulse is transmitted at frequency of  $\frac{f}{2}, \frac{f}{2^2}, \dots, \frac{f}{2^m}, \frac{f}{2^{m+1}}$ , which is depend on the binary bit of pulse  $B$ . In order to define the average maximum power during time period  $T_C = 2 * T_{BRM}$  (cycle time of system), its can be shown by employing Fourier analysis as shown in Equation (5)[3].

$$V_1(t) = \sum_{a=0}^m \left( \frac{2^a}{2^{m+1}-1} \cdot K_a \right) + \sum_{n=1}^{2^m-1} \left[ \sin \left[ \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{m+1}-1} + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1}-1} \cdot n \cdot \pi \right] \right. \\ \left. - \sin \left[ \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{m+1}-1} - 1 + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1}-1} \cdot n \cdot \pi \right] \right] \cdot \frac{2}{\pi \cdot n \cdot \cos(n \cdot \pi \cdot \omega)} K_a \quad (3)$$

$$V_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{V}{n \cdot \pi} (1 - \cos(n \cdot \pi)) \sin(2n \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad (4)$$

$$V_{BRM}(t) = V_1(t) \cdot V_2(t) \quad (5)$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot T_{BRM}} \quad (6)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c$$

- where  $V_{BRM}(t)$  = BRM modulate voltage.  
 $V_1(t)$  = BRM multiplier voltage.  
 $V_2(t)$  = square wave voltage.  
 $V$  = magnitude of voltage.  
 $K_a$  = binary bit of BRM.  
 $f_c$  = main frequency.

For example (4bit), let  $V=220, K_3=1, K_2=0, K_1=0, K_0=1, m=3$ , and  $f_c=50$  that are substituted in equation (3), (4) and (5). Fig. 1 shows the 9<sup>th</sup> BRM waveform.

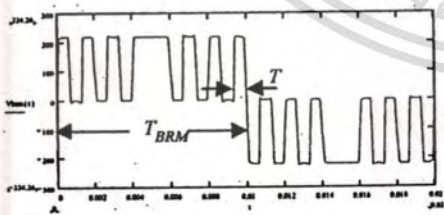


Fig. 1. 9<sup>th</sup> BRM waveform.

From Equation (5), it could be arranged to Equation (7).

$$V_{BRM} = \sum_{a=0}^m \left[ \left( \frac{2^a}{2^{m+1}-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi)) \sin(2n\pi f_c t) \right) \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^{2^m-1} \sum_{b=0}^{2^a-1} \left[ \sin \left( \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{m+1}-1} + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1}-1} \cdot n \cdot \pi \right) - \sin \left( \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{m+1}-1} - 1 + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1}-1} \cdot n \cdot \pi \right) \right] \right. \\ \left. \cdot \frac{V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi)) \cdot (\sin(2n\pi f_c t + n\omega t) + \sin(2n\pi f_c t - n\omega t)) \right] \quad (7)$$

where

$$A = 2n\pi f_c t, B = 2n\pi f_c t + n\omega t,$$

$$C = 2n\pi f_c t - n\omega t$$

$$X_1 = \frac{2^a}{2^{m+1}-1} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi))$$

$$X_2 = X_3 = \sum_{n=1}^{2^m-1} \sum_{b=0}^{2^a-1} \left[ \sin \left( \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{m+1}-1} + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1}-1} \cdot n \cdot \pi \right) - \sin \left( \frac{\left( \frac{2^{m+1}}{2^{m+1}-1} - 1 + b \cdot \frac{2^{m+1}}{2^a} \right)}{2^{m+1}-1} \cdot n \cdot \pi \right) \right]$$

$$\cdot \frac{V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi))$$

The BRM voltage of Equation (7) may be written as

$$V_{BRM} = \sum_{a=0}^m (X_1 \sin A + X_2 \sin B + X_3 \sin C) k_a \quad (8)$$

$$\text{Line Spectrum} = \sqrt{\sum_{a=0}^m K_a (X_1^2 + X_2^2 + X_3^2)} \quad (9)$$

The Total Harmonics Distortion in voltage (THD<sub>v</sub>) equation [4] is

$$THD_v = \sqrt{\sum_{a=2}^{\infty} \left( \frac{V_a}{V_1} \right)^2} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where

$V_1$  = peak voltage fundamental of BRM.

$V_n$  = peak voltage at harmonics order  $n$  of BRM.

**2.2. A Centroid Based Binary Weight Multiplier Switching Technique**

The main features of the CBWM technique is a new approach for the calculation of the position of each pulse in each sampling period of BRM pattern. In this technique, the number of pulse of BRM is also linearly proportional variable-speed drive induction motor while the position of BRM pulse is aligned with the center of integration (COI) of the reference waveform area (over a period  $\Delta T$ ) into two equal area. The BRM pulses placed at appropriate position of choice should lead to superior harmonic eliminate. One the basis of this intuitive notion, it is logical to align the time-axis center of integration of both the BRM pulse and corresponding area of the reference waveform.

The position of the switching pulse can be approximated by calculating the centroid of the reference waveform over each sampling period instead of the COI reference waveform as show in Fig. 2.

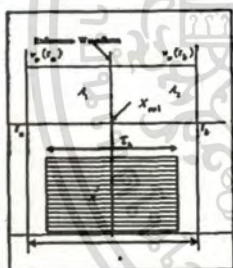


Fig. 2. Centroid-base BWM technique.

The equation for calculating the time-axis coordinate of the centroid of area under the reference waveform between  $t_a$  to  $t_b$ , is described as follows[5]:

$$\bar{X}_k = \frac{\int_{t_a}^{t_b} t \cdot |v_o(t)| dt}{\int_{t_a}^{t_b} |v_o(t)| dt} \tag{11}$$

$$V_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi)) \sin(2n\pi ft) \tag{12}$$

For the CBWM waveform, it could be explained in form of Fourier series as in Equation (15),(19)

$$V_1(t) = \frac{2TN_A}{T_c} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{nT_c} \left[ \sin\left[\frac{n}{4}(2TN_A - T_c)\right] + \sin\left[\frac{n}{4}(2TN_A + T_c)\right] \right] \cdot \cos(nN_A 2\pi ft) \tag{13}$$

$$V_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi)) \sin(2n\pi ft) \tag{14}$$

when CBWM pattern equal 0 to  $\left(\frac{2^n}{2}-1\right)$ , then

$$N_A = N_p$$

$$V_{CBWM}(t) = V_1(t) * V_2(t) \tag{15}$$

From Equation (15), it could be written to Equation (16) as follows:

$$V_{CBWM} = \frac{2TN_A}{T_c} \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi)) \sin(2n\pi ft) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi T_c} \left[ \sin\left(\frac{n}{4}(2TN_A - T_c)\right) + \sin\left(\frac{n}{4}(2TN_A + T_c)\right) \right] (1 - \cos(n\pi)) \cdot 2 \cdot \sin(2n\pi ft) \cos(nN_A 2\pi ft) \tag{16}$$

where

$$A = 2n\pi ft, B = 2n\pi ft + nN_A \omega$$

$$C = 2n\pi ft - nN_A \omega$$

$$X_1 = \frac{2TN_A}{T_c} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} (1 - \cos(n\pi))$$

$$X_2 = X_3 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi T_c} \left[ \sin\left(\frac{n(2TN_A - T_c)}{4}\right) + \sin\left(\frac{n(2TN_A + T_c)}{4}\right) \right]$$

$$\cdot (1 - \cos(n\pi))$$

And the CBWM voltage of Equation (16) may be explained as

$$V_{CBWM} = (X_1 \sin A + X_2 \sin B + X_3 \sin C) \quad (17)$$

$$\text{Line Spectrum} = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + X_3^2} \quad (18)$$

when CBWM pattern equal  $\frac{2^N}{2}$  to  $2^{N-1}$ , then

$$N_A = \frac{2^N}{2} - (N_p - (\frac{2^N}{2} - 1))$$

$$V_{CBWM}(t) = (1 - V_1(t)) * V_2(t) \quad (19)$$

From Equation (19), it could be written to Equation (20) as follows:

$$V_{CBWM} = (1 - \frac{2TN_A}{T_c} * \sum_{m=1}^{\infty} \frac{V}{2} (1 - \cos(m\pi)) \sin(2m\pi f) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V}{2\pi T_c} [\sin(\frac{n(2TN_A - T_c)}{4}) + \sin(\frac{n(2TN_A + T_c)}{4})] (1 - \cos(m\pi)) * 2 * \sin(2m\pi f) \cos(nN_A 2\pi f)) \quad (20)$$

where

$$A = 2n\pi f t, B = 2n\pi f t + nN_A \omega t, C = 2n\pi f t - nN_A \omega t$$

$$X_1 = \frac{2TN_A}{T_c} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V}{2} (1 - \cos(m\pi))$$

$$X_2 = X_3 = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V}{2\pi T_c} \left[ \sin\left(\frac{n(2TN_A - T_c)}{4}\right) + \sin\left(\frac{n(2TN_A + T_c)}{4}\right) \right] * (1 - \cos(m\pi))$$

And the CBWM voltage of Equation (20) may be explained as

$$V_{CBWM} = 1 * (X_1 \sin A + X_2 \sin B + X_3 \sin C) \quad (21)$$

$$\text{Line Spectrum} = \sqrt{1 + X_1^2 + X_2^2 + X_3^2} \quad (22)$$

$$T = \frac{T_c}{(2^N - 1) * 2} \quad (23)$$

- where  $V_{CBWM}(t)$  = CBWM modulate voltage.
- $V_1(t)$  = CBWM multiplier voltage.
- $V_2(t)$  = square wave voltage.
- $V$  = magnitude of voltage.
- $f$  = main frequency
- $N_p$  = pattern of CBWM
- $N$  = binary bit of CBWM

The Total Harmonics Distortion in voltage (THD<sub>v</sub>) equation [4] is

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_n}{V_1} \right)^2} \quad (24)$$

where

- $V_1$  = peak voltage fundamental of CBWM.
- $V_n$  = peak voltage at harmonics order  $n$  of CBWM.

For example (4 bit), let  $V = 220$  volt,  $N_p = 9$ ,  $N = 4$  and  $f = 50$ Hz through the Equation (13), (14), (15) and (19). The 9<sup>th</sup> CBWM waveform is demonstrated in Fig. 3.

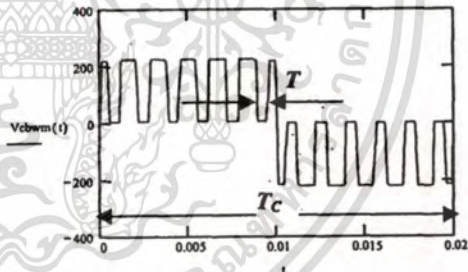


Fig. 3. 9<sup>th</sup> CBWM waveform.

### 3. EXPERIMENTAL & SIMULATION

The simulation shown the comparison of the THD for the BRM and CBWM for various pattern. It can be noted that the THD decreases as the pattern increased and the THD of CBWM is smaller compared to BRM as show in Fig. 4.

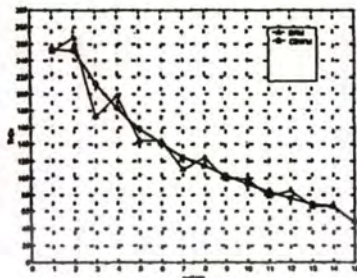
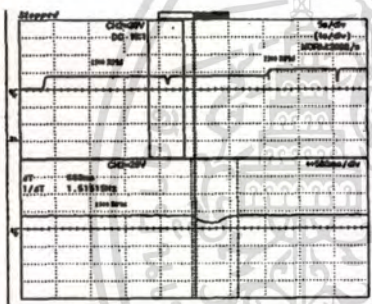
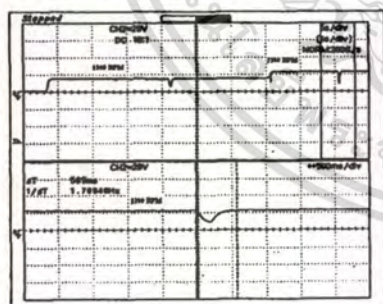


Fig. 4. THD comparison between BRM and CBWM.

In this experiment, we used 220V, 50 Hz, 2.65A, 260W, 4 poles, PF=0.6 induction motor and a tachogenerator generates output 1 volt at speed 1000 rpm. The result are shown below.



(a) load 1.75 N.m. at 1500 rpm. speed.



(b) load 1.75 N.m. at 2200 rpm. speed.

Fig. 5. load 1.75 N.m. at 1500 and 2200 rpm. speed.

In Fig.5, (a) and (b) show 1.75 N.m. load taking at 1500 rpm and 2200 rpm. It used time for returning to normal state 660 ms. and 585 ms. respectively.

#### 4. CONCLUSION

The simulation results presented in this paper, the CBRM switching technique yields a significant improvement in terms of minimal THD (5%-10%) when compare with BRM. The CBWM has been considered to employ for variable-speed of the single phase/three phase induction motor drive applications in terms of varying voltage and varying frequency.

From single phase induction motor testing as shown in Fig.5 it could be said that by using the CBWM technique, it gives rises to fast response of returning to normal state less than 1 second at maximum load (better than [1],[2]).

#### 5. REFERENCES

- [1] V.Tipsuwanporn, F.Cheevasuvit, W.Piyarat, P.Thepsatorn and Y. Paraken, "BRM Technique for Space Vector Decomposition Reactive Power of SPIM," *Proc. IEEE Internation Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Vol.1, pp.547-551, 1999.
- [2] V.Tipsuwanporn, A.Charean, W.Piyarat, T. Kittisiam, P.Thepsatorn and T.Sum-in, "Quick Torque Controlled SPIM Using PID Controller Base On PLL Technique," *Proc. IEEE Power Engineering Society 2000 Winter Meeting*, Jan 2000.
- [3] V. Tipsuwanporn, A.Charean, W. Piyarat, T. Sum-In and N.Chochai, "New BRM Technique for Space Vector Decomposition Reactive Power of SPIM," *IPEMC2000 (International Power Electronics and Motion Control Conference)*, Aug 2000.
- [4] Muhammad H. Rashid and ALI I. Maswood, "A Novel Method of Harmonic Assessment Generate By Three-Phase AC-DC Converters Under Unbalanced Supply Conditions," *IEEE Trans. Industry Application*, Jul/Aug 1988.
- [5] E. Kreyszig, *Advanced Engineering Mathematics*, New York, Wiley, 1988.

### Instructions to run the CD-ROM

#### Minimum playback requirements for Projector

Pentium II or higher recommended  
Windows 95, 98, ME, NT4, 2000, XP  
32 Mb. or more installed RAM

#### Proceedings to run the CD-ROM:

- 1) Insert the CD-ROM into the cd-drive;
- 2) The program will be loaded automatically;
- 3) Follow the instructions on the screen.

If the CD-ROM doesn't load:

- 1) Insert the CD-ROM again into the cd drive;
- 2) Double click in "My Computer" in the desktop;
- 3) Double click in the CD-ROM drive;
- 4) Double click in the setup.exe;
- 5) Wait the open screen of the software.

# 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics

Rio de Janeiro - Brasil

June 9 - 11, 2003

IEEE

# Multilevel Regular-Based Binary Multiplier for SPIM Speed Control

V. TIPSUWAMPORN<sup>1</sup>, C. SOMPRACHA<sup>2</sup>, W. PIYARAT<sup>3</sup>, A. CHAREAN<sup>4</sup>  
and W. SAWAENGSIKASIKIT<sup>5</sup>

<sup>1,2</sup> Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

<sup>3</sup> Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakarinwirot University, Nakornnayok, Thailand.

<sup>4,5</sup> Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kasem Bundit University, Bangkok, Thailand.

E-mail : ktvittay@kmitl.ac.th

**Abstract**— This paper presents multilevel regular-based binary multiplier switching method and parallel-full bridge inverter circuit for controlling speed of single-phase induction motor (SPIM). By constructing various types of 8 bit regular-based binary multiplier signal (RBM) modulated by single-phase multilevel signal, and then generating inverter output signal. This technique can improve the inverter output signal's performance which demonstrates in term of reduction of total harmonic distortion (THD) and lower-order harmonic when applying to control the motor, resulting to improve the motor efficiency and performance.

**Index Terms**—SPIM, RBM Technique, Multilevel inverter and THD.

## 1. INTRODUCTION

The regular-based binary multiplier (RBM) switching environments, e.g. voltage-source inverter (VSI's), are used as single phase/three phase induction motor speed controller. This RBM switching technique ensures that the dispatched ac cycle is placed at the optimal position in the cycle in order to minimize ripple but, however it has unsatisfied harmonic. The harmonic content of the inverter output waveform is the main concern in most applications, so that, to minimize the total harmonic distortion (THD) in RBM applications. It is desirable for the inverter application to employ a simple RBM switching technique, which is capable to eliminate the low-order harmonic, are provide minimal THD and low of power consumption.

This paper focused on development of the RBM switching technique, which gave an improved performance in terms of harmonic elimination, minimize THD, and lower power consumption. The multilevel regular-based binary multiplier switching technique described herein was developed to product high-quality inverter output waveform. Such technique shows a new configuration of single-phase multilevel parallel full bridge which generate switching pattern from RBM patterns modulated by multilevel single-phase waveform.

## II. PRINCIPLE AND THEORY

### A Regular-based Binary Multiplier Technique

The main feature of the regular-based binary multiplier (RBM) is the number of RBM pulses equal to the number of sampling period, and the number of RBM pulses increase as well as the RBM pattern waveform while the center of each pulse is located at the middle of each sampling period. The number of pattern of RBM technique is  $2^m - 1$  where  $m$  is amount of bit. The RBM pulses placed at appropriate position of choice should lead to superior harmonic eliminate [2].

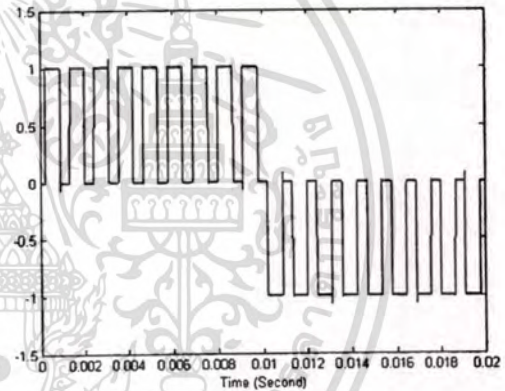


Fig. 1 RBM technique

For the RBM waveform, Fourier series could explain it as follows.

$$V_1(t) = \frac{2TN}{T_c} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{nT_c} \left[ \sin\left[\frac{n}{4}(2TN_A - T_c)\right] + \sin\left[\frac{n}{4}(2TN_A + T_c)\right] \right] \cdot \cos(nN_s 2\pi ft) \tag{1}$$

$$V_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot \frac{V}{n_s} (1 - \cos(n_s)) \sin(2n_s ft) \tag{2}$$

$$V_{RBM}(t) = V_1(t) * V_2(t) \tag{3}$$

$$T = \frac{T_c}{(2^m - 1) * 2} \tag{4}$$

where  $V_{RBM}(t)$  = RBM modulate voltage.  
 $V_1(t)$  = RBM multiplier voltage.  
 $V_2(t)$  = square wave voltage.  
 $V$  = magnitude of voltage.  
 $B$  = binary bit of RBM.  
 $N_p$  = pattern of RBM  
 $f$  = main frequency.

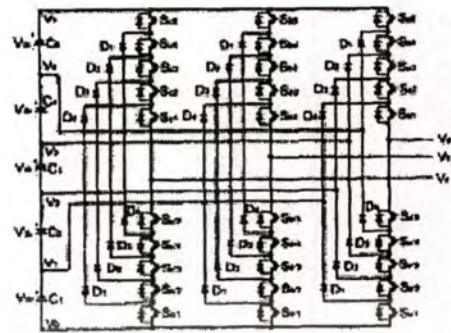
For RBM waveform generation, The various parameters are substituted in equation (1), (2) and (3), as presented in Fig.1.

**B Multilevel Inverters**

Multilevel inverters are modification of the basic bridge inverter which are connected in series for synthesize desired voltage from several level of dc voltage. Such, multilevel inverter can easily provide high power electric drive and low voltage total harmonic distortion (THD).

As well as the number of level increase, the synthesized output waveform has more steps, which produces a staircase wave that approaches a desired waveform. Also, while the more steps are added to the waveform, the harmonic distortion of the output wave decreases approaching to zero as the number of level increases. As the number of level increases, the voltage that can be, spanned by servicing the devices also increases. There fore, servicing the drives provides the structures of the multilevel inverter without voltage sharing problems.

Two types of multilevel inverter have been proposed that the single-phase cascade inverter and the diode-clamped inverter. As show in Fig. 2[3, 4].



(b) The multilevel diode-clamped inverter.

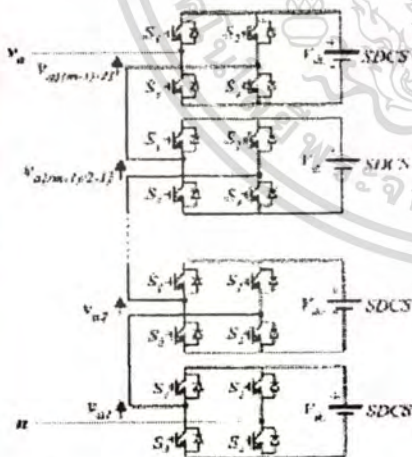
Fig. 2. Various types of multilevel inverters.

**III. MULTILEVEL RBM METHOD**

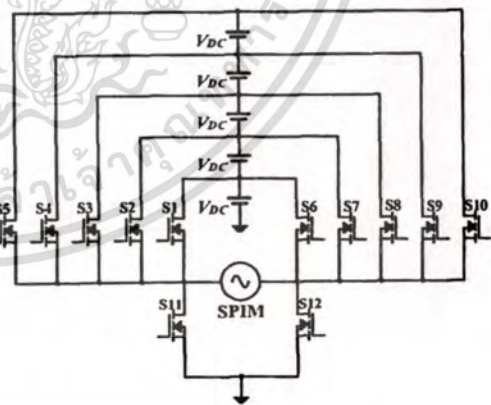
A multilevel RBM inverter is proposed as new inverter structure for use as an adjustable speed drive, which uses parallel full - bridge inverter across each dc series - connected source in Fig. 3(a).

The general function of this multilevel RBM method is to synthesize desired voltage from several source of dc voltage, then modulate with RBM pattern for variable-speed drive.

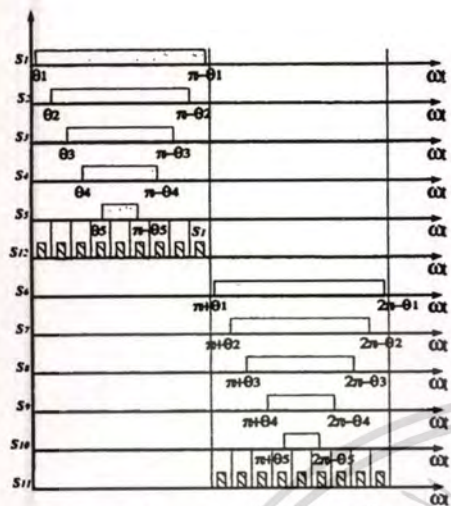
Fig. 3(b) show switching pattern of multilevel RBM method for 11 level case. In positive,  $S_1$  was generated  $+V_{dc}$ ,  $S_2$  was generated  $+2V_{dc}$ ,  $S_3$  was generated  $+3V_{dc}$ ,  $S_4$  was generated  $+4V_{dc}$ ,  $S_5$  was generated  $+5V_{dc}$ , and  $S_{12}$  was generated  $+RBM$  pattern.



(a) Single phase multilevel cascaded inverter.



(a) Single phase multilevel parallel full-bridge inverter.



(b) Output voltage waveform of 11-level case.  
Fig. 3. Multilevel RBM method.

In negative,  $S_6$  was generated  $-V_{dc}$ ,  $S_7$  was generated  $-2V_{dc}$ ,  $S_8$  was generated  $-3V_{dc}$ ,  $S_9$  was generated  $-4V_{dc}$ ,  $S_{10}$  was generated  $-5V_{dc}$ , and  $S_{11}$  was generated  $-RBM$  pattern.

From pattern switching of  $S_1 - S_{10}$  are generate multilevel voltage waveform at  $s$  steps, it could be explained in form of Fourier series as in equation:

$$V_3(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_n [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)] \frac{\sin(n\omega t)}{n} \tag{5}$$

where  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

So, the magnitude of the Fourier coefficients when being normalized with respect to  $V_{dc}$  are as followed:

$$a_n = \frac{4}{\pi n} [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)] \tag{6}$$

where  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

The conducting angles,  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s$ , can be chosen such that the voltage total harmonic distortion is minimum, these angles are chosen to eliminate the selected harmonic [5]. For the 11 level case in the paper, the 3rd, 5th, 7th, and 9th harmonics can be eliminated with an appropriate choices of the conducting angle. One degree of freedom is used so that the magnitude of the output waveform corresponds to the reference modulation index,  $M_i$ , which is define as  $V_L / V_{Lmax}$  where  $V_L$  is the amplitude command of the inverter output voltage, and  $V_{Lmax}$  is the maximum attainable amplitude of the converter, i.e.  $V_{Lmax} = s \cdot V_{dc}$ . So that the equations from (6) as follows:

$$\begin{aligned} \cos(3\theta_1) + \cos(3\theta_2) + \cos(3\theta_3) + \cos(3\theta_4) + \cos(3\theta_5) &= 0 \\ \cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) + \cos(5\theta_4) + \cos(5\theta_5) &= 0 \\ \cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) + \cos(7\theta_4) + \cos(7\theta_5) &= 0 \\ \cos(9\theta_1) + \cos(9\theta_2) + \cos(9\theta_3) + \cos(9\theta_4) + \cos(9\theta_5) &= 0 \\ \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) + \cos(\theta_4) + \cos(\theta_5) &= 5M_i \end{aligned} \tag{7}$$

The set of equation (7) is nonlinear transcendental equation, which can be solved by an iterative method. This paper uses Newton-Raphson method [6]. For example, using modulation index of 0.8 obtains:

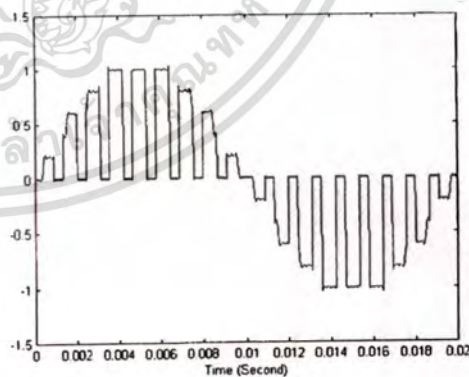
$$\theta_1 = 5.68^\circ, \theta_2 = 16.49^\circ, \theta_3 = 30.70^\circ, \theta_4 = 42.01^\circ, \theta_5 = 63.70^\circ$$

So, the multilevel RBM method are multilevel waveform modulate with RBM pattern technique, it could be written to Equation (8) as follows:

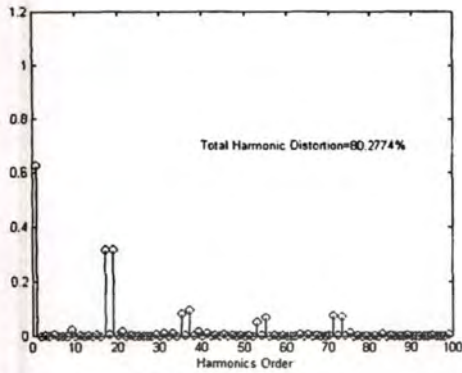
$$V_4(t) = V_1(t) * V_3(t) \tag{8}$$

- where
- $V_4(t)$  = Multilevel RBM voltage.
  - $V_1(t)$  = RBM multiplier voltage.
  - $V_3(t)$  = Multilevel voltage.
  - $V$  = magnitude of voltage.
  - $B$  = binary bit of RBM.
  - $N_p$  = pattern of RBM
  - $f$  = main frequency.

For example (4 bit), let  $N_p = 9, B = 4$ , and  $f = 50$  Hz that are substituted in equation (8). Fig. 4(a) shows the 9<sup>th</sup> multilevel RBM waveform and the harmonic spectrum of 9<sup>th</sup> multilevel RBM technique is shown in Fig. 4(b).



(a) Multilevel RBM patterns.



(b) Harmonic spectrum  
Fig. 4. The 9th multilevel RBM method.

Usually, the performance of inverter is evaluated on the basic of total harmonic distortion and switching losses. A commonly used figure of merit to assess the performance of a VSI is the THD. The THD is defined as,

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (9)$$

Where  $V_1$  is fundamental component and  $V_n$  is the harmonics of output waveform.

IV. SIMULATION & EXPERIMENTAL

Simulation shown the performance of multilevel RBM switching method, which evaluate the voltage THD for various patterns. It can be noted that the THD decreases as the pattern increased and the THD of multilevel RBM method is very low at high pattern as show in Fig. 5.

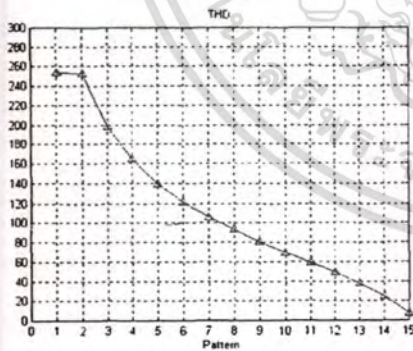
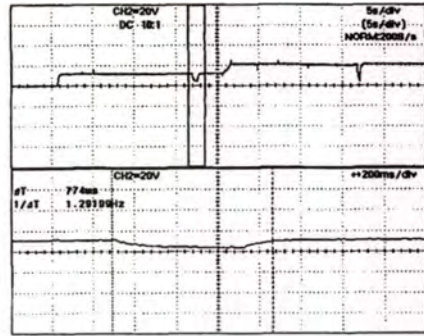
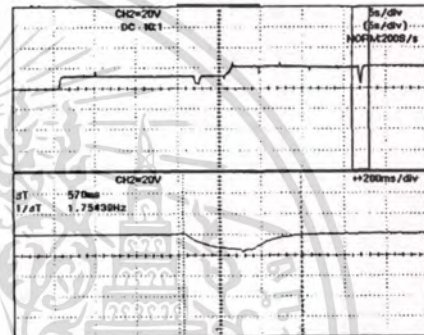


Fig. 5. The THD versus various pattern (4 bits).

In this experiment, we used 220V, 50 Hz, 2.65A, 260W, 4 poles, PF.=0.6 induction motor and a tachogenerator generates output 1 volt at speed 1000 rpm. The results are shown in Fig.6.



(a) Load 1.75 N.m. at 1500 rpm. speed.



(b) Load 1.75 N.m. at 2200 rpm. speed.

Fig. 6. Load 1.75 N.m. at 1500 and 2200 rpm. speed.

In Fig.6, (a) and (b) show 1.75 N.m. load taking at 1500 rpm and 2200 rpm. While used time for returning to normal state 774 ms. and 570 ms. respectively.

V. CONCLUSION

The simulation results of the multilevel RBM switching method provided a significant improvement in terms of minimal THD (near-sinusoidal at 15th pattern, voltage THD about 7%) and lower order harmonic. Application to the single/three phase variable-speed induction motor drive employing such method is considered by varying the voltage and frequency.

From single phase induction motor testing as shown in Fig.5 it could be said that by using the multilevel based on BRM technique provide fast response of returning to normal state less than 1 second at maximum load (better than [1]). And This technique can be future utilize for controlling 3-phase induction motors.

## IV. REFERENCES

- [1] V.Tipsuwanporn, F. Cheevasuvit, W. Piyarat, P. Thepsatom and Y. Paraken, "BRM Technique for Space Vector Decomposition Reactive Power of SPIM," *Proc. IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Vol.1, pp.547-551, 1999.
- [2] C. Sompracha, V. Tipsuwanporn, W. Piyarat, and W.Sawaengsinkasikit, "A Centroid-based BRM Switching Technique for SPIM Speed Control," *IPEC 2001*, 17-19 May, 2001.
- [3] Leon M. Tolbert and Fang Z. Peng, "Multilevel Converters for Large Electric Drives.," *APEC'98*. Anaheim, California, February, 15-19, pp. 530-536, 1998.
- [4] Leon M. Tolbert, Fang Z. Peng and Thomas G. Habetler, "Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications", *WPET'98* Dearborn, Michigan, October 1998.
- [5] Prasad N. Enjeti, Phoivos D. Ziogas and James F. Lindsay, "Programmed PWM Technique to Eliminate Harmonic: A Critical Evaluation," *IEEE Trans. Industry Application* Vol. 26 No. 2, March/April, 1990.
- [6] John H. Mathew, *Numerical methods: for mathematics, science, and engineering*. Englewood Cliffs, New York, Prentice Hall, 1992.



## ประวัติผู้เขียน

นายเชิงชาย สมประชา เกิดเมื่อวันที่ 28 กันยายน พ.ศ. 2519 ที่จังหวัดนครปฐม สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากมหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ในปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม คณะบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2543 ในระหว่างที่ศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโทได้มีโอกาสเดินทางไปร่วมประชุมทางวิชาการที่ประเทศเกาหลีใต้ และมีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์จำนวน 2 เรื่อง

### ผลงานทางวิชาการ

- [1] V. Tipsuwanporn, C. Sompracha, P. Thepsatorn, A. Charean and W. Sawaengsinkasikit  
"SPIM SPEED CONTROL BY CBWM TECHNIQUE"  
2001 IEEE International Symposium Industrial Electronics Proceedings, Pusan-Korea
- [2] V. Tipsuwanporn, C. Sompracha, W. Piyarat, A. Charean and W. Sawaengsinkasikit  
"Multilevel Regular-Based Binary Multiplier for SPIM Speed Control"  
2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro-Brasil