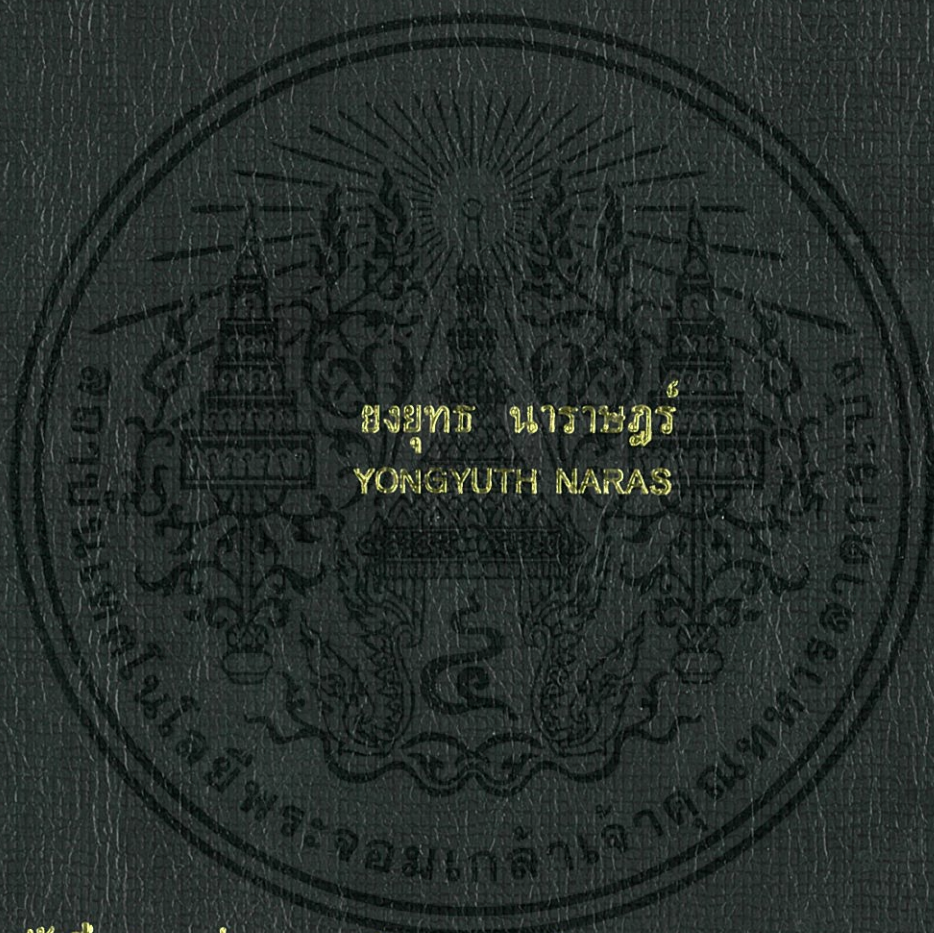


การประยุกต์ใช้เทคนิคพัลส์บวล์เอมในการปรับความเร็วรอบ  
มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกินกำลังไฟฟ้าสลับ

APPLICATION OF PWM TECHNIQUES IN SLIP-POWER RECOVERY  
INDUCTION MOTOR SPEED DRIVE



ธงยุทธ นาราสกร์  
YONGYUTH NARAS

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-605-5

การประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มในการปรับความเร็วรอบ  
มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกินกำลังไฟฟ้าลึป

APPLICATION OF PWM TECHNIQUES IN SLIP-POWER RECOVERY  
INDUCTION MOTOR SPEED DRIVE



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42557  
วัน, เดือน, ปี 3 1 พ.ศ. 2545

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-605-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**APPLICATION OF PWM TECHNIQUES IN SLIP-POWER RECOVERY  
INDUCTION MOTOR SPEED DRIVE**



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

**2002**

**ISBN 974-648-605-5**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์      การประยุกต์ใช้เทคนิคพัลส์บวกลวเอมในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
แบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป  
APPLICATION OF PWM TECHNIQUES IN SLIP-POWER RECOVERY  
INDUCTION MOTOR SPEED DRIVE

ชื่อนักศึกษา      นายชยชุต      นารายณ์  
รหัสประจำตัว      38061244  
ปริญญา      วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา      วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์      รศ.ดร.วิริยะ      พิเชฐจำเริญ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.วิจิตร      กิณเรศ	
ดร.นนทวัฒน์      จุลเดชะ	
ร.อ.ผศ.ดร.วีระเชษฐ์      ชำนาญ	
ผศ.พิชิต      ลำยอง	
รศ.ดร.วิริยะ      พิเชฐจำเริญ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 20 ธันวาคม 2544 เวลา 14.00-16.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-403)



วันที่ 13 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป
นักศึกษา	นายชยยุทธ นารายณ์
รหัสประจำตัว	38061244
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้กล่าวถึงการประยุกต์ใช้พีดับบลิวเอ็ม ทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลิปริงโดยอาศัยหลักการป้อนกำลังไฟฟ้าสลิปกลับคืนสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส โดยการปรับอัตราการมอดหรือมุมเลื่อนเฟสของกระแสในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่ถูกป้อนกลับไปยังเอซีไลน์ สัญญาณควบคุมทั้งหมดของกระแสในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งสามารถปรับอัตราการมอดและปรับเลื่อนมุมเฟสได้ที่ค่าต่างๆ จะสร้างจากไมโครโปรเซสเซอร์ โดยก่อนอื่นกระแสในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่สร้างขึ้นภายใต้เงื่อนไขที่สามารถปรับค่าอัตราการมอดและมุมเลื่อนเฟสจะมีการพิสูจน์ความถูกต้อง โดยการนำไปเปรียบเทียบกับผลที่วิเคราะห์ทางทฤษฎี จากนั้น โดยการใช้คลื่นกระแสพีดับบลิวเอ็มนี้ในระบบขับเคลื่อนที่นำเสนออีก สามารถแสดงให้เห็นว่าพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ชนิดคอมมิวเตทแบบบั้งคั่นนี้สามารถให้ช่วงของการปรับมุมเลื่อนเฟสที่กว้างกว่า กล่าวคือจาก  $90^\circ$  ถึง  $270^\circ$  เมื่อเปรียบเทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟสจาก  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  ซึ่งเป็นกรณีของอินเวอร์เตอร์ทั่วไปแบบไลน์คอมมิวเตท คุณสมบัติดังกล่าวนี้ จะให้ข้อดีในเรื่องอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบที่สามารถปรับปรุงให้มีค่าสูงกว่า เนื่องจากที่ค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  นั้น ระบบที่นำเสนอนี้สามารถป้อนกลับคืนได้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอมป์และกำลังไฟฟารีแอมป์สู่เอซีไลน์ ในขณะที่ระบบสามารถป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ได้เฉพาะกำลังไฟฟ้าแอมป์ในกรณีของไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ทั่วไป ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ทำการคำนวณวิเคราะห์หาค่าปริมาณต่างๆ ทั้งทางกลและทางไฟฟ้าของระบบขับเคลื่อน เช่น ทอร์ค กำลังไฟฟ้าสลิป อินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และประสิทธิภาพของระบบ เป็นต้น และผลที่ได้จากการคำนวณนี้ยังได้นำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้อง ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่สอดคล้องกัน และระบบที่นำเสนอนี้สามารถทำงานได้เป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Application of PWM Techniques in Slip-Power Recovery Induction Motor Speed Drive
<b>Student</b>	Mr. Yongyuth Naras
<b>Student ID.</b>	38061244
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2002
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen

### ABSTRACT

This thesis concerns the application of a PWM CSI thyristor inverter in the slip-ring-type 3-phase induction motor speed control, using the principle of slip-power recovery. By this method, the motor speed can be varied over a sub-synchronous speed control range by adjusting the modulation depth or phase shift angle of the PWM ac current waveform which is fed back to the AC-line. All the control signals of PWM current with various modulation depths and various phase-shift angles, are generated by a microprocessor. First, these PWM currents under the variation of modulation depths and phase-shift angles are verified by comparing with the theoretical results. Then, using these PWM currents in the drive system, it can be clearly shown that this forced-commutated PWM inverter can give a wider control rang of phase-shift angle from  $90^\circ$  to  $270^\circ$  when compared with  $90^\circ$  to  $180^\circ$  for the case of a conventional step-wave inverter. This results in an advantage of higher improvement of AC-line input power factor because for phase-shift control rang from  $180^\circ$  to  $270^\circ$  both reactive power and real power can be recoved to the AC-line while only the real power can be recoved to the AC-line for phase-shift angle from  $90^\circ$  to  $180^\circ$ . In this thesis, various quantities of the drive system, such as, torque, slip-power, input power factor and efficiency, etc are also analyzed and compared with the experimental results. The comparison shows that the two results are in good agreement and the proposed drive system can operate successfully.

# กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษา แนะนำ ตลอดจนให้ความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์และในด้านต่างๆ มาโดยตลอด ขอขอบคุณ ผศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ ที่ได้ให้คำแนะนำและให้ความช่วยเหลือในการศึกษา ในการทำวิทยานิพนธ์มาโดยตลอด ขอขอบคุณคุณสุนันท์ ทองใบ ที่ช่วยจัดทำวิทยานิพนธ์นี้ ขอขอบคุณน้องๆ ทุกคนที่ให้กำลังใจ ขอขอบคุณห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง ห้องสมุดกลาง มหาวิทยาลัยสยาม ที่เป็นแหล่งข้อมูลสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสยาม ที่เอื้อเฟื้อเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิทยานิพนธ์นี้และขอขอบพระคุณคุณพ่อและคุณแม่ที่ได้ให้การสนับสนุนในการศึกษาและเป็นกำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จลงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้เขียนขอบอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ยงยุทธ นารายณ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	4
บทที่ 2 วงจรและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟส.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 โหมคการทำงานต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์.....	6
2.3 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบบอโตชีเคเวน(ASCI).....	14
2.4 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบบอโตชีเคเวน พร้อมมีวงจรีเซตคอมมิวเตท.....	27
บทที่ 3 การปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป โดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์.....	33
3.1 บทนำ.....	33
3.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลลิปริง.....	33
3.3 ระบบขับเคลื่อนแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์.....	38
3.3.1 การวิเคราะห์หาคูณลักษณะของทอร์คและความเร็วรอบ โดยใช้วงจรสมมูล.....	43

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.2 กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์.....	48
3.3.3 การวิเคราะห์หาค่าเพาเวอร์แฟ็กเตอร์ทางด้านอินพุตของระบบ.....	50
3.3.4 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของระบบ.....	64
<b>บทที่ 4 การออกแบบวิเคราะห์และประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการปรับความเร็วรอบ</b>	
มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป.....	68
4.1 บทนำ.....	68
4.2 ระบบและการทำงานของระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป.....	68
4.3 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม.....	79
4.4 วงจรเชื่อมต่ออินพุตและเอาต์พุตของ ไมโคร โพรเซสเซอร์.....	84
4.4.1 การเชื่อมต่อ ไมโคร โพรเซสเซอร์กับวงจรขับเคลื่อน.....	84
4.4.2 การเชื่อมต่อ ไมโคร โพรเซสเซอร์กับวงจรสร้างสัญญาณ อินเทอร์พท์และวงจรเลือกค่าอัตราความเร็ว.....	84
4.5 การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของระบบขับเคลื่อน.....	87
4.5.1 คุณลักษณะของทอร์กและความเร็วรอบของระบบขับเคลื่อน.....	87
4.5.2 กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์.....	92
4.5.3 การวิเคราะห์หาค่าอินพุตเพาเวอร์แฟ็กเตอร์ของระบบขับเคลื่อน.....	96
4.5.4 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อน.....	113
<b>บทที่ 5 ผลการทดลอง.....</b>	<b>118</b>
5.1 บทนำ.....	118
5.2 ลักษณะของรูปคลื่นต่างๆ ของระบบขับเคลื่อน.....	118
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบ.....	132
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์ก.....	135
5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุตเพาเวอร์แฟ็กเตอร์และความเร็วรอบ.....	138
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบ.....	141
<b>บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....</b>	<b>145</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	148
ภาคผนวก .....	150
ภาคผนวก ก. ภาพถ่ายและข้อมูลของอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง.....	151
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	155
ประวัติผู้เขียน .....	161



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การไหลของกระแสแต่ละโหมคทั้ง 6 ช่วงของอินเวอร์เตอร์แบบ ASCI.....	26
5.1 ตารางเปรียบเทียบระบบขับเคลื่อนแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์และพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์.....	144



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 คอนเวอร์เตอร์สามเฟสไม่รวมวงจรคอมมิวเตท เมื่อทำงานเป็นเร็กติไฟเออร์.....	6
2.2 คอนเวอร์เตอร์สามเฟสไม่รวมวงจรคอมมิวเตท เมื่อทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์.....	7
2.3 เร็กติไฟเออร์แบบไลน์คอมมิวเตทที่ $\alpha = 45$ องศา (โหมด 1).....	8
(ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ	
(ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a	
(ค) วงจรสมมูลต่อเฟส	
2.4 อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทที่ $\alpha = 135$ องศา (โหมด 2).....	11
(ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ	
(ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a	
(ค) วงจรสมมูลต่อเฟส	
2.5 อินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับที่ $\alpha = 225$ องศา (โหมด 3).....	12
(ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ	
(ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a	
(ค) วงจรสมมูลต่อเฟส	
2.6 เร็กติไฟเออร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับที่ $\alpha = 315$ องศา (โหมด 4).....	13
(ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ	
(ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a	
(ค) วงจรสมมูลต่อเฟส	
2.7 วงจรกำลังพร้อมวงจรคอมมิวเตทของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายกระแส ที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควน.....	14
2.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของ ASCII อินเวอร์เตอร์ระหว่างการคอมมิวเตท ไทรสเตอร์ $T_2$ ไปยัง $T_4$ .....	15
2.9 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 0.....	16
2.10 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 1.....	16
2.11 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 2.....	18
2.12 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 3.....	25
2.13 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควน และมีวงจรรีเซตการคอมมิวเตท.....	27

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.14 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 0.....	28
2.15 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 1.....	29
2.16 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 2.....	29
2.17 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 3.....	30
2.18 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไทริสเตอร์ $T_2 (v_{T2})$ และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $C_2 (v_{C2})$ .....	31
2.19 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไทริสเตอร์ $T_2(v_{T2})$ และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $C_2(v_{C2})$ ของอินเวอร์เตอร์ กรณีที่ไม่มีวงจรีเซตการคอมมิวเตท เพื่อแสดงช่วงเวลาในการคอมมิวเตท.....	31
2.20 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไทริสเตอร์ $T_2(v_{T2})$ และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $C_2(v_{C2})$ ของอินเวอร์เตอร์ กรณีที่มีวงจรีเซตการคอมมิวเตท เพื่อแสดงช่วงเวลาในการคอมมิวเตท.....	32
3.1 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	36
(ก) วงจรสมมูลต่อเฟสที่แทนได้ด้วยวงจรสมมูลของหม้อแปลง	
(ข) วงจรสมมูลที่ย้ายไปไว้ด้านสเตเตอร์	
(ค) วงจรสมมูลโดยประมาณที่ย้ายไปไว้ด้านสเตเตอร์	
3.2 ระบบขับเคลื่อนแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์.....	38
3.3 รูปคลื่นของแรงดันเฟสและกระแสเฟสในวงจรโรเตอร์ทางด้านเอซี.....	39
3.4 ไดอะแกรมแสดงการไหลของกำลังไฟฟ้าและกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในระบบปรับความเร็วรอบแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป.....	41
3.5 วงจรสมมูลต่อเฟสที่ย้ายมารวมไว้ทางด้านวงจรโรเตอร์ของระบบ.....	43
3.6 วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ.....	44
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $a_2 = 1$ .....	46
3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $a_2 = 2$ .....	47
3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $a_2 = 3$ .....	47
3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์กของมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $a_2 = 1$ .....	49

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์คของมอเตอร์ในระบบ คีนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $a_2 = 2$ .....	49
3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์คของมอเตอร์ในระบบ คีนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $a_2 = 3$ .....	50
3.13 วงจรสมมูลต่อเฟสที่ย้ายไปรวมไว้ทางด้านสเตเตอร์ของระบบขับเคลื่อน แบบคีนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์.....	54
3.14 รูปคลื่นกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันเฟสและ กระแสอินพุทมอเตอร์ .....	58
3.15 เฟสเซอร์โคแอมแกรมของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในระบบขับเคลื่อนเมื่อค่าทอร์คคงที่.....	58
3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนและความ เร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ $a_2 = 1$ .....	62
3.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนและความ เร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ $a_2 = 2$ .....	63
3.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนและความ เร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ $a_2 = 3$ .....	63
3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ $a_2 = 1$ .....	66
3.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ $a_2 = 2$ .....	67
3.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ $a_2 = 3$ .....	67
4.1 ระบบของการประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ เหนี่ยวนำแบบคีนกำลังไฟฟ้าสลิป.....	69
4.2 รูปบนคือคลื่นของแรงดันสามเฟสและกระแสพีดับบลิวเอ็มเฟส a รูปกลางคือสัญญาณ พีดับบลิวเอ็มเพื่อขับเกทไทรสเตอร์และรูปล่างคือแรงดันที่ดีซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ ) เมื่อ $m=0.8$ .....	71
4.3 รูปบนคือคลื่นของแรงดันสามเฟสและกระแสพีดับบลิวเอ็มเฟส a รูปกลางคือสัญญาณ พีดับบลิวเอ็มเพื่อขับเกทไทรสเตอร์และรูปล่างคือแรงดันที่ดีซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ ) เมื่อ $m=1$ .....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 การนำกระแสที่สภาวะคงตัวในช่วงของการป้อนกินกำลังไฟฟ้าสลิป (ช่วง $t_1$ ถึง $t_2$ ).....	73
4.5 การนำกระแสที่สภาวะคงตัวในช่วงการเกิดฟรีวิลลิงซึ่งไม่มีการป้อนกินกำลัง ไฟฟ้าสลิป (ช่วง $t_2$ ถึง $t_3$ ).....	73
4.6 รูปคลื่นแรงดันทางด้านเอซีไลน์และแรงดันทางด้านดีซีของอินเวอร์เตอร์เมื่อ $\alpha=120$ องศา 180 องศา และ 240 องศา ที่ $m = 0.8$ .....	75
4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด( $S_0$ )และมุมเลื่อนเฟสของ กระแสที่ป้อนกินสู่แหล่งจ่าย( $\alpha$ )ที่ค่าอัตราการผลิต( $m$ ) ต่างๆ.....	77
(ก) เมื่อมุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\alpha$ ) มีค่าจาก 90 องศา ถึง 180 องศา	
(ข) เมื่อมุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\alpha$ ) มีค่าจาก 180 องศา ถึง 270 องศา	
4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด( $S_0$ )และค่าอัตราการผลิตของ กระแสที่ป้อนกินสู่แหล่งจ่าย( $m$ )ที่มุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) ต่างๆ.....	78
(ก) เมื่อมุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\alpha$ ) มีค่าจาก 90 องศา ถึง 180 องศา	
(ข) เมื่อมุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\alpha$ ) มีค่าจาก 180 องศา ถึง 270 องศา	
4.9 การหาข้อมูลพีคดับลิวิตีเอ็มช่วงข้อมูลละ 3 องศาในแต่ละค่าอัตราการผลิต กรณี $m = 0.5$ .....	79
4.10 โพล์ชาร์ตของโปรแกรมหลักในการสร้างสัญญาณพีคดับลิวิตีเอ็ม.....	81
4.11 โพล์ชาร์ตของโปรแกรมย่อยในการสร้างสัญญาณพีคดับลิวิตีเอ็ม.....	83
(ก) โปรแกรมหน่วยเวลา 1/6 มิลลิวินาที	
(ข) โปรแกรมบริการการอินเตอร์รัพท์	
4.12 การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรขับเคลื่อน.....	85
4.13 การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรสร้างสัญญาณอินเตอร์รัพท์ และวงจรเลือกค่าอัตราการผลิต.....	86
4.14 สัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรเลื่อนเฟสและสร้างสัญญาณอินเตอร์รัพท์.....	87
4.15 วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ.....	88
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรา การผลิต( $m$ ) ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ $\alpha=120$ องศา และ $a_2 = 2$ .....	90
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรา การผลิต( $m$ ) ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ $\alpha=180$ องศา และ $a_2 = 2$ .....	90

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรา การมีอด(m) ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ $\alpha=240$ องศา และ $a_2 = 2$ .....	91
4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลง ค่า $\alpha$ ในช่วง 90 ถึง 180 องศาโดยที่ $m = 0.8$ และ $a_2 = 2$ .....	91
4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลง ค่า $\alpha$ ในช่วง 180 ถึง 270 องศาโดยที่ $m = 0.8$ และ $a_2 = 2$ .....	92
4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์กของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha=120$ องศา และ $a_2 = 2$ .....	94
4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์กของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha=180$ องศา และ $a_2 = 2$ .....	94
4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์กของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha=240$ องศา และ $a_2 = 2$ .....	95
4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์กของมอเตอร์เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่า $\alpha$ ในช่วง 90 ถึง 180 องศาโดยที่ $m = 0.8$ และ $a_2 = 2$ .....	95
4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์กของมอเตอร์เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่า $\alpha$ ในช่วง 180 ถึง 270 องศาโดยที่ $m = 0.8$ และ $a_2 = 2$ .....	96
4.26 วงจรสมมูลต่อเฟสทางด้านเอซีที่ย้ายไปรวมไว้ทางด้านสเตเตอร์ของระบบขับเคลื่อน แบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์.....	99
4.27 กระแสที่ดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ที่ใช้ในการหาส่วนประกอบ มูลฐานของกระแส.....	101
4.28 รูปคลื่นกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ กระแสอินพุทของระบบ กระแสอินพุท ของมอเตอร์และแรงดันเฟส.....	105
4.29 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในระบบขับเคลื่อน เมื่อทอร์กมีค่าคงที่.....	105
4.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด โดยที่ $\alpha = 120^\circ$ และ $a_2 = 2$ .....	110
4.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด โดยที่ $\alpha = 180^\circ$ และ $a_2 = 2$ .....	111

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุตเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด โดยที่ $\alpha = 240^\circ$ และ $a_2 = 2$ .....	111
4.33 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยน แปลงค่า $\alpha$ ในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่ค่าอัตราการมีอด(m)=0.8 และ $a_2 = 2$ .....	112
4.34 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุตเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยน แปลงค่า $\alpha$ ในช่วง 180 ถึง 270 องศา โดยที่ค่าอัตราการมีอด(m)=0.8 และ $a_2 = 2$ .....	112
4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด โดยที่ $\alpha = 120^\circ$ และ $a_2 = 2$ .....	115
4.36 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด โดยที่ $\alpha = 180^\circ$ และ $a_2 = 2$ .....	116
4.37 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด โดยที่ $\alpha = 240^\circ$ และ $a_2 = 2$ .....	116
4.38 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $\alpha$ ในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่ $m = 0.8$ และ $a_2 = 2$ .....	117
4.39 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $\alpha$ ในช่วง 180 ถึง 270 องศา โดยที่ $m = 0.8$ และ $a_2 = 2$ .....	117
5.1 วงจรที่ใช้ในการทดสอบจริงของระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบ แบบป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป .....	119
5.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบคทีวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $\alpha=120^\circ$ และ $m=0.8$ .....	120
(ก) รูปคลื่นของแรงดันเฟส( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง	
(ข) รูปคลื่นของแรงดันที่ดิสคิงค์ ( $v_{dc2}$ )	
5.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบคทีวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $\alpha=180^\circ$ และ $m=0.8$ .....	121
(ก) รูปคลื่นของแรงดันเฟส( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง	
(ข) รูปคลื่นของแรงดันที่ดิสคิงค์ ( $v_{dc2}$ )	

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $\alpha=240^\circ$ และ $m=0.8$ .....	122
(ก) รูปคลื่นของแรงดันเฟส( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง	
(ข) รูปคลื่นของแรงดันที่คิซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ )	
5.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $\alpha=120^\circ$ และ $m=1$ .....	123
(ก) รูปคลื่นของแรงดันเฟส( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง	
(ข) รูปคลื่นของแรงดันที่คิซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ )	
5.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $\alpha=180^\circ$ และ $m=1$ .....	124
(ก) รูปคลื่นของแรงดันเฟส( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง	
(ข) รูปคลื่นของแรงดันที่คิซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ )	
5.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เมื่อ $\alpha=240^\circ$ และ $m=1$ .....	125
(ก) รูปคลื่นของแรงดันเฟส( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง	
(ข) รูปคลื่นของแรงดันที่คิซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ )	
5.8 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ).....	126
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์( $i_1$ )	
(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ $\alpha = 120^\circ$ และ $m = 0.8$	
5.9 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ).....	127
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์( $i_1$ )	
(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ $\alpha = 180^\circ$ และ $m = 0.8$	
5.10 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ).....	128
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์( $i_1$ )	
(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ $\alpha = 240^\circ$ และ $m = 0.8$	
5.11 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ).....	129
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์( $i_1$ )	
(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ $\alpha = 120^\circ$ และ $m = 1$	

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอชไอไลน์ ( $i_r$ ).....	130
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์( $i_1$ )	
(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ $\alpha = 180^\circ$ และ $m = 1$	
5.13 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอชไอไลน์ ( $i_r$ ).....	131
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์( $i_1$ )	
(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ $\alpha = 240^\circ$ และ $m = 1$	
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า อัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 120^\circ$ .....	132
5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า อัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 180^\circ$ .....	133
5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า อัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 240^\circ$ .....	133
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลง ค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $90^\circ$ ถึง $180^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	134
5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลง ค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $180^\circ$ ถึง $270^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	134
5.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 120^\circ$ .....	135
5.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 180^\circ$ .....	136
5.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 240^\circ$ .....	136
5.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $90^\circ$ ถึง $180^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	137
5.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $180^\circ$ ถึง $270^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	137
5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่ $\alpha = 120^\circ$ .....	138

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha = 180^\circ$ .....	139
5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha = 240^\circ$ .....	139
5.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $90^\circ$ ถึง $180^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	140
5.28 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ เปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $180^\circ$ ถึง $270^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	140
5.29 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha = 120^\circ$ .....	141
5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha = 180^\circ$ .....	142
5.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด(m) โดยที่ $\alpha = 240^\circ$ .....	142
5.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $90^\circ$ ถึง $180^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	143
5.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ )ในช่วง $180^\circ$ ถึง $270^\circ$ โดยที่ $m = 0.8$ .....	143

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีความต้องการมากขึ้นในปัจจุบัน โดยเฉพาะระบบที่มีการปรับความเร็วรอบจากการปรับความถี่ของแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการวิจัยและพัฒนากันอย่างกว้างขวางและเป็นที่ยอมรับกันมาก แต่อย่างไรก็ตามในงานหลายอย่างที่มีการปรับความเร็วรอบในย่านแคบๆ เมื่อใช้วิธีการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการปรับความถี่ที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์แล้วจะมีราคาสูงและยุ่งยากโดยไม่จำเป็น ตัวอย่างเช่นปั๊ม พัดลม โบลเวอร์ขนาดใหญ่และระบบขับเคลื่อนที่มีคุณลักษณะเหมือนกันนี้ แต่เมื่อนำระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสลลิปริงโดยการปรับที่ค่าลึงไฟฟ้าสลลิป (slip power) มาใช้จะมีราคาถูกกว่าและง่ายกว่า[7] วิธีการควบคุมค่าลึงไฟฟ้าสลลิปที่ง่ายที่สุดทำได้โดยการปรับค่าของความต้านทานที่เพิ่มเข้าไปในวงจรโรเตอร์ แต่วิธีการดังกล่าวนี้จะเกิดค่าลึงไฟฟ้าสูญเสียขึ้นเป็นจำนวนมากในความต้านทานที่เพิ่มเข้าไปทำให้ประสิทธิภาพของระบบต่ำลง [2,3] และสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนดังกล่าวนี้ให้สูงขึ้นได้โดยการเอาค่าลึงไฟฟ้าสลลิปจากวงจรโรเตอร์ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายเอซีซึ่งทำได้โดยการใช้ทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตท (line commutated inverter) ในการป้อนกลับคืนค่าลึงไฟฟ้าสลลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ซึ่งสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยการปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ทำหน้าที่ป้อนกลับคืนค่าลึงไฟฟ้าสลลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์โดยการปรับที่มุมจุดชนวนของทรินสเตอร์ สำหรับทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบนี้จะสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสได้ในย่าน 90 องศา ถึง 180 องศา เมื่อเทียบกับแรงดันเฟสของแหล่งจ่ายเท่านั้น โดยที่ค่าลึงไฟฟ้าสลลิปของมอเตอร์จะถูกป้อนกลับคืนสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์มากขึ้นเมื่อมุมเลื่อนเฟสเพิ่มขึ้นทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลง ระบบขับเคลื่อนแบบคืนค่าลึงไฟฟ้าสลลิปของมอเตอร์ที่ใช้ทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทนี้มีข้อเสียหลักคือเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนมีค่าต่ำ โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆ เนื่องจากไม่สามารถป้อนคืนค่าลึงไฟฟ้ารีแอกทีฟ (reactive power) จากวงจรโรเตอร์สู่แหล่งจ่ายได้ [3] มีงานวิจัยที่เสนอวิธีการในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์ทางด้านอินพุทของระบบ เช่นโดยการใช้ตัวเก็บประจุเพิ่มเข้าไปในวงจรโรเตอร์ [4] โดยการใช้ทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมฟลายวีลลิ่ง (flywheeling control) [5] โดยการใช้ทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบครึ่งเดียว [6] โดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทรินสเตอร์ 8 ตัว [7] โดยการป้อนคืนค่าลึงไฟฟ้าสลลิปแบบใหม่เข้าไปยังจุดใดๆ บนขดลวดสเตเตอร์ [8] และโดยใช้ออปเปอร์ (Chopper) ในส่วนของดีซีลิงค์ [9,10]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อเสียหลักของระบบขับเคลื่อนแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปของมอเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้น จึงทำให้เกิดแนวความคิดในการที่จะปรับปรุงระบบขับเคลื่อนนี้ให้ดีขึ้น โดยในงานวิจัยนี้จะนำเอาเทคนิคพีดับบลิวเอ็ม 1 ทรিসเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบออโตซีคววน (auto-sequential-commutated inverter : ASCI) มาประยุกต์ใช้แทน 1 ทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทเดิมซึ่งสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสได้ในย่าน 90 องศา ถึง 270 องศา โดยที่สามารถป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟสู่แหล่งจ่ายได้ด้วยเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสในย่าน 180 องศา ถึง 270 องศา ทำให้ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบสูงขึ้นได้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์ที่การปรับปรุงระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปแบบเดิมซึ่งมีข้อเสียให้ดีขึ้น โดยการประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็ม 1 ทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบออโตซีคววนมาทำหน้าที่ในการคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปแทนอินเวอร์เตอร์แบบเดิมที่มีการคอมมิวเตทจากแรงดันเอซีไลน์ เพื่อพิสูจน์ว่าเมื่อใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แล้วจะสามารถปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนให้สูงขึ้นได้เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสพีดับบลิวเอ็มที่ป้อนกับไปยังเอซีไลน์ในย่าน 180 องศา ถึง 270 องศา โดยที่ความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถปรับได้โดยการปรับที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์และแต่ละค่าของมุมเลื่อนเฟสนี้ยังสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยการปรับที่อัตราการมอด (modulation depths) ของกระแสพีดับบลิวเอ็มนี้

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลิปริงโดยใช้หลักการป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปแบบเดิมที่ใช้ 1 ทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทสามารถปรับความเร็วรอบโดยการปรับที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ทำหน้าที่ป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ และเนื่องจากใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทจากแรงดันไลน์ในส่วนของ การป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์จึงทำให้สามารถปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนกลับนี้ได้จาก 90 องศา ถึง 180 องศาเมื่อเทียบกับแรงดันเฟสของแหล่งจ่ายเอซีไลน์เท่านั้น ดังนั้นจึงไม่สามารถป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ได้ ทำให้ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบขับเคลื่อนมีค่าต่ำ ส่วนระบบขับเคลื่อนที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ได้ประยุกต์ใช้พีดับบลิวเอ็ม 1 ทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับในส่วนของการป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปแทนซึ่งสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้สองวิธีคือ โดยการปรับที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนกลับคืนสู่แหล่งจ่ายหรือโดยการปรับอัตราการมอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของกระแสฟีดแบ็กลิวเอ็่มที่ป้อนกลับคืนสู่แหล่งจ่ายนี้ และเนื่องจากใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับในส่วนของการป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลับ จึงทำให้สามารถปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสนี้ได้จาก 90 องศา ถึง 270 องศาเมื่อเทียบกับแรงดันเฟสของแหล่งจ่าย และเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสนี้ให้มากกว่า 180 องศา แล้วจะสามารถป้อนคืนกำลังไฟฟ้ารีแอ็กทีฟสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ได้ด้วย ดังนั้นจึงคาดว่าจะทำให้ค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนมีค่าสูงขึ้นได้เมื่อเปรียบเทียบกับแบบเดิม

#### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย

ระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลับที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นนี้เป็นการประยุกต์ใช้เทคนิคฟีดแบ็กลิวเอ็่มแทนอินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนแบบเดิมในส่วนที่ทำหน้าที่ป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ ซึ่งได้แนวความคิดจากการทำงานของไตรสเตอร์อินเวอร์สามเฟสที่สามารถแบ่งเป็น 4 โหมด [15] กล่าวคือในโหมดที่ 1 ทำงานเป็นเรกติฟายเออร์แบบไลน์คอมมิวเตท (line commutated rectifier) เมื่อมุมจุดชนวนของไตรสเตอร์อยู่ในช่วง 0 องศา ถึง 90 องศา โหมดที่ 2 ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตท (line commutated inverter) เมื่อมุมจุดชนวนของไตรสเตอร์อยู่ในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา โหมดที่ 3 ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับ (force commutated inverter) เมื่อมุมจุดชนวนของไตรสเตอร์อยู่ในช่วง 180 องศา ถึง 270 องศา และโหมดที่ 4 ทำงานเป็นเรกติฟายเออร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับ (force commutated rectifier) เมื่อมุมจุดชนวนของไตรสเตอร์อยู่ในช่วง 270 องศา ถึง 360 องศา เนื่องจากการป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลับในระบบขับเคลื่อนแบบเดิมนั้นใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานในโหมดที่ 2 จึงไม่สามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้ารีแอ็กทีฟให้กับแหล่งจ่ายได้ ส่งผลทำให้เพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบมีค่าต่ำ แต่ถ้าเราสามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดที่ 3 ได้จะสามารถป้อนกลับคืนได้ทั้งกำลังไฟฟ้าสลับและกำลังไฟฟ้ารีแอ็กทีฟสู่แหล่งจ่าย ซึ่งเป็นเหตุผลหลักที่เลือกใช้ฟีดแบ็กลิวเอ็่มอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับชนิดหนึ่งและมีการเพิ่มวงจรเพื่อรีเซตวงจรคอมมิวเตทเพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถใช้กับเทคนิคฟีดแบ็กลิวเอ็่มได้

#### 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ทำการศึกษาคุณลักษณะของระบบขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลับปรังแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลับโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีข้อดีคือง่ายไม่ซับซ้อนแต่มีข้อเสียคือเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบมีค่าต่ำ ทำการศึกษาการทำงานของไตรสเตอร์อินเวอร์ทั้งแบบที่มีการคอมมิวเตทจากแรงดันเอซีไลน์และแบบที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับรวมทั้ง

ขบวนการในการคอมมิวเตทแบบบังคับชนิดอโตซีแควนและวิธีการในการลดระยะเวลาในการ  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอมมิวเตทลงเพื่อให้สามารถใช้กับเทคนิคพีดับบลิวเอ็มได้ เมื่อศึกษาเปรียบเทียบแล้วเห็นว่าการทำงานของไทรสเตอร์อินเวอร์ต์ที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควนมีคุณลักษณะที่ดีกล่าวคือสามารถใช้กับเทคนิคพีดับบลิวเอ็มได้และกำลังไฟฟ้ายิ่งที่ไฟรีแอ็คทีฟสามารถไหลจากด้านดีซีไปยังด้านเอซีได้เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายให้มากกว่า 180 องศาเทียบกับแรงดันเฟสทางด้านเอซีไลน์ ดังนั้นจึงเลือกที่จะใช้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ทำหน้าที่ป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์แทนอินเวอร์เตอร์แบบเดิม หลังจากนั้นได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรกำลังและวงจรคอมมิวเตทพร้อมทั้งสัญญาณพีดับบลิวเอ็มโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ และสุดท้ายได้ทำการทดสอบเครื่องต้นแบบที่ออกแบบและสร้างขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสลีปรिंगเพื่อเปรียบเทียบกับทางทฤษฎีและยืนยันสมมติฐานที่ตั้งไว้

## 1.6 ขอบเขตของการวิจัย

งานวิจัยนี้เป็นการประยุกต์ใช้พีดับบลิวเอ็มไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์ในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปซึ่งสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส(subsynchronous speed) โดยการปรับมุมเลื่อนเฟสในย่านจาก 90 องศาถึง 270 องศาหรือปรับที่อัตราการใช้คานาในย่านจาก 0 ถึง 1 ของกระแสในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็ม และใช้ไมโครโปรเซสเซอร์สร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่มีรูปแบบของสัญญาณสอดคล้องกับการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควน โดยได้ออกแบบและสร้างระบบขับเคลื่อนต้นแบบที่มีคุณสมบัติดังกล่าวขึ้นมาแล้วทำการทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปรिंगขนาด 1.1 kW, 220 V, 2 ขั้วแม่เหล็ก เพื่อหาคุณลักษณะในการทำงานที่สภาวะการทำงานต่างๆ ของระบบขับเคลื่อนนี้ได้แก่ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบ ค่ากำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์ค เพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบและความเร็วรอบ ประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยในบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย ขั้นตอนของการศึกษาและขอบเขตของการทำวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ บทที่ 2 กล่าวถึงวงจรและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยจะอธิบายถึงการทำงานในโหมดต่างๆ ทั้งที่ทำงานเป็นเรกติฟายเออร์และทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ และได้อธิบายถึงการทำงานอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควน(ASCI)พร้อมทั้งขบวนการในการคอมมิวเตทด้วย บทที่ 3 กล่าวถึงการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวิเคราะห์และประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปซึ่งเป็น

เทคนิคที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ อันประกอบด้วยโครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการป้อนกลับคิ่งกำลังไฟฟ้าสลับ รูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้และวิธีการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ที่สามารถปรับได้ทั้งมุมเลื่อนเฟสและอัตราการมอด การวิเคราะห์หาคูณลักษณะของระบบขับเคลื่อนนี้โดยใช้วงจรสมมูลทางด้านคิซีและทางด้านเอซีที่สภาวะการทำงานต่างๆ ของระบบในทางทฤษฎี บทที่ 5 เป็นผลการทดสอบเครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ และบทที่ 6 จะเป็นการสรุปผลการวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด สำหรับในส่วนของภาคผนวกนั้นจะเป็นภาพถ่ายและข้อมูลของอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ที่ได้รับการตีพิมพ์เพื่อเผยแพร่ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ท้ายสุดของวิทยานิพนธ์นี้เป็นประวัติของผู้เขียน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

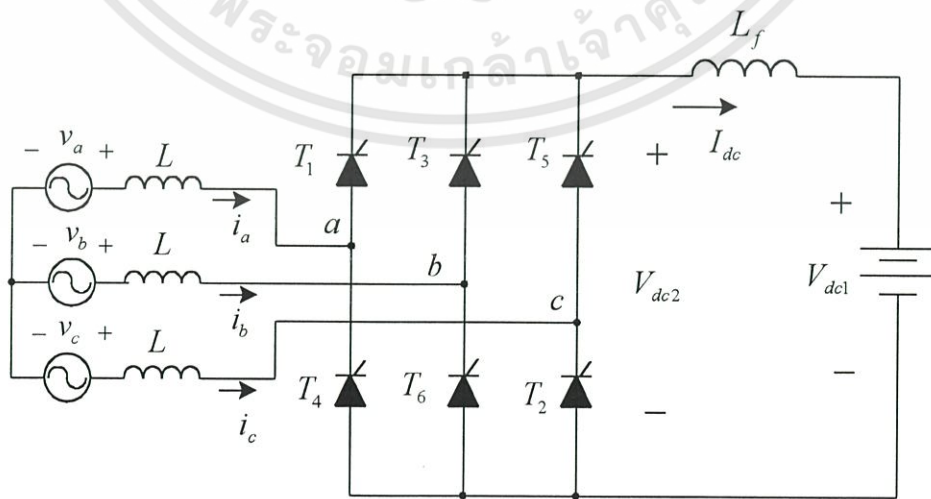
# วงจรและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟส

### 2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสในโหมดต่างๆ ทั้งที่ทำงานเป็นเรกติไฟเออร์และทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ว่ามีหลักการไหลของกำลังไฟฟ้าแฉีกที่ฟและกำลังไฟฟารีแฉีกที่ฟในทิศทางอย่างไร ทิศทางของกระแสและขั้วของแรงดันเป็นอย่างไร และได้อธิบายถึงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสในลักษณะของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบบอโตชีเควน(ASCI)พร้อมทั้งขบวนการในการคอมมิวเตทด้วย ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในส่วนของการป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลับจากวงจรโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสลีปริงในงานวิจัยนี้

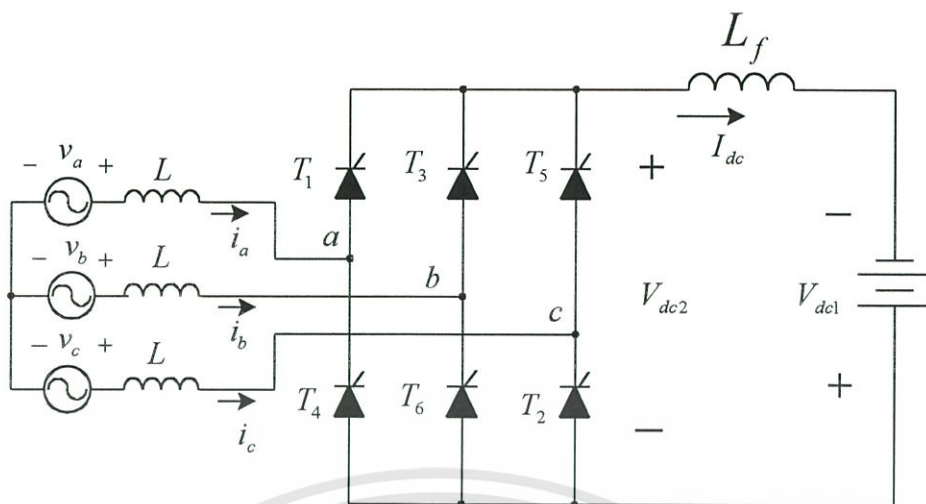
### 2.2 โหมดการทำงานต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสสามารถเป็นได้ทั้งเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับมุมชุกชนวนของคอนเวอร์เตอร์( $\alpha$ ) วงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสที่ไม่รวมวงจรคอมมิวเตท เมื่อทำงานเป็นเรกติไฟเออร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 และเมื่อทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 ประกอบด้วยทรินสเตอร์ 6 ตัว  $T_1$  ถึง  $T_6$  ซึ่งแต่ละตัวจะนำกระแสครั้งละ 120 องศา วงจรทางด้านดีซีใช้ตัวเหนี่ยวนำ  $L_f$  ที่มีขนาดใหญ่กรองกระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) และกำหนดให้ทางด้านเอซีของคอนเวอร์เตอร์ต่ออยู่กับหม้อแปลงสามเฟสที่ต่อแบบสตาร์ซึ่งแต่ละเฟสสามารถแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.1 คอนเวอร์เตอร์สามเฟสไม่รวมวงจรคอมมิวเตท เมื่อทำงานเป็นเรกติไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



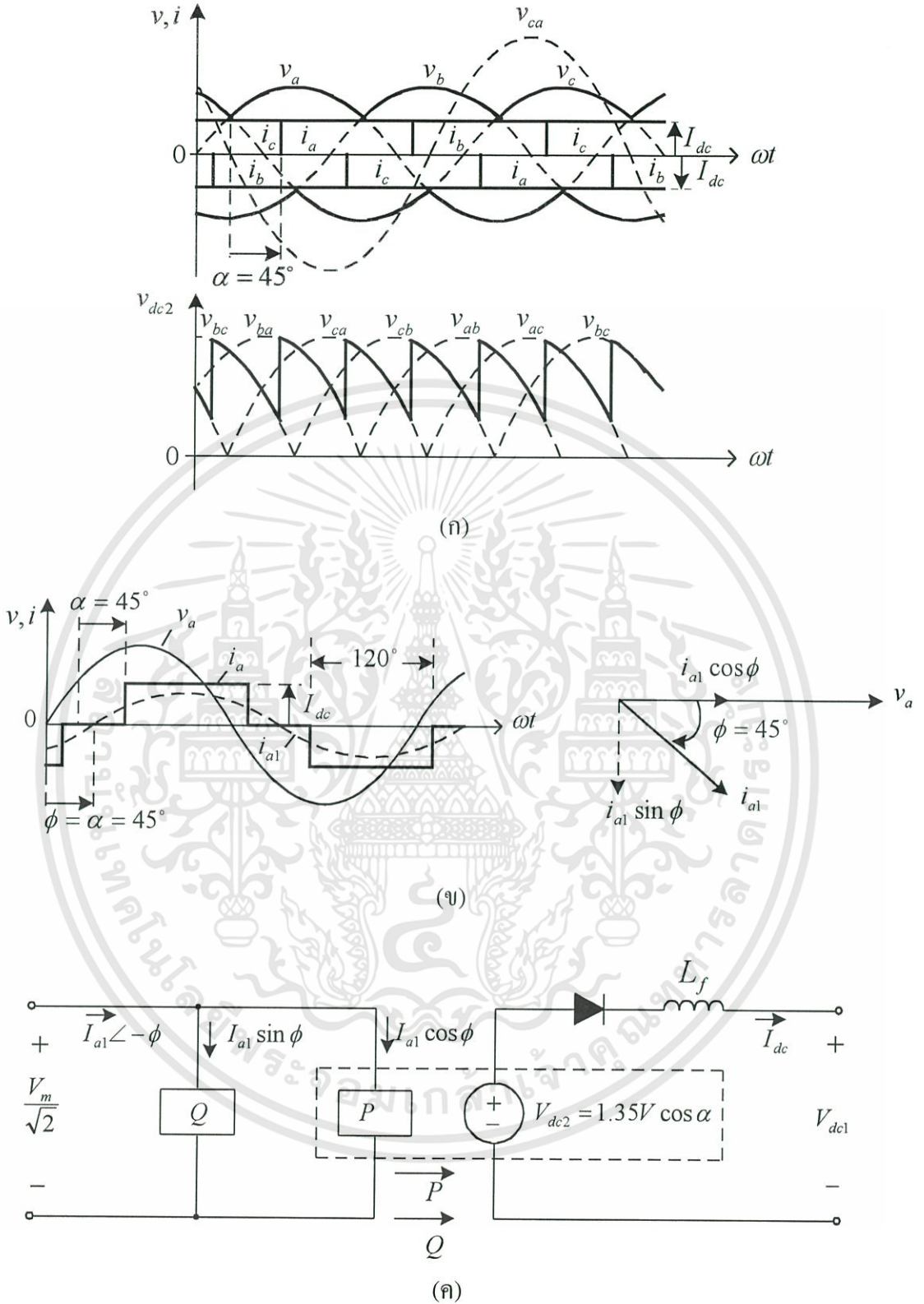
รูปที่ 2.2 คอนเวอร์เตอร์สามเฟสไม่รวมวงจรคอมมิวเตท เมื่อทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์

มุมจุดชนวนของคอนเวอร์เตอร์ ( $\alpha$ ) สามารถปรับได้ในย่าน 0 ถึง 360 องศาซึ่งจะทำให้มุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\phi$ ) มีค่าอยู่ในย่าน 0 ถึง 360 องศาเมื่อเทียบกับรูปคลื่นของแรงดันและสามารถแบ่งโหมดการทำงานของคอนเวอร์เตอร์นี้ได้เป็น 4 โหมดดังนี้

โหมด 1 : ทำงานเป็นเรกติฟายเออร์แบบไลน์คอมมิวเตทซึ่งสามารถแสดงวงจรกำลังได้ดังรูปที่ 2.1 โดยที่มุมจุดชนวนของคอนเวอร์เตอร์( $\alpha$ )และมุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\phi$ )อยู่ในย่าน 0 ถึง 90 องศา ( $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ ) ตัวอย่างเช่นที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสเท่ากับ 45 องศา สามารถแสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.3(ก) จะเห็นว่าเมื่อไทรสเตอร์  $T_4$  ได้รับสัญญาณเกตและเริ่มนำกระแสทำให้ไทรสเตอร์  $T_2$  ได้รับไปอัสกดับเท่ากับ  $v_{ca}$  นั่นคือไทรสเตอร์  $T_2$  คอมมิวเตทจากแรงดันไลน์  $v_{ca}$  ทำให้ส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสลำที่รูปคลื่นแรงดันเฟสเป็นมุม 45 องศา สำหรับเฟส a สามารถแสดงรูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.3(ข) โดยที่แรงดันทางด้านดีซี( $V_{dc2}$ )ที่แสดงในรูปที่ 2.1 เป็นบวกและมีค่าเฉลี่ยดังสมการ

$$\begin{aligned} V_{dc2} &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha \\ &= \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \left( \frac{\sqrt{3}V_m}{\sqrt{2}} \right) \cos \alpha \\ &= 1.35V \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $V_m$  คือค่าพีคของแรงดันเฟสและ  $V$  คือค่า rms ของแรงดันไลน์



รูปที่ 2.3 รีคตีฟายเออร์แบบไดรฟ์คอมมิวเตทที่  $\alpha = 45$  องศา (โหมด 1)

- (ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ
- (ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a
- (ค) วงจรสมมูลต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เป็นเร็กติไฟเออร์แบบไลน์คอมมิวเตทจะมีกระแสทางด้านดีซี ( $I_{dc}$ ) ที่แสดงไว้ในวงจรรูปที่ 2.1 เป็นบวกมีค่าเฉลี่ยดังสมการ

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{V_{dc2} - V_{dc1}}{R_f} \\ &= \frac{1}{R_f} (1.35V \cos \alpha - V_{dc1}) \\ &= \frac{1}{R_f} (2.34V_1 \cos \alpha - V_{dc1}) \end{aligned} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $V_1$  คือค่า rms ของแรงดันเฟส กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟไหลจากด้านเอซีไปยังด้านดีซีซึ่งสามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.3(ค) และมีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} P &= 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_{a1} \cos \phi \quad (\text{ทางด้านเอซี}) \\ &= V_{dc2} I_{dc} \quad (\text{ด้านดีซี}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

และกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟไหลจากด้านเอซีไปยังด้านดีซีดังรูปที่ 2.3(ค) และมีค่าดังสมการ

$$Q = 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_{a1} \sin \phi \quad (2.4)$$

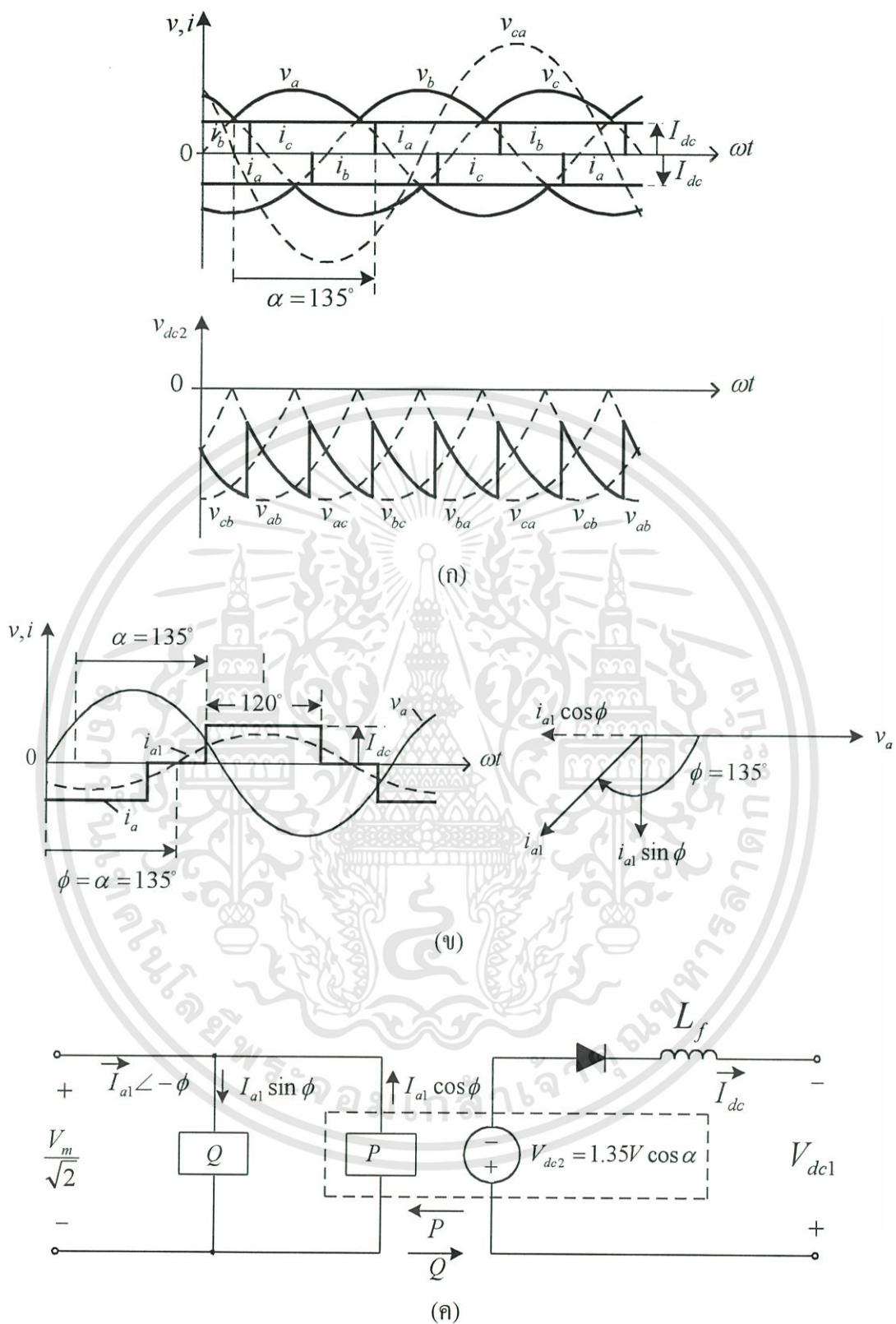
โหมด 2 : ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทซึ่งสามารถแสดงวงจรกำลังได้ดังรูปที่ 2.2 โดยที่มุมจุดชนวนของคอนเวอร์เตอร์ ( $\alpha$ ) และมุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\phi$ ) อยู่ในย่าน 90 ถึง 180 องศา ( $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ) ตัวอย่างเช่นที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสเท่ากับ 135 องศา สามารถแสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.4(ก) จะเห็นว่าเมื่อไทรสเตอร์  $T_4$  ได้รับสัญญาณเกตและเริ่มนำกระแสทำให้ไทรสเตอร์  $T_2$  ได้รับไบอัสกลับเท่ากับ  $v_{ca}$  นั่นคือไทรสเตอร์  $T_2$  คอมมิวเตทจากแรงดันไลน์  $v_{ca}$  ทำให้ส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสด้านหลังแรงดันเฟสเป็นมุม 135 องศา สำหรับเฟส a สามารถแสดงรูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.4(ข) โดยที่แรงดันทางด้านดีซี ( $V_{dc2}$ ) ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 มีค่าเป็นลบและมีค่าเฉลี่ยดังสมการ (2.1) และกระแสทางด้านดีซี ( $I_{dc}$ ) เป็นบวกมีค่าเฉลี่ยดังสมการ

$$\begin{aligned}
 I_{dc} &= \frac{V_{dc2} - (-V_{dc1})}{R_f} \\
 &= \frac{1}{R_f} (-1.35V \cos \alpha + V_{dc1}) \\
 &= \frac{1}{R_f} (-2.34V_1 \cos \alpha + V_{dc1}) \quad (2.5)
 \end{aligned}$$

กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟมีค่าดังสมการ (2.3) จะไหลจากด้านดีซีไปยังด้านเอซีและกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟมีค่าดังสมการ (2.4) จะไหลจากด้านเอซีไปยังด้านดีซีซึ่งสามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.4(ค)

โหมด 3 : ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับซึ่งสามารถแสดงวงจรกำลังได้ดังรูปที่ 2.2 โดยที่มุมจุดชนวนของคอนเวอร์เตอร์( $\alpha$ )และมุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\phi$ )อยู่ในย่าน  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  องศา ( $180^\circ \leq \alpha \leq 270^\circ$ ) ตัวอย่างเช่นที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสเท่ากับ  $225^\circ$  องศา การทำงานในโหมดนี้ไม่สามารถใช้แรงดันโวลต์ในการคอมมิวเตทได้ เนื่องจากเมื่อไทรสเตอร์  $T_4$  นำกระแสจะทำให้ไทรสเตอร์  $T_2$  ได้รับการไบอัสตรงจาก  $v_{ca}$  ดังนั้นการทำงานในโหมดนี้จึงต้องใช้วิธีการคอมมิวเตทแบบบังคับ สามารถแสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.5(ก) ส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสลาหลังแรงดันเฟสเป็นมุม  $225^\circ$  องศา สำหรับเฟส a สามารถแสดงรูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.5(ข) โดยที่แรงดันทางด้านดีซี( $V_{dc2}$ ) ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 มีค่าเป็นลบซึ่งมีค่าเฉลี่ยดังสมการ (2.1) และกระแสทางด้านดีซี( $I_{dc}$ ) เป็นบวกมีค่าเฉลี่ยดังสมการ (2.5) กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟและรีแอ็คทีฟมีค่าดังสมการ(2.3) และ(2.4) ตามลำดับจะไหลจากด้านดีซีไปยังด้านเอซีซึ่งสามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.5(ค)

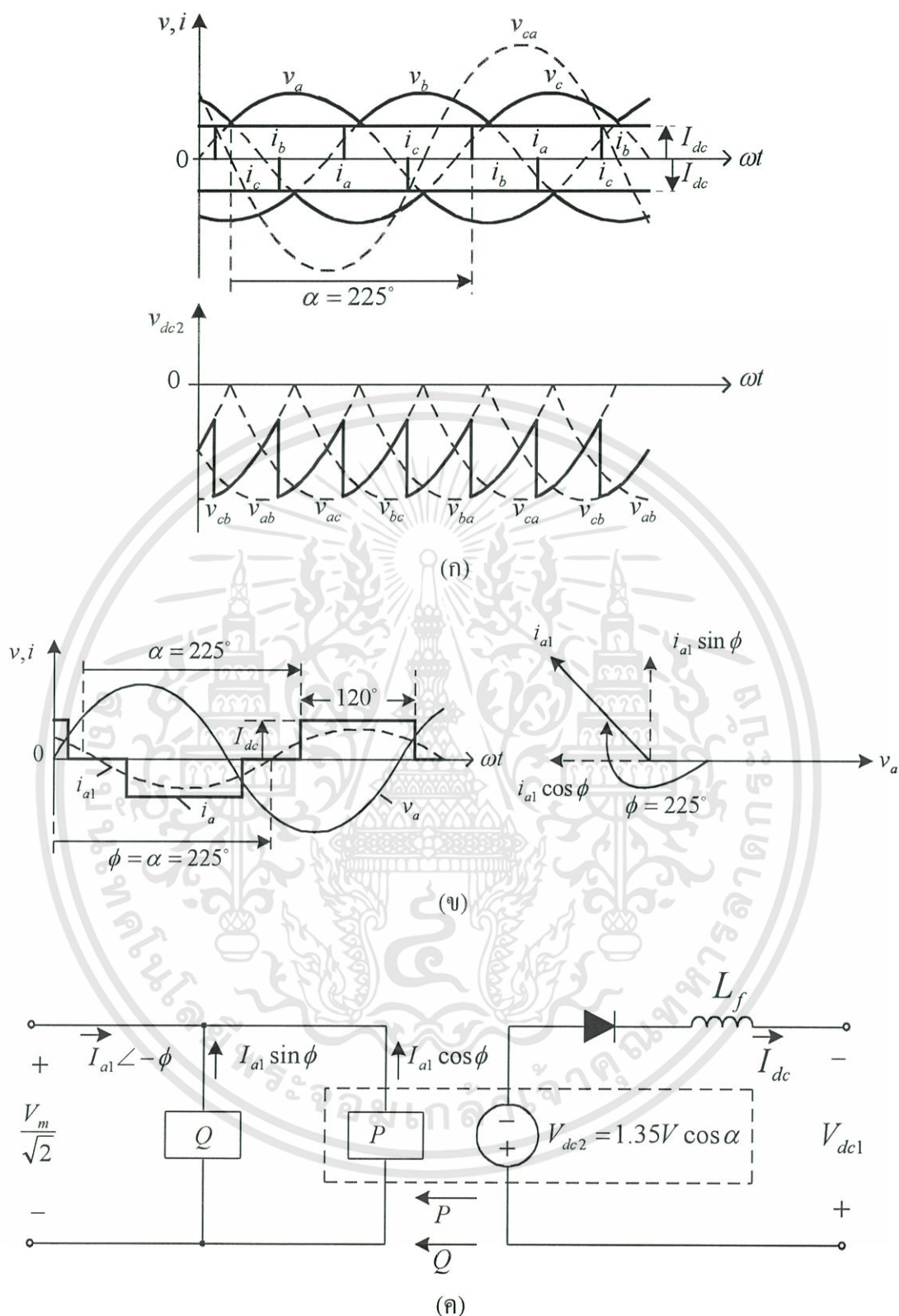
โหมด 4 : ทำงานเป็นเรกติไฟเออร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับซึ่งสามารถแสดงวงจรกำลังได้ดังรูปที่ 2.1 โดยที่มุมจุดชนวนของคอนเวอร์เตอร์( $\alpha$ )และมุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\phi$ )อยู่ในย่าน  $270^\circ$  องศา ถึง  $360^\circ$  องศา ( $270^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$ ) ในโหมดนี้ใช้การคอมมิวเตทแบบบังคับเหมือนกับโหมด 3 ที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสเท่ากับ  $315^\circ$  องศา สามารถแสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติได้ดังรูปที่ 2.6(ก) ส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสลาหลังแรงดันเฟสเป็นมุม  $315^\circ$  องศา สำหรับเฟส a สามารถแสดงรูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.6(ข) โดยที่แรงดันทางด้านดีซี( $V_{dc2}$ ) เป็นบวกมีค่าเฉลี่ยดังสมการ (2.1) และกระแสทางด้านดีซี( $I_{dc}$ ) เป็นบวกมีค่าเฉลี่ยดังสมการ (2.2) กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟมีค่าดังสมการ(2.3)จะไหลจากด้านเอซีไปยังด้านดีซีและกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟมีค่าดังสมการ(2.4)จะไหลจากด้านดีซีไปยังด้านเอซีซึ่งสามารถแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.6(ค)



รูปที่ 2.4 อินเวอร์เตอร์แบบไลต์คอมมิวเตทที่  $\alpha = 135$  องศา (โหมด 2)

- (ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ
- (ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a
- (ค) วงจรสมมูลต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



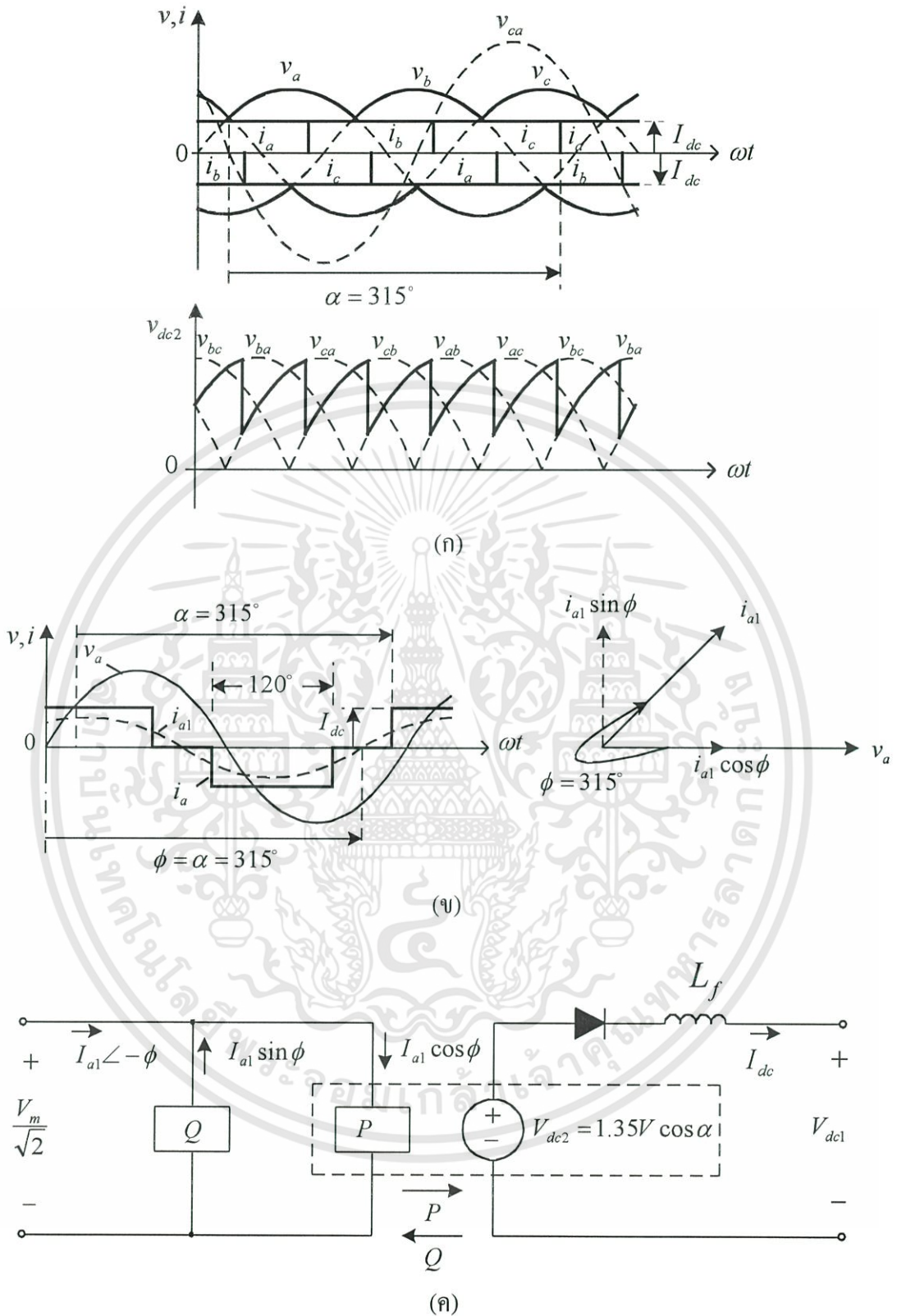
รูปที่ 2.5 อินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคัมที่  $\alpha = 225$  องศา (โหมด 3)

(ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ

(ข) รูปคลื่นและเฟสเซอร์โวลเตจแอมพลิจูดของเฟส a

(ค) วงจรสมมูลต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 เร็คติไฟเออร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับที่  $\alpha = 315$  องศา (โหมด 4)

(ก) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในทางอุดมคติ

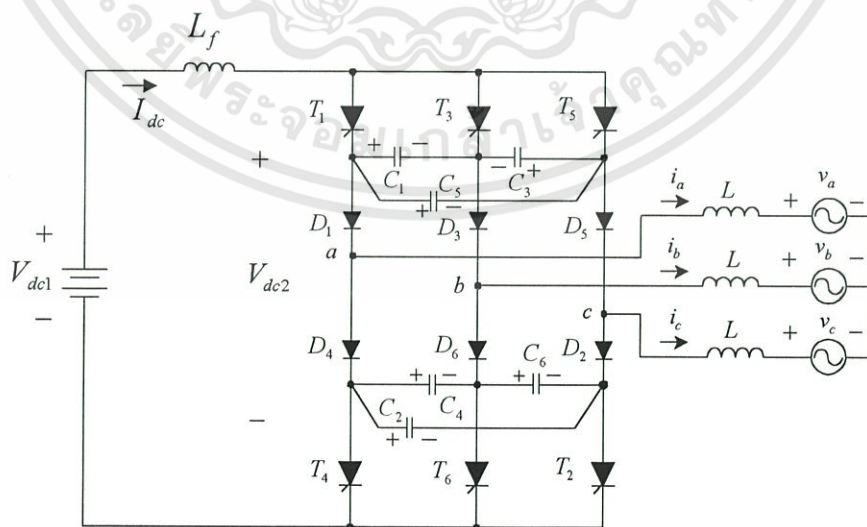
(จ) รูปคลื่นและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเฟส a

(ค) วงจรสมมูลต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

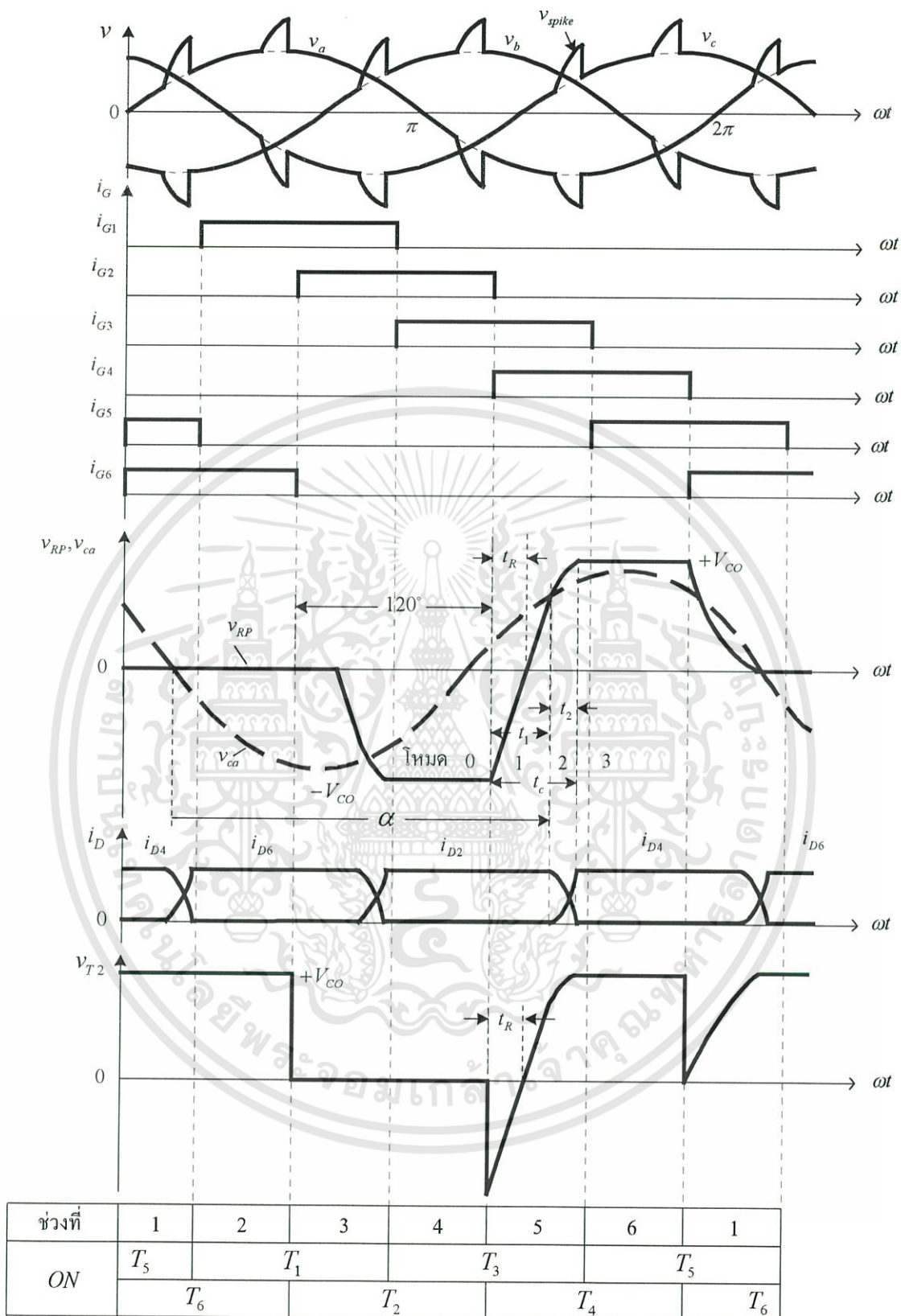
## 2.3 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโต้ซีแควน (ASCI)

วงจรกำลังพร้อมวงจรคอมมิวเตทของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโต้ซีแควนแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 โดยกำหนดให้ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ต่ออยู่กับหม้อแปลงสามเฟสสมดุลย์ซึ่งแต่ละเฟสประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดันโดยไม่คิดความต้านทานเพื่อให้่ายในการวิเคราะห์การทำงานและออกแบบส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรคอมมิวเตท [15] ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยไทรสเตอร์  $T_1$  ถึง  $T_6$  เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งหลักซึ่งจะนำกระแสเรียงลำดับจาก  $T_1$  ถึง  $T_6$  จากการควบคุมด้วยกระแสเกต  $i_{G1}$  ถึง  $i_{G6}$  โดยที่ไทรสเตอร์แต่ละตัวจะถูกควบคุมให้นำกระแสครั้งละ 120 องศา ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 และวงจรคอมมิวเตทที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ  $C_1$  ถึง  $C_6$  มีค่าเท่ากันทุกตัวซึ่งจะทำหน้าที่ในการสะสมประจุเพื่อการคอมมิวเตทไทรสเตอร์และมีไดโอด  $D_1$  ถึง  $D_6$  ต่ออนุกรมกับไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัวทำหน้าที่แยกตัวเก็บประจุคอมมิวเตทออกจากโหลด โดยปกติแล้วการทำงานใน 1 ไซเคิลของแรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะสามารถแบ่งช่วงของการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งได้เป็น 6 ช่วงๆ ละ 60 องศา ซึ่งในแต่ละช่วงเวลาก็จะมีไทรสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน 2 ตัว โดยไทรสเตอร์ในกลุ่มด้านบน ( $T_1, T_3$  และ  $T_5$ ) นำกระแสหนึ่งตัวและไทรสเตอร์ในกลุ่มด้านล่าง ( $T_2, T_4$  และ  $T_6$ ) นำกระแสอีกหนึ่งตัว และมีการคอมมิวเตทเกิดขึ้น 6 ครั้งต่อไซเคิล โดยจะมีการคอมมิวเตทสลับกันระหว่างไทรสเตอร์ในกลุ่มด้านบนและกลุ่มด้านล่าง ในแต่ละช่วงเวลาของการทำงานสามารถแบ่งได้เป็น 4 โหมดโดยในแต่ละโหมดจะมีไดโอดนำกระแส 2 ตัวหรือ 3 ตัว ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ตัวอย่างของการทำงานในช่วงที่ 4 ซึ่งในช่วงเวลานี้เป็นการคอมมิวเตทจากไทรสเตอร์  $T_2$  ไปยัง  $T_4$  โดยการคอมมิวเตทเริ่มต้นขึ้นเมื่อไทรสเตอร์  $T_4$  ถูกควบคุมให้นำกระแสด้วยสัญญาณเกต  $i_{G4}$  แล้วสามารถวิเคราะห์การทำงานทั้ง 4 โหมดได้ดังนี้



รูปที่ 2.7 วงจรกำลังพร้อมวงจรคอมมิวเตทของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโต้ซีแควน

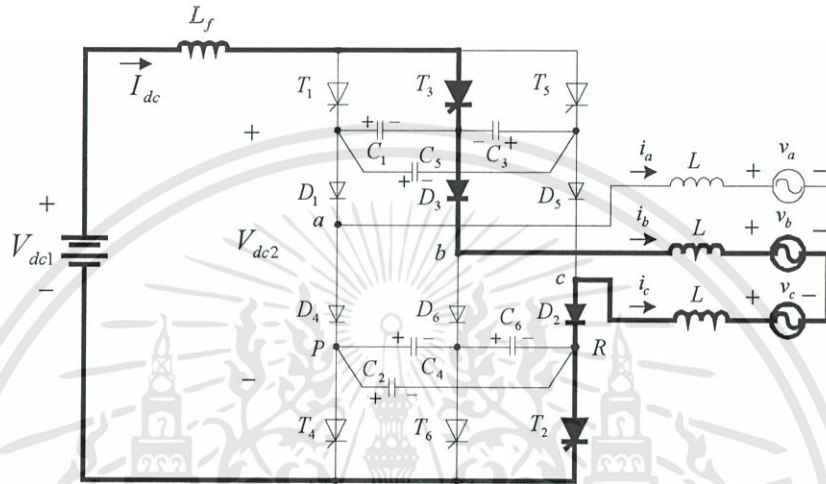
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของ ASCI อินเวอร์เตอร์ระหว่างการคอมมิวเตทไทรสเตอร์  $T_2$  ไปยัง  $T_4$

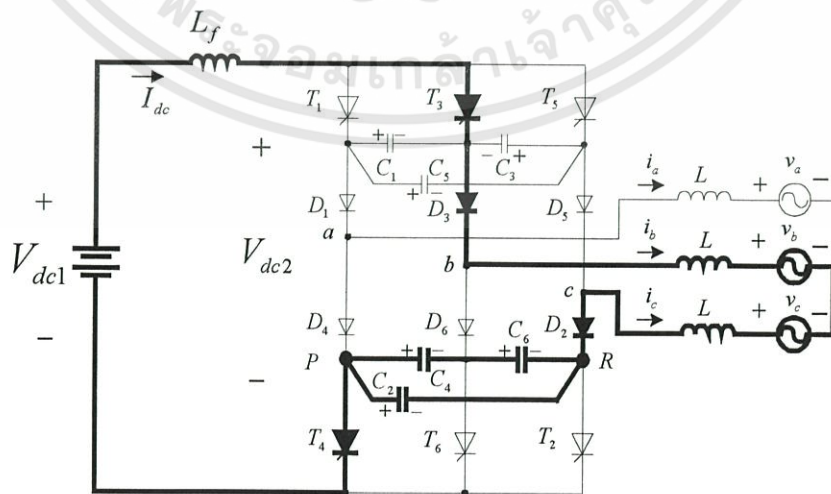
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 0 : เป็นช่วงเวลาก่อนการคอมมิวเตทไทรสเตอร์  $T_2$  ซึ่งกระแส  $I_{dc}$  ยังคงไหลผ่านไทรสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  หม้อแปลงเฟส b และ c ไดโอด  $D_2$  และไทรสเตอร์  $T_2$  กลับไปยังขั้วลบของแหล่งจ่ายดีซี ในขณะที่จะมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุสมมูล ( $C'$ ) ซึ่งประกอบด้วย  $C_4$  และ  $C_6$  อนุกรมกันแล้วขนานกับ  $C_2$  มีค่าเท่ากับ  $-V_{C0}$  สามารถแสดงการนำกระแสในช่วงเวลาเริ่มต้นก่อนการคอมมิวเตทไทรสเตอร์  $T_2$  นี้ได้ดังรูปที่ 2.9 โดยลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.9 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 0

โหมดที่ 1 : (ช่วงเวลา  $t_1$ ) ทันทีที่ไทรสเตอร์  $T_4$  ถูกควบคุมให้เริ่มนำกระแสจะทำให้ไทรสเตอร์  $T_2$  คอมมิวเตทโดยได้รับแรงดันไบอัสกลับเท่ากับแรงดันคร่อม  $C_2$  ( $-V_{C0}$ ) แล้วกระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) จะไหลผ่านไทรสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  เฟส b และ c ของหม้อแปลง ไดโอด  $D_2$  ตัวเก็บประจุสมมูล ( $C'$ ) ซึ่งประกอบด้วย  $C_4$  และ  $C_6$  อนุกรมกันแล้วขนานกับ  $C_2$  และไทรสเตอร์  $T_4$  กลับไปยังขั้วลบของ  $V_{dc2}$  แสดงการนำกระแสในโหมดนี้ได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 1

ลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ตัวเก็บประจุสมมูลจะถูกชาร์จในลักษณะเชิงเส้นจากกระแส  $I_{dc}$  โดยแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุนี้ ( $v_{c'}$ ) มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} v_{RP} &= v_{C'} \\ &= -V_{CO} + \frac{1}{C'} \int_0^t I_{dc} dt \\ &= -V_{CO} + \frac{I_{dc}t}{C'} \end{aligned} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $C' = [C_4 C_6 / (C_4 + C_6)] + C_2 = 1.5C$  คือค่าความจุสมมูลของตัวเก็บประจุคอมมิวเตท และ  $C$  คือค่าความจุแต่ละตัวของตัวเก็บประจุคอมมิวเตท  $C_1$  ถึง  $C_6$  ซึ่งมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกระแสที่ไหลในตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะแบ่งเป็น

$$i_{C2} = 0.67I_{dc} \quad (2.7)$$

$$i_{C4} = i_{C6} = 0.33I_{dc} \quad (2.8)$$

ในระหว่างการดีสชาร์จและชาร์จตัวเก็บประจุด้วยกระแสที่  $I_{dc}$  นี้จะยังคงทำให้ไดโอด  $D_4$  ได้รับแรงดันไบอัสกลับมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} v_{D4} &= v_{RP} + v_a - v_c \\ &= v_{RP} - v_{ca} \\ &= -V_{CO} + \frac{I_{dc}}{C'} t - v_{ca} \end{aligned} \quad (2.9)$$

การชาร์จตัวเก็บประจุในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นนี้จะสิ้นสุดลงที่เวลา  $t = t_1$  เมื่อแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุสมมูลมีค่าเท่ากับแรงดันไลน์ ( $v_{ca}$ ) นั่นคือ  $v_{D4} = 0$  ซึ่งไดโอด  $D_4$  จะเริ่มนำกระแสและทำให้การชาร์จตัวเก็บประจุเริ่มช้าลง เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_2$  เริ่มมีค่าลดลง เมื่อพิจารณาที่เวลา  $t_1$  แรงดัน  $v_{D4} = 0$  และจากสมการ (2.9) จะได้สมการ

$$-V_{CO} + \frac{I_{dc}}{C'} t_1 - v_{ca} = 0$$

หรือ

$$-V_{CO} + \frac{I_{dc}}{C'} t_1 + \sqrt{3} V_m \sin \alpha = 0 \quad (2.10)$$

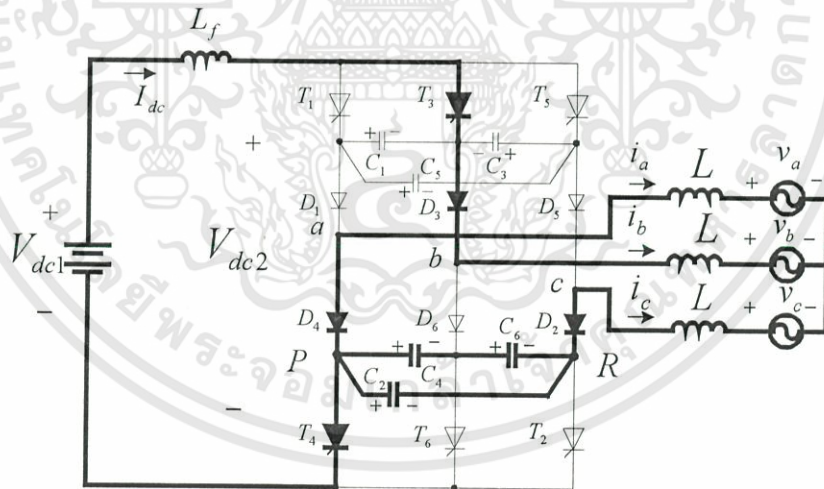
เมื่อ  $v_{ca} = -\sqrt{3} V_m \sin \alpha$  โดยที่  $\alpha = \omega t_1$  ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.8  
ดังนั้นจะได้ช่วงเวลา  $t_1$  มีค่าเท่ากับ

$$t_1 = \frac{C'}{I_{dc}} (V_{CO} - \sqrt{3} V_m \sin \alpha) \quad (2.11)$$

และไทรสเตอร์  $T_2$  จะถูกไบอัสกลับจนกระทั่ง  $v_{RP} = 0$  เป็นเวลาเท่ากับ  $t_R$  ดังนั้นจากสมการ (2.6) จะได้ระยะเวลาที่ไทรสเตอร์  $T_2$  ถูกไบอัสกลับมีค่าเท่ากับ

$$t_R = \frac{C' V_{CO}}{I_{dc}} \quad (2.12)$$

โหมดที่ 2 : (ช่วงเวลา  $t_2$ ) เมื่อไดโอด  $D_4$  เริ่มนำกระแสแล้วกระแสจะย้ายจากไดโอด  $D_2$  ไปไหลผ่าน  $D_4$  แทน สามารถแสดงการนำกระแสในโหมดนี้ได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 2

ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุในช่วงเวลานี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8 โดยที่กระบวนการคอมมิวเตทนี้จะสมบูรณ์เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา  $t_2$  ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_2$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ( $i_{D2} = 0$ ) จากวงจรในรูปที่ 2.11 เมื่อกระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_2$  มีค่าลดลง ขณะที่กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_4$  มีค่าเพิ่มขึ้นของการทำงานในโหมดนี้ จะได้สมการแรงดันเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 v_{PR} - L \frac{di_{D2}}{dt} + v_{ca} + L \frac{di_{D4}}{dt} &= 0 \\
 -v_{CO} - \frac{1}{C'} \int_0^t i_{D2} dt + L \frac{di_{D4}}{dt} + v_{ca} - L \frac{di_{D2}}{dt} &= 0
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

กำหนดให้ที่เวลา  $t = 0$  คือเวลาเริ่มต้นช่วงเวลาของการย้ายกระแส(โหมค 2)นี้และมีกระแสเริ่มต้นที่ไหลในไดโอดมีค่าเท่ากับ

$$i_{D4}(0) = 0$$

$$i_{D2}(0) = I_{dc}$$

และมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C'$  ที่เวลาเริ่มต้นเท่ากับ

$$v_{CO} = -\sqrt{3}V_m \sin \alpha$$

และตลอดช่วงเวลาของการทำงานในโหมคนี้จะได้

$$i_{D4} + i_{D2} = I_{dc}$$

$$i_{D4} = I_{dc} - i_{D2}$$

(2.14)

$$v_{ca} = -\sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \alpha)$$

(2.15)

แทนค่าสมการ (2.14) และ (2.15) ใน (2.13) แล้วจะได้สมการ

$$2L \frac{di_{D2}}{dt} + \frac{1}{C'} \int_0^t i_{D2} dt = v_{ca} - v_{CO}$$

$$2L \frac{di_{D2}}{dt} + \frac{1}{C'} \int_0^t i_{D2} dt = -\sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \alpha) + \sqrt{3}V_m \sin \alpha \tag{2.16}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากช่วงเวลาในการย้ายกระแสจะสั้นมาก ดังนั้นจึงสามารถกำหนดให้แรงดัน  $v_{ca}$  มีค่าคงที่ เท่ากับค่าเริ่มต้นของช่วงนี้คือ  $v_{ca} = -\sqrt{3}V_m \sin \alpha$  ดังนั้นเมื่อแทน  $v_{ca}$  นี้ในสมการ (2.16) แล้วจะได้สมการ

$$2L \frac{di_{D2}}{dt} + \frac{1}{C'} \int_0^t i_{D2} dt = 0 \quad (2.17)$$

ทำการหาอนุพันธ์ทั้งสองข้างของสมการแล้วจะได้สมการอนุพันธ์อันดับที่สองดังสมการ

$$2L \frac{d^2 i_{D2}}{dt^2} + \frac{i_{D2}}{C'} = 0$$

หรือ

$$\frac{d^2 i_{D2}}{dt^2} + \frac{i_{D2}}{2LC'} = 0 \quad (2.18)$$

สมการคุณลักษณะของสมการ (2.18) สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$s^2 + \frac{1}{2LC'} = 0 \quad (2.19)$$

คำตอบของสมการ (2.18) นี้จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{D2} = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} \quad (2.20)$$

เมื่อค่าของ  $s_1$  และ  $s_2$  คือรากของสมการ(2.19)ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{+\sqrt{-4(1/2LC')}}{2} = \sqrt{-\frac{1}{2LC'}} \\ &= j\sqrt{\frac{1}{2LC'}} = j\omega_0 \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} s_2 &= \frac{-\sqrt{-4(1/2LC')}}{2} = -\sqrt{-\frac{1}{2LC'}} \\ &= -j\sqrt{\frac{1}{2LC'}} = -j\omega_0 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2LC'}} \quad (2.21)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $s_1$  และ  $s_2$  ในสมการ (2.20) จะได้

$$i_{D2} = A_1 e^{j\omega_0 t} + A_2 e^{-j\omega_0 t} \quad (2.22)$$

จากสมการของออยเลอร์จะสามารถแสดงกระแส  $i_{D2}$  ในสมการ(2.22)ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} i_{D2} &= A_1(\cos\omega_0 t + j \sin\omega_0 t) + A_2(\cos\omega_0 t - j \sin\omega_0 t) \\ &= (A_1 + A_2)\cos\omega_0 t + j(A_1 - A_2)\sin\omega_0 t \\ &= B_1 \cos\omega_0 t + jB_2 \sin\omega_0 t \end{aligned} \quad (2.23)$$

โดยที่  $B_1 = A_1 + A_2$  และ  $B_2 = A_1 - A_2$

เนื่องจากที่เวลาเริ่มต้นของโหมค 2 นี้มีค่ากระแส  $i_{D2} = I_{dc}$  ดังนั้นจะได้กระแส  $i_{D2}$  ในสมการ (2.23) ที่เวลา  $t = 0$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{D2}(0) = B_1 = I_{dc}$$

และจากสมการ (2.17) จะได้อนุพันธ์ของกระแส  $i_{D2}$  มีค่าดังสมการ

$$\frac{di_{D2}}{dt} = \frac{1}{2LC'} \int_0^t i_{D2} dt$$

ดังนั้น

$$\frac{di_{D2}(0)}{dt} = \frac{1}{2LC'} \int_0^t i_{D2}(0) dt = 0 \quad (2.24)$$

อนุพันธ์ของกระแส  $i_{D2}$  ในสมการ (2.23) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{di_{D2}}{dt} = -\omega_0 B_1 \sin \omega_0 t + j\omega_0 B_2 \cos \omega_0 t$$

ดังนั้นจะได้

$$\frac{di_{D2}(0)}{dt} = j\omega_0 B_2 = 0$$

แล้วจะได้ค่าคงที่  $B_2$  มีค่าเท่ากับ

$$B_2 = 0$$

เมื่อแทนค่าคงที่  $B_1$  และ  $B_2$  ลงในสมการ (2.23) จะได้กระแส  $i_{D2}$  ซึ่งมีค่าลดลงดังสมการ

$$i_{D2} = I_{dc} \cos \omega_0 t \quad (2.25)$$

และจะได้กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_4$  ( $i_{D4}$ ) มีค่าเพิ่มขึ้นดังสมการ

$$\begin{aligned} i_{D4} &= I_{dc} - i_{D2} \\ &= I_{dc} - I_{dc} \cos \omega_0 t \\ &= I_{dc} (1 - \cos \omega_0 t) \end{aligned} \quad (2.26)$$

ที่เวลา  $t = t_2$  เป็นเวลาที่ทำให้กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_2$  ลดลงจนกระทั่งเท่ากับศูนย์ ( $i_{D2} = 0$ ) ดังนั้นจากสมการ (2.25) จะได้สมการ

$$I_{dc} \cos \omega_0 t_2 = 0$$

หรือ

$$\cos \omega_0 t_2 = 0$$

$$\omega_0 t_2 = \cos^{-1} 0 = \frac{\pi}{2}$$

ดังนั้นจะได้ช่วงเวลาในการทำงานในโหมด 2 นี้ดังสมการ

$$t_2 = \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งใช้เวลาไปเท่ากับ  $1/4$  เท่าของคาบเวลาของความถี่ไซน์แอมป์ ( $\omega_0$ ) ดังนั้นจะใช้เวลาในการคอมมิวเตท ( $t_c$ ) รวมทั้งหมดเป็น

$$t_c = t_1 + t_2 \quad (2.28)$$

เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา  $t_2$  ตัวเก็บประจุสมมูล  $C'$  จะถูกชาร์จจนกระทั่งถึงค่าพีคของแรงดัน ( $V_{CO}$ ) ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} v_{CO} &= v_{ca} + \frac{1}{C'} \int_0^{t_2} i_{D2} dt \\ &= -\sqrt{3}V_m \sin \alpha + \frac{1}{C'} \int_0^{\pi/2\omega_0} I_{dc} \cos \omega_0 t dt \\ v_{CO} &= -\sqrt{3}V_m \sin \alpha + \left( \frac{1}{\omega_0 C'} I_{dc} \sin \omega_0 t \right) \Bigg|_{t=0}^{t=\frac{\pi}{2\omega_0}} \\ &= -\sqrt{3}V_m \sin \alpha + \frac{I_{dc}}{\omega_0 C'} \end{aligned} \quad (2.29)$$

โดยที่ค่าของแรงดันในสมการ(2.29)นี้คือแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุคอมมิวเตทที่มีค่าเท่ากับ  $-V_{CO}$  ที่เวลาเริ่มต้นของการคอมมิวเตทในลำดับต่อไปและเป็นค่าพีคของแรงดันที่คร่อมไดโอดและไทรสเตอร์แต่ละตัวด้วย ดังนั้นจากค่าพีคของแรงดันนี้เราสามารถคำนวณหาช่วงเวลา  $t_1$  และ  $t_R$  ได้โดยการแทนสมการ (2.29) นี้ลงในสมการ (2.11) และ (2.12) ตามลำดับ และในระหว่างโหมดการย้ายกระแสจากไดโอด  $D_2$  ไปยังไดโอด  $D_4$  นี้จะมีแรงดันที่มีลักษณะเป็นยอดแหลม (spike voltage :  $v_{spike}$ ) เหนี่ยวนำขึ้นที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ของแต่ละเฟสดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 สำหรับแรงดันที่มีลักษณะเป็นยอดแหลมที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำของเฟส  $c$  ในรูปที่ 2.8 สามารถแสดงได้ด้วยสมการ

$$v_{spike} = L \frac{di_{D2}}{dt} \quad (2.30)$$

แทนค่ากระแส  $i_{D2}$  ซึ่งมีค่าลดลงจากสมการ (2.25) ลงในสมการ (2.30) จะได้

$$v_{spike} = L \frac{d(I_{dc} \cos \omega_0 t)}{dt}$$

$$= -\omega_0 L I_{dc} \sin \omega_0 t$$

แรงดัน  $v_{spike}$  นี้จะมีค่าสูงสุดที่เวลา  $t_2$  ดังนั้นจะได้ค่าสูงสุดหรือค่าพีคของแรงดันคร่อม  $L$  ของเฟส  $c$  ดังสมการ

$$V_{spike} = -\omega_0 L I_{dc} \sin \omega_0 t \Big|_{t=t_2 = \frac{\pi}{2\omega_0}}$$

$$= -\omega_0 L I_{dc} \quad (2.31)$$

จากสมการ (2.21) จะได้  $L = 1/2C'\omega_0^2$  แล้วแทนค่า  $L$  นี้ลงในสมการ (2.31) จะได้ค่าพีคของแรงดัน  $v_{spike}$  เฟส  $c$  ดังสมการ

$$V_{spike} = \frac{I_{dc}}{2\omega_0 C'} \quad (2.32)$$

และในโหมดเดียวกันนี้จะมีแรงดันที่มีลักษณะเป็นยอดแหลมคร่อมตัวเหนี่ยวนำของเฟส  $a$  ดังที่แสดงในรูปที่ 2.8 สามารถแสดงได้ด้วยสมการ

$$v_{spike} = L \frac{di_{D4}}{dt} \quad (2.33)$$

แทนค่ากระแส  $i_{D4}$  ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นจากสมการ (2.25) ลงในสมการ (2.33) จะได้

$$v_{spike} = L \frac{dI_{dc}(1 - \cos \omega_0 t)}{dt}$$

$$= \omega_0 L I_{dc} \sin \omega_0 t$$

แรงดัน  $v_{spike}$  นี้จะมีค่าสูงสุดที่เวลา  $t_2$  ดังนั้นจะได้ค่าสูงสุดหรือค่าพีคของแรงดันคร่อม  $L$  ของเฟส  $a$  ดังสมการ

$$V_{spike} = \omega_0 L I_{dc} \sin \omega_0 t \Big|_{t=t_2 = \frac{\pi}{2\omega_0}}$$

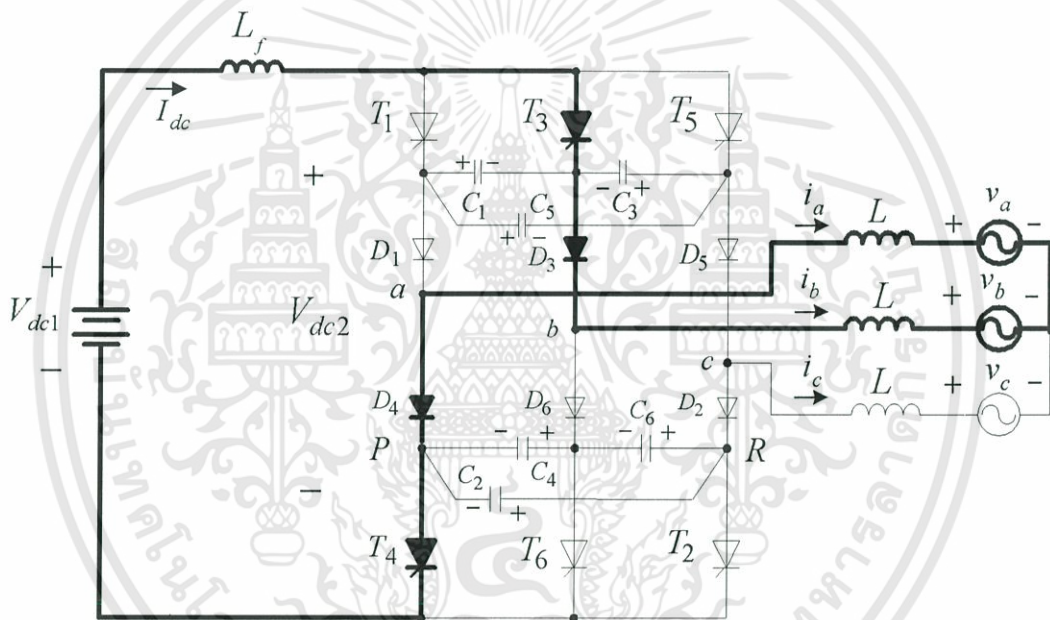
$$= \omega_0 L I_{dc} \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.21) จะได้  $L = 1/2C'\omega_0^2$  แล้วแทนค่า  $L$  นี้ลงในสมการ (2.34) จะได้ค่าพีคของแรงดัน  $v_{spike}$  ดังสมการ

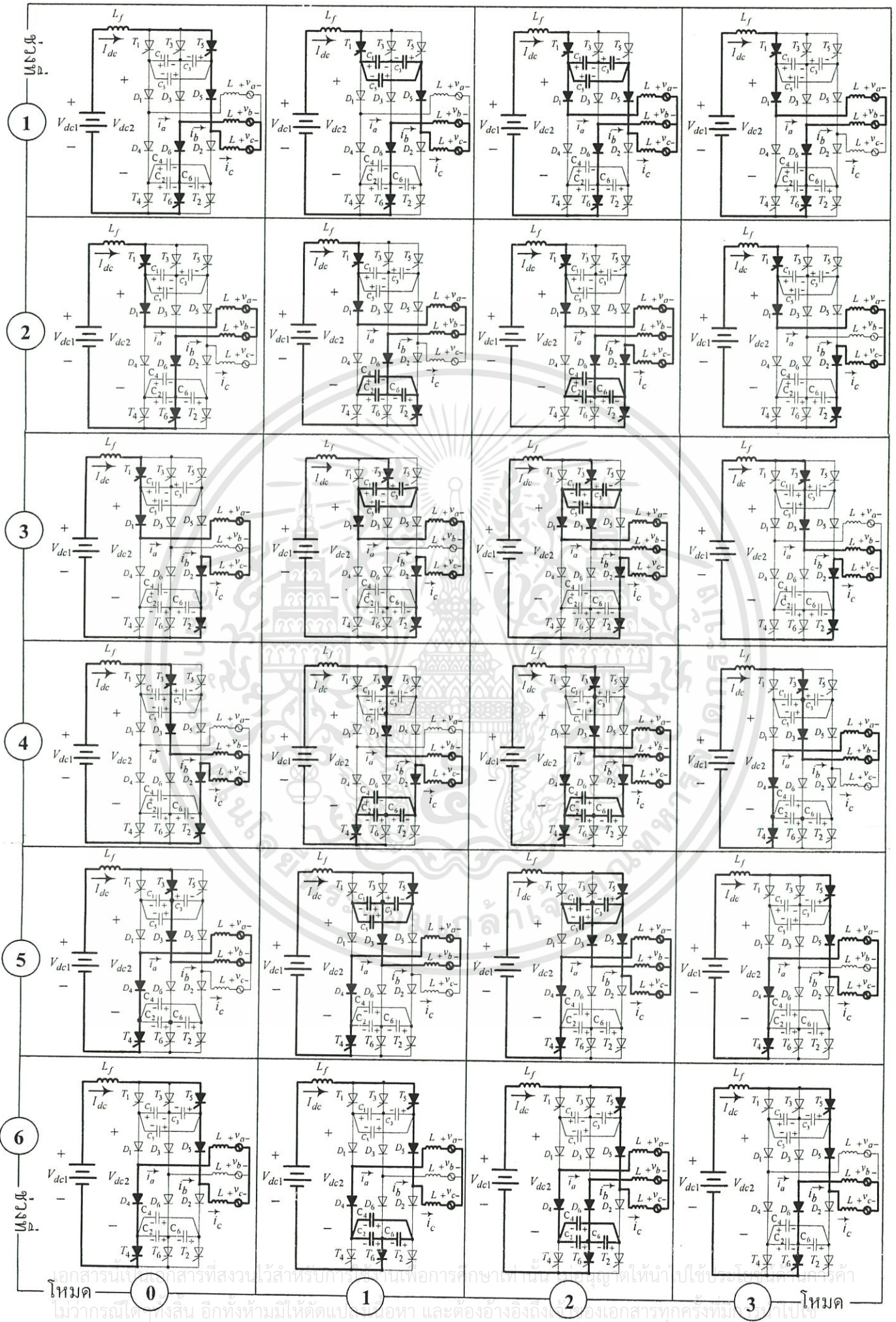
$$V_{spike} = -\frac{I_{dc}}{2\omega_0 C'} \quad (2.35)$$

โหมดที่ 8 : (ช่วงเวลา  $> t_c$ ) หลังจากไดโอด  $D_2$  หยุดนำกระแส ( $i_{D2}=0$ ) ทำให้กระแส  $I_{dc}$  ไหลผ่าน ไทริสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  หม้อแปลงเฟส b และ a ไดโอด  $D_4$  และไทริสเตอร์  $T_4$  กลับไปยังขั้วลบของแหล่งจ่ายดีซี และสิ้นสุดกระบวนการคอมมิวเตท สามารถแสดงการนำกระแสในช่วงนี้ได้ดังรูปที่ 2.12 โดยลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.12 การนำกระแสในระหว่างการคอมมิวเตทของ ASCII อินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ 3

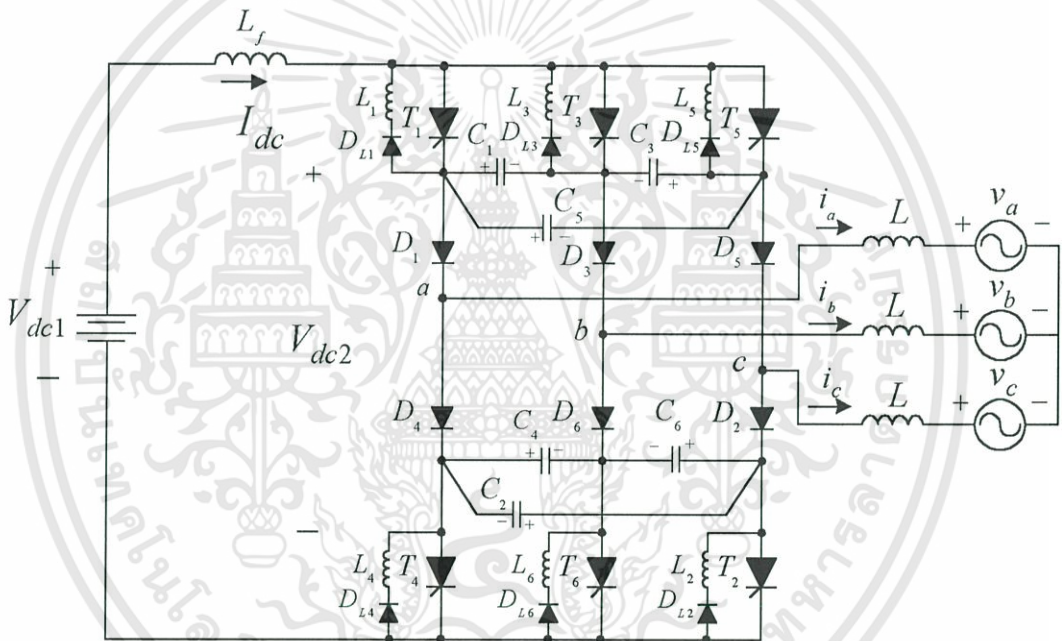
การทำงานใน 1 ไซเคิลของคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถแบ่งช่วงของการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้เป็น 6 ช่วงๆ ละ 60 องศาและแต่ละช่วงแบ่งการทำงานออกเป็น 4 โหมดสามารถแสดงการนำกระแสตลอดทั้ง 1 ไซเคิลได้ดังตารางที่ 2.1



## 2.4 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควน(ASCI)

### พร้อมมีวงจรรีเซตการคอมมิวเตท

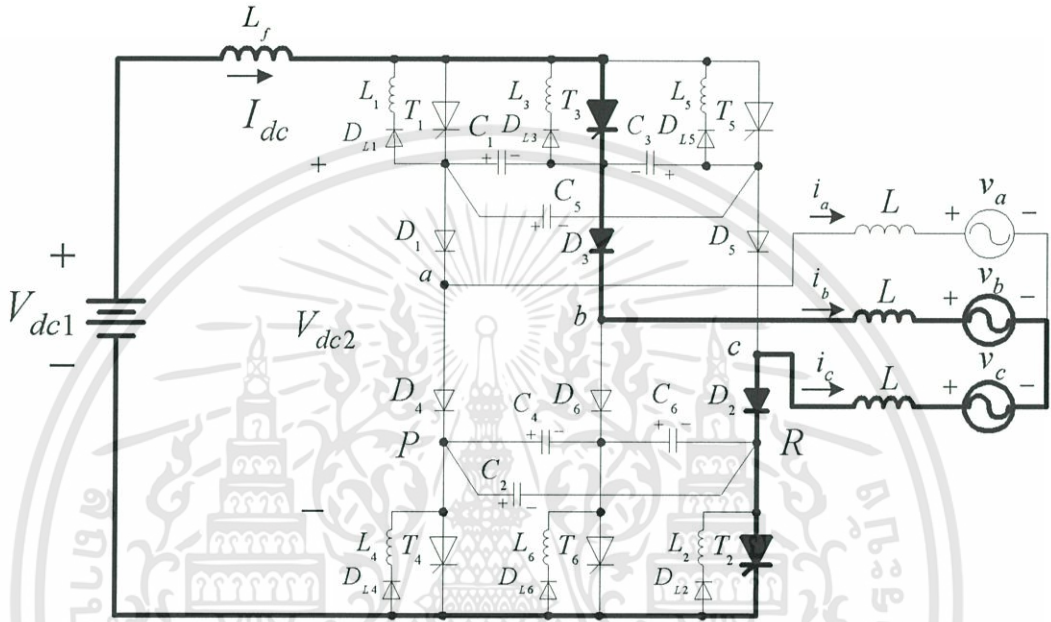
วงจรถ่ายกระแสของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควนพร้อมมีวงจรรีเซตการคอมมิวเตทสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดยที่วงจรรีเซตการคอมมิวเตทที่เพิ่มเข้าไปนี้จะช่วยทำให้ช่วงเวลาของการคอมมิวเตทของไทรสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ในหัวข้อที่ 2.3 ให้เร็วขึ้น ซึ่งส่วนของวงจรรีเซตการคอมมิวเตทประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ถึง  $L_6$  ต่ออนุกรมกับไดโอด  $D_{L1}$  ถึง  $D_{L6}$  แล้วต่อคร่อมไทรสเตอร์แต่ละตัวไว้ในทิศทางตรงข้าม วงจรที่เพิ่มเข้าไปนี้จะช่วยทำการรีเซตตัวเก็บประจุในระหว่างการคอมมิวเตท ซึ่งจะทำให้ระยะเวลาในการคอมมิวเตทของไทรสเตอร์สั้นลง



รูปที่ 2.13 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเตทแบบอโตซีแควน (ASCI) และมีวงจรรีเซตการคอมมิวเตท

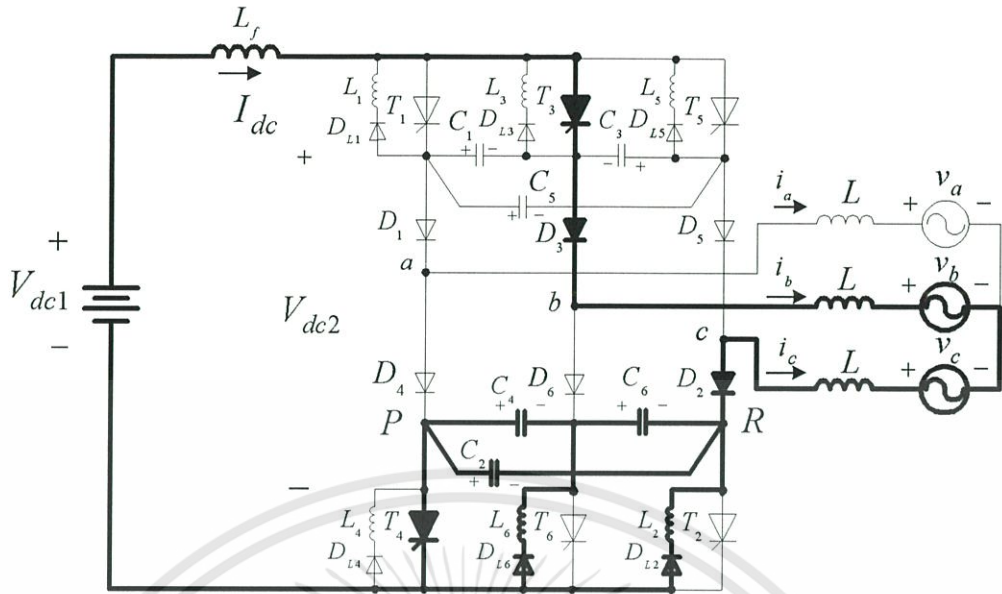
การทำงานใน 1 ไชเคลของแรงดันด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะสามารถแบ่งช่วงของการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตชิงได้เป็น 6 ช่วงๆ ละ 60 องศาและมีการคอมมิวเตทเกิดขึ้น 6 ครั้งต่อไชเคล ในแต่ละช่วงเวลาของการทำงานสามารถแบ่งได้เป็น 4 โหมด เหมือนกับอินเวอร์เตอร์ในหัวข้อ 2.3 ตัวอย่างของการทำงานในช่วงที่ 4 ในรูปที่ 2.8 ซึ่งในช่วงเวลานี้เป็นการคอมมิวเตทจากไทรสเตอร์  $T_2$  ไปยัง  $T_4$  โดยการคอมมิวเตทเริ่มต้นขึ้นเมื่อไทรสเตอร์  $T_4$  ถูกควบคุมให้นำกระแสด้วยสัญญาณเกทแล้วสามารถอธิบายการทำงานทั้ง 4 โหมดได้ดังนี้

โหมดที่ 0 : เป็นช่วงเวลาก่อนการคอมมิวเตทไทรสเตอร์  $T_2$  ซึ่งกระแส  $I_{dc}$  ยังคงไหลผ่านไทรสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  หม้อแปลงเฟส b และ c ไดโอด  $D_2$  และไทรสเตอร์  $T_2$  กลับไปยังขั้วลบของแหล่งจ่ายดีซี ในขณะที่จะมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุสมมูล ( $C'$ ) ซึ่งประกอบด้วย  $C_4$  และ  $C_6$  อนุกรมกันแล้วขนานกับ  $C_2$  มีค่าเท่ากับ  $-V_{CO}$  สามารถแสดงการนำกระแสในช่วงเวลาเริ่มต้นก่อนการคอมมิวเตทไทรสเตอร์  $T_2$  นี้ได้ดังรูปที่ 2.14



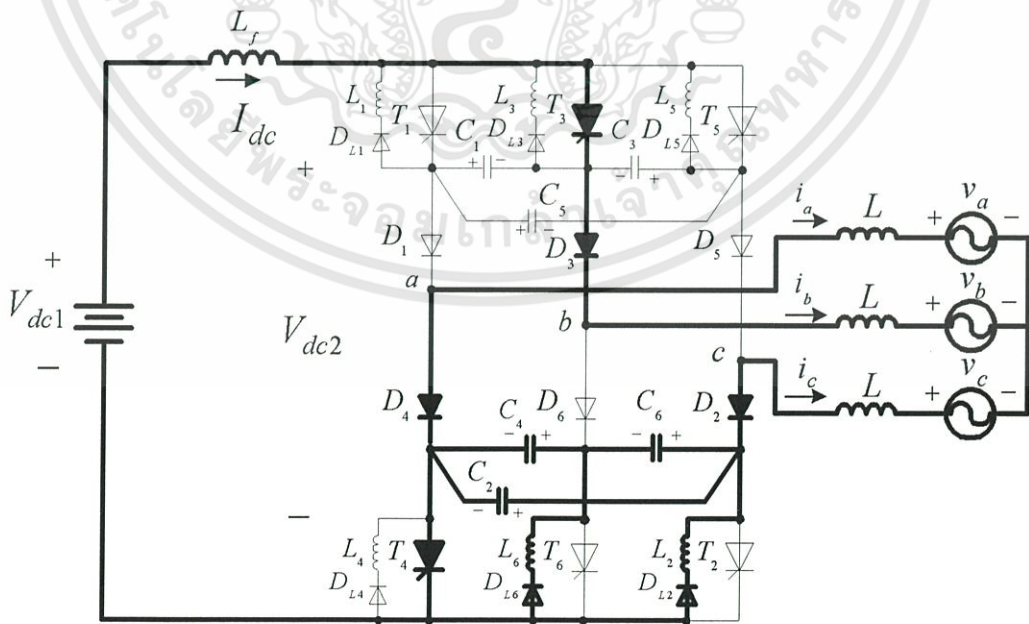
รูปที่ 2.14 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 0

โหมดที่ 1 : (ช่วงเวลา  $t_1$ ) ทันทีที่ไทรสเตอร์  $T_4$  ถูกควบคุมให้เริ่มนำกระแสจะทำให้ไทรสเตอร์  $T_2$  คอมมิวเตทโดยได้รับแรงดันไบอัสกลับเท่ากับแรงดันคร่อม  $C_2$  ( $-V_{CO}$ ) แล้วกระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) จะไหลผ่านไทรสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  เฟส b และ c ของหม้อแปลง ไดโอด  $D_2$  ตัวเก็บประจุสมมูล ( $C'$ ) ซึ่งประกอบด้วย  $C_4$  และ  $C_6$  อนุกรมกันแล้วขนานกับ  $C_2$  และไทรสเตอร์  $T_4$  กลับไปยังขั้วลบของ  $V_{dc2}$  ซึ่งตัวเก็บประจุสมมูลนี้จะดิสชาร์จและชาร์จในทิศทางตรงข้ามกับแรงดันค่าเริ่มต้น ขณะเดียวกันนี้ วงจรรีเซตที่คร่อมไทรสเตอร์  $T_6$  และ  $T_2$  จะช่วยดิสชาร์จประจุออกจากตัวเก็บประจุได้เร็วขึ้นโดยผ่านทาง  $T_4$  ซึ่งจะทำให้ช่วงเวลา  $t_1$  ของการคอมมิวเตทในรูปที่ 2.8 สั้นลงได้ แสดงการนำกระแสในโหมดนี้ได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 1

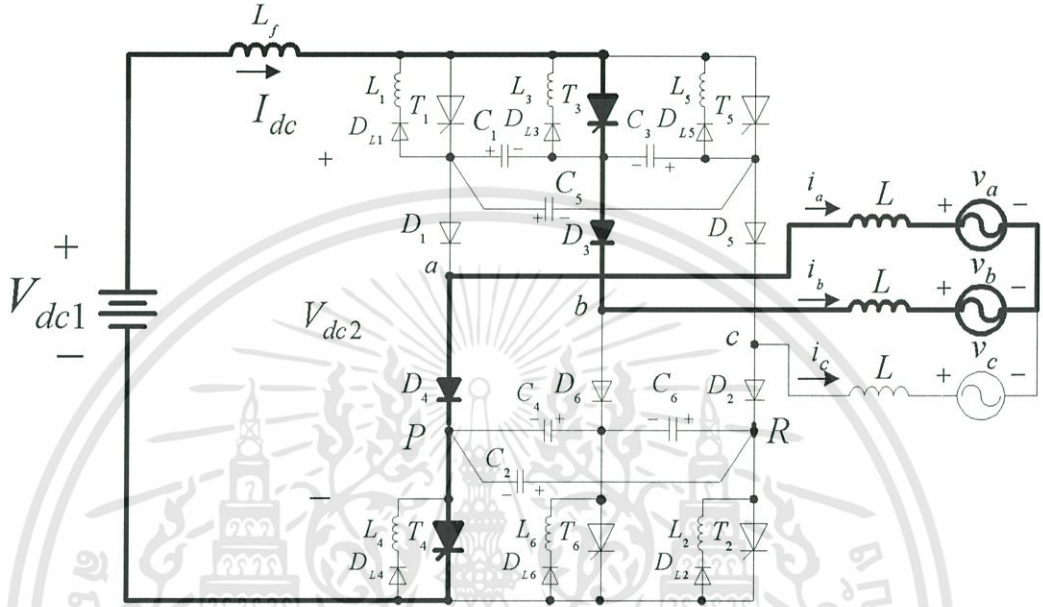
โหมดที่ 2 : (ช่วงเวลา  $t_2$ ) เมื่อตัวเก็บประจุสมมูลถูกชาร์จจนกระทั่งมีค่าแรงดันมากกว่าแรงดันไลน์  $v_{ca}$  จะทำให้ไดโอด  $D_4$  เริ่มนำกระแส ซึ่งเป็นช่วงของการย้ายการไหลของกระแสจากไดโอด  $D_2$  ไปยัง  $D_4$  โดยที่ก็ยังจะมีกระแสไหลต่อเนื่องผ่านไดโอด  $D_2$  และในวงจรรีเซต แต่จะมีค่าลดลงจนเท่ากับศูนย์เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา  $t_2$  ของการคอมมิวเตทในรูปที่ 2.8 สามารถแสดงการนำกระแสในโหมดนี้ได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเตทในโหมดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

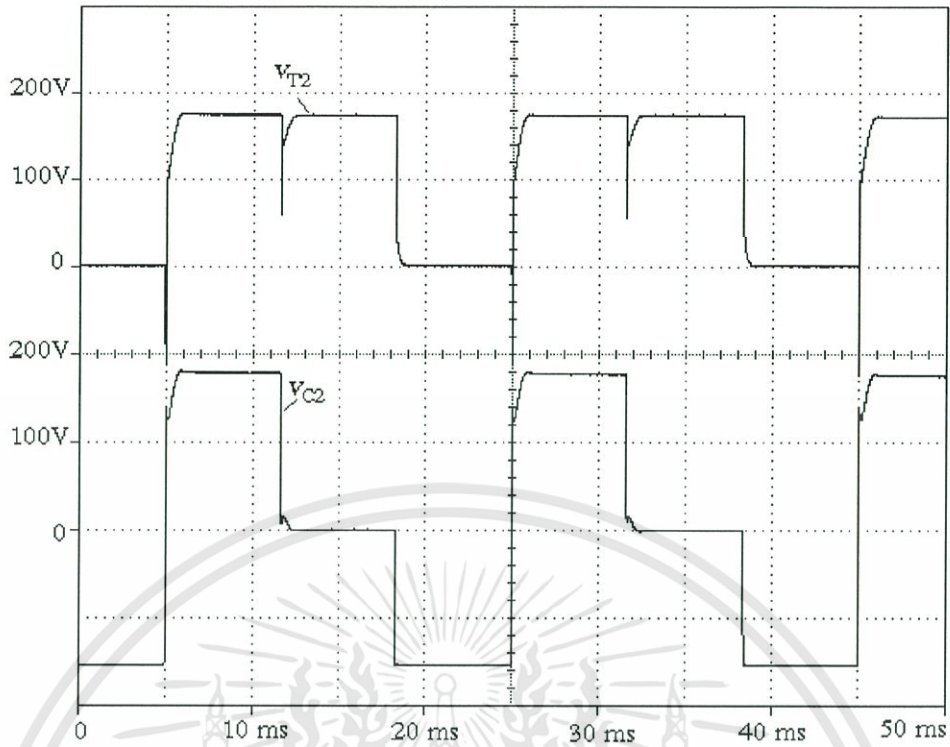
โหมดที่ 3 : (ช่วงเวลา  $> t_c$ ) หลังจากไดโอด  $D_2$  หยุดนำกระแส ( $i_{D2}=0$ ) ทำให้กระแส  $I_{dc}$  ไหลผ่าน ไทริสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  หม้อแปลงเฟส b และ a ไดโอด  $D_4$  และไทริสเตอร์  $T_4$  กลับไปยังขั้วลบของแหล่งจ่ายดีซี และสิ้นสุดกระบวนการคอมมิวเทต สามารถแสดงการนำกระแสในช่วงนี้ได้ดังรูปที่ 2.17



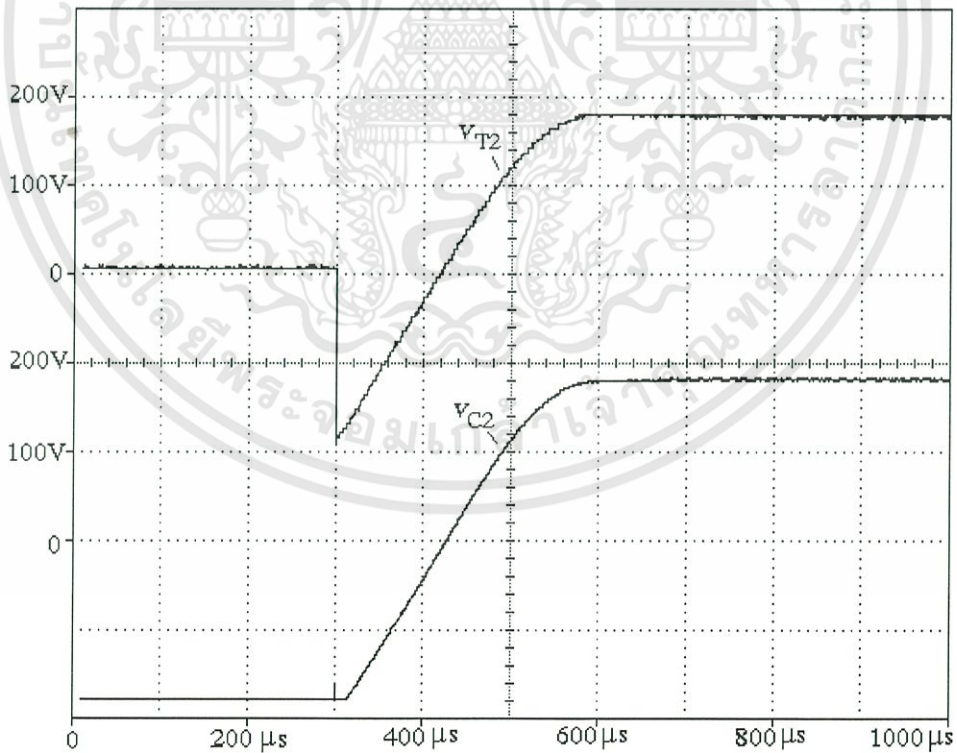
รูปที่ 2.17 การนำกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเทตในโหมดที่ 3

การทำงานใน 1 ไซเคิลของคอนเวอร์เตอร์นี้จะสามารถแบ่งช่วงของการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้เป็น 6 ช่วงๆ ละ 60 องศาและแต่ละช่วงสามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 4 โหมดได้เช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์ที่ไม่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเทต

จากการทดสอบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสที่มีการคอมมิวเทตแบบออตโตซีแควนที่ออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อนำมาใช้ในส่วนของกรป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ในงานวิจัยนี้ สามารถแสดงให้เห็นรูปคลื่นแรงดันคร่อมไทริสเตอร์  $T_2$  และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_2$  ได้ดังรูปที่ 2.18 และสามารถแสดงเปรียบเทียบช่วงเวลาในการคอมมิวเทตระหว่างกรณีที่ไม่มียวงจรรีเซตการคอมมิวเทตกับกรณีที่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเทตได้ดังรูปที่ 2.19 และ 2.20 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเพิ่มวงจรรีเซตการคอมมิวเทตเข้าไปจะทำให้ช่วงเวลาในการคอมมิวเทตสั้นลง

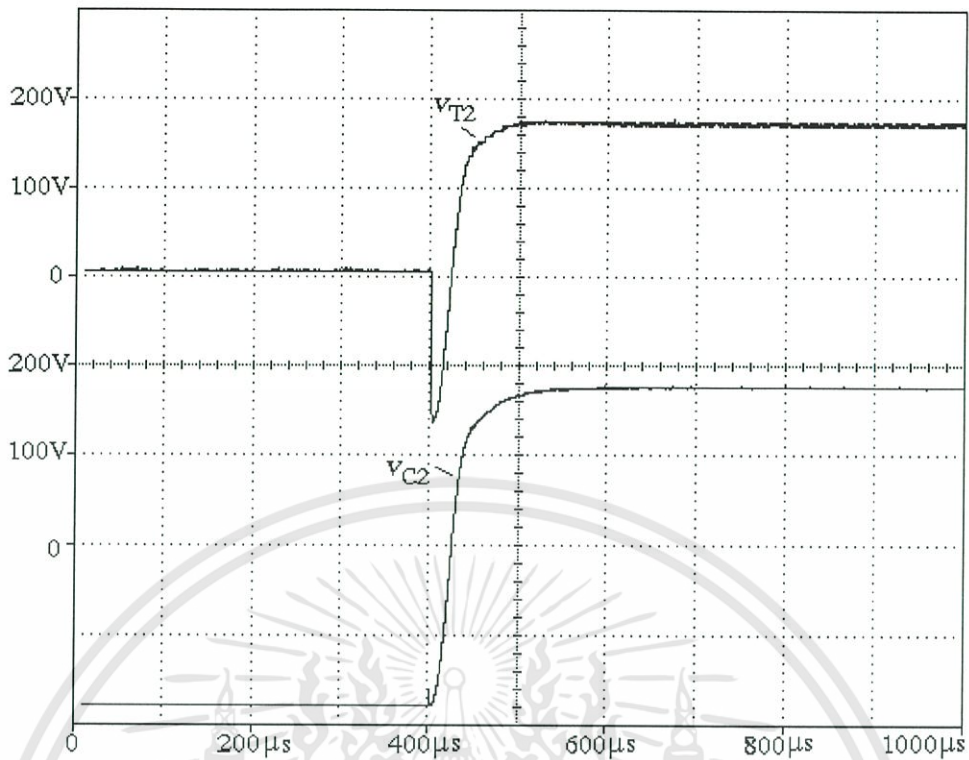


รูปที่ 2.18 รูปคลื่นแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์  $T_2$  ( $v_{T2}$ ) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_2$  ( $v_{C2}$ )



รูปที่ 2.19 รูปคลื่นแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์  $T_2$  ( $v_{T2}$ ) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_2$  ( $v_{C2}$ ) ของอินเวอร์เตอร์กรณีสี่ที่ไม่มีวงจรรีเซตการคอมมิวเตต เพื่อแสดงช่วงเวลาในการคอมมิวเตต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไทรสเตอร์  $T_2$  ( $V_{T2}$ ) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_2$  ( $V_{C2}$ ) ของอินเวอร์เตอร์กรณีที่มีวงรีเซตการคอมมิวเตท เพื่อแสดงช่วงเวลาในการคอมมิวเตท

### บทที่ 3

## การปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป โดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์

### 3.1 บทนำ

การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปรिंगสามารถทำได้หลายวิธี เช่น โดยการปรับแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดทางด้านสเตเตอร์ โดยการปรับความถี่ของไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดทางด้านสเตเตอร์และโดยการปรับที่คั่นกำลังไฟฟ้าสลิปซึ่งในแต่ละวิธีการจะให้คุณลักษณะในการทำงานที่เหมาะสมกับลักษณะของการทำงานที่แตกต่างกันไป

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปรिंगและวิธีการในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบนี้ โดยการป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอชไอไลน์โดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ โดยจะแสดงโครงสร้างของระบบขับเคลื่อนพร้อมทั้งการทำงานของระบบและการวิเคราะห์หาคุณลักษณะในการทำงานของระบบด้วย

### 3.2 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปรึง

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปรึงหรือแบบขดลวดพันที่โรเตอร์มีโครงสร้างที่ประกอบด้วยขดลวดสามเฟสสมดุทธ์ที่สเตเตอร์และที่โรเตอร์โดยที่ทั้งสเตเตอร์และโรเตอร์จะมีจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากัน ด้านหนึ่งของขดลวดสามเฟสที่โรเตอร์ต่อถึงกันไว้ส่วนอีกด้านหนึ่งต่อผ่านสลีปรึงออกมาด้านนอก เมื่อจ่ายแรงดันจากแหล่งจ่ายสามเฟสสมดุทธ์ให้กับขดลวดสเตเตอร์จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนไปรอบๆ สเตเตอร์โดยมีความเร็วรอบดังสมการ

$$n_s = \frac{120f}{P} \quad (3.1)$$

หรือ

$$\omega_s = \frac{4\pi f}{P} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $n_s$  คือความเร็วรอบของสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วรอบเชิงโคโรนัสในหน่วยรอบต่อนาที (rpm)

$\omega_s$  คือความเร็วรอบเชิงมุมของสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วรอบเชิงมุมเชิงโคโรนัสในหน่วยเรเดียนต่อวินาที (rad/s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f$  คือความถี่ของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายสามเฟสในหน่วย Hz

$P$  คือจำนวนขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์

ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบของโรเตอร์หรือของมอเตอร์และความเร็วรอบของสนามแม่เหล็กหมุนแสดงไว้ในรูปของค่าสลิป( $S$ )ดังสมการ

$$S = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (3.3)$$

หรือ

$$S = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (3.4)$$

ดังนั้นจะได้ความเร็วรอบของมอเตอร์ดังสมการ

$$n_m = (1 - S)n_s \quad (3.5)$$

และ

$$\omega_m = (1 - S)\omega_s \quad (3.6)$$

เมื่อ  $n_m$  คือความเร็วรอบของโรเตอร์หรือของมอเตอร์ในหน่วยรอบต่อนาที (rpm)

$\omega_m$  คือความเร็วรอบเชิงมุมของโรเตอร์หรือของมอเตอร์ในหน่วยเรเดียนต่อวินาที (rad/s)

เนื่องจากมีความแตกต่างของความเร็วรอบระหว่างสนามแม่เหล็กหมุนและความเร็วรอบของโรเตอร์ ทำให้เกิดแรงดันสามเฟสสมมูลย์เหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดที่วงจรโรเตอร์ โดยที่ความถี่ของแรงดันที่เหนี่ยวนำในวงจรโรเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิปดังสมการ

$$f_r = Sf \quad (3.7)$$

เมื่อ  $f_r$  คือความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นในวงจรโรเตอร์ในหน่วย Hz

และขนาดของแรงดันที่เหนี่ยวนำขึ้นในวงจรโรเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิปและอัตราส่วนของจำนวนขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์ดังสมการ

$$E_2 = S \frac{E_1}{a_1} \quad (3.8)$$

เมื่อ  $E_1$  คือแรงดันที่เหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดสเตเตอร์

$E_2$  คือแรงดันที่เหนี่ยวนำขึ้นในขดลวดโรเตอร์

$a_1$  คืออัตราส่วนของจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อจำนวนรอบของขดลวดโรเตอร์

วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็กสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1(ก) โดยที่วงจรทางด้านสเตเตอร์ประกอบด้วยความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส ( $R_1$ ) ค่ารีแอคแตนซ์เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลของขดลวดต่อเฟส ( $X_1$ ) และค่ารีแอคแตนซ์ในส่วนการสร้างสนามแม่เหล็กต่อเฟส ( $X_m$ ) ส่วนวงจรทางด้านโรเตอร์ประกอบด้วยค่ารีแอคแตนซ์เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลต่อเฟสซึ่งขึ้นอยู่กับค่าสลิป ( $sX_2$ ) และความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส ( $R_2$ ) เมื่อทำการย้ายค่าต่างๆ ไปไว้ทางด้านสเตเตอร์แล้วจะได้วงจรสมมูลต่อเฟสดังรูปที่ 3.1(ข) โดยที่

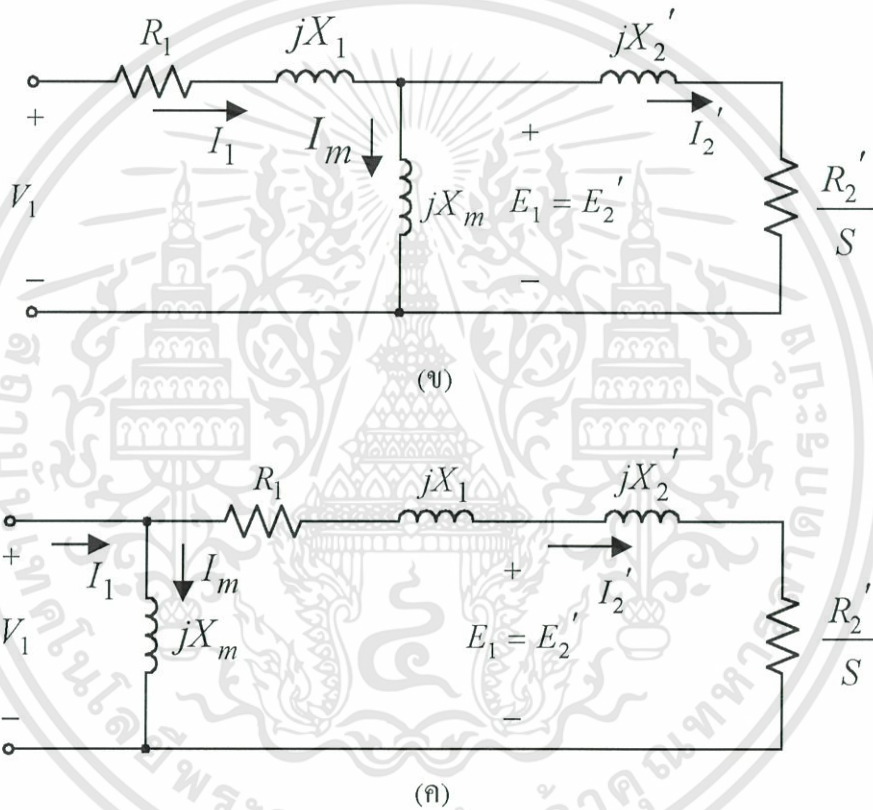
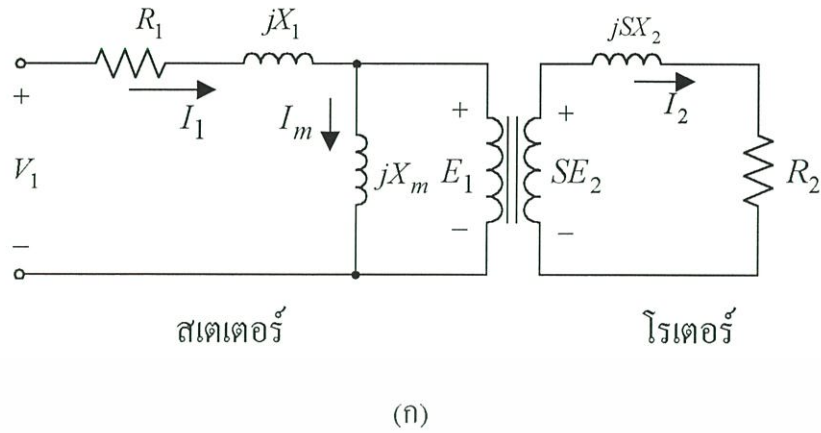
$$\begin{aligned} R_2' &= a_1^2 R_2 \\ X_2' &= a_1^2 X_2 \\ I_2' &= \frac{I_2}{a_1} \end{aligned}$$

เนื่องจากกระแส  $I_m$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสโหลด  $I_2'$  และไม่คิดแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ทางด้านสเตเตอร์ ( $R_1$  และ  $X_1$ ) ที่เกิดจากกระแส  $I_m$  ไหลผ่านแล้วจะได้วงจรสมมูลโดยประมาณดังรูปที่ 3.1(ค) แล้วสามารถหาค่าของกระแสในวงจรโรเตอร์ได้จากสมการ

$$I_2' = \frac{V_1}{(R_1 + \frac{R_2'}{s}) + j(X_1 + X_2')} \quad (3.9)$$

กำลังไฟฟ้าอินพุทของมอเตอร์ทางด้านสเตเตอร์บางส่วนจะไปเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก กำลังไฟฟ้าที่เหลือจะถูกส่งผ่านช่องอากาศ (air gap power :  $P_{ag}$ ) ไปยังวงจรโรเตอร์ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรโรเตอร์มีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปโดย  $R_2' / s$  ในวงจรสมมูลมีค่าดังสมการ

$$P_{ag} = 3I_2'^2 \frac{R_2'}{s} \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

- (ก) วงจรสมมูลต่อเฟสที่แทนได้ด้วยวงจรสมมูลของหม้อแปลง
- (ข) วงจรสมมูลที่ย้ายไปไว้ด้านสเตเตอร์
- (ค) วงจรสมมูลโดยประมาณที่ย้ายไปไว้ด้านสเตเตอร์

กำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรโรเตอร์ ( $P_{ag}$ ) แบ่งเป็นกำลังทางกล ( $P_{mech}$ ) และกำลังสูญเสียในขดลวดโรเตอร์หรือกำลังไฟฟ้าสลิป ( $P_2$ ) ดังสมการ

$$P_2 = 3I_2'^2 R_2' = SP_{ag} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{mech} = P_{ag} - P_2 \quad (3.12)$$

แทนสมการ (3.10) และ (3.11) ลงในสมการ (3.12) แล้วจะได้กำลังทางกลของมอเตอร์ดังสมการ

$$\begin{aligned} P_{mech} &= 3I_2'^2 \frac{R_2'}{S} - 3I_2'^2 R_2' \\ &= 3I_2'^2 R_2' \left( \frac{1-S}{S} \right) \\ &= (1-S)P_{ag} \end{aligned} \quad (3.13)$$

เนื่องจากค่าทอร์คของมอเตอร์มีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$T = \frac{P_{mech}}{\omega_m} \quad (3.14)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (3.6) และ (3.13) ในสมการ (3.14) แล้วจะได้ทอร์คของมอเตอร์ดังสมการ

$$T = \frac{(1-S)P_{ag}}{(1-S)\omega_s} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \quad (3.15)$$

แทนค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรรอเตอร์ ( $P_{ag}$ ) จากสมการ (3.10) ลงในสมการ (3.15) แล้วจะได้ค่าทอร์คของมอเตอร์ดังสมการ

$$\begin{aligned} T &= \frac{3I_2'^2 R_2'}{S\omega_s} \\ &= \frac{P_2}{S\omega_s} \end{aligned} \quad (3.16)$$

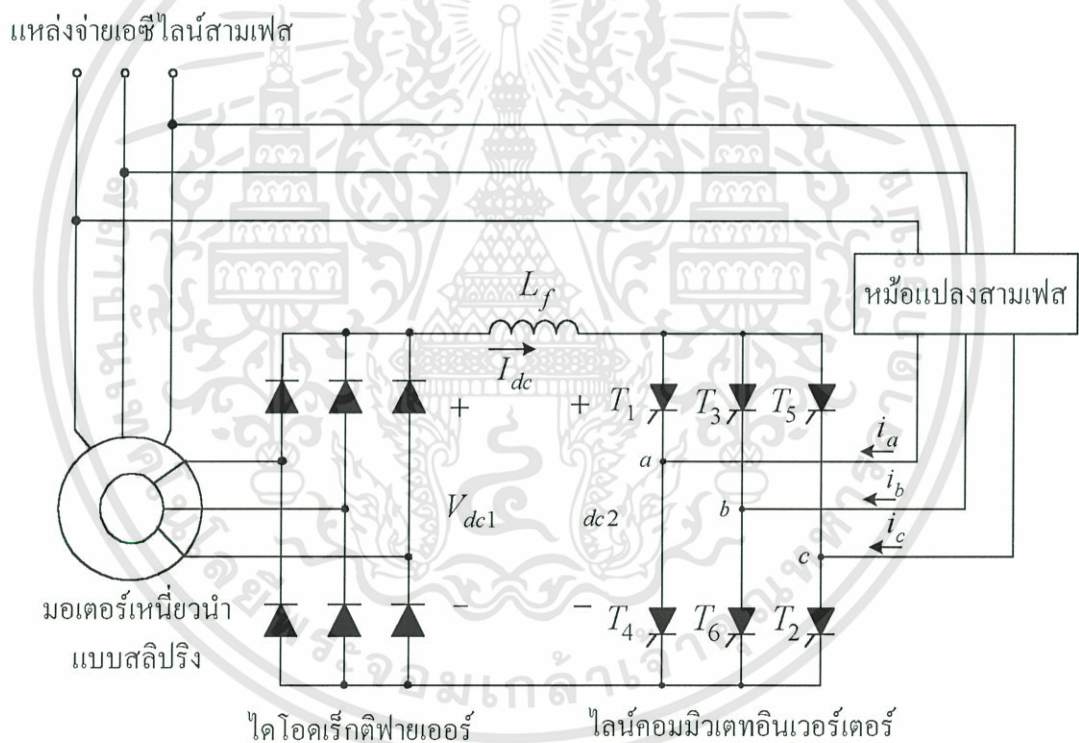
แทนขนาดของกระแส  $I_2'$  จากสมการ (3.9) ลงในสมการ (3.16) แล้วจะได้ทอร์คของมอเตอร์ในรูปของพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลที่ย้ายไปไว้ด้านสเตเตอร์มีค่าดังสมการ

$$T = \frac{3}{\omega_s} \left[ \frac{V_1^2 (R_2' / S)}{\left( R_1 + \frac{R_2'}{S} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \right] \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 ระบบขับเคลื่อนแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์

การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลลิปริงในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส (subsynchronous speed region) สามารถทำได้โดยการใช้ระบบป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิป (slip power recovery) จากวงจรโรเตอร์สู่เอซีไลน์ดังรูปที่ 3.2 โดยที่แรงดันไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นในวงจรโรเตอร์ที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าสลิปถูกเรียกตีฟายร์โดยใช้ไดโอดบริดจ์เรียกตีฟายเออร์สามเฟสซึ่งจะทำให้กระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) ไหลได้ในทิศทางเดียวจากเรียกตีฟายเออร์ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $L_f$ ) ที่ใช้ในการลดริบเปิลของกระแสดีซีไปยังบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทและกระแสดีซีนี้จะถูกต้านโดยแรงดันเฉลี่ย ( $V_{dc2}$ ) ทางด้านดีซีของอินเวอร์เตอร์แล้วกำลังไฟฟ้าสลิปจากวงจรโรเตอร์ของมอเตอร์จะถูกป้อนคืนผ่านอินเวอร์เตอร์และหม้อแปลงคืนสู่เอซีไลน์สามเฟส



รูปที่ 3.2 ระบบขับเคลื่อนแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์

ถ้ากำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำ  $L_f$  มีค่ามากเพียงพอจนถือได้ว่ากระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) ไม่มีริบเปิล ไม่คิดผลของการเกิดโอเวอร์แล็ปเนื่องจากการคอมมิวเตทของบริดจ์ไดโอดเรียกตีฟายเออร์ ไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในไดโอดและอุปกรณ์สวิตซิ่งและไม่คิดแรงดันตกคร่อมที่อิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลของมอเตอร์ซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันที่ขั้วของวงจรโรเตอร์แล้วจะได้แรงดันดีซี ( $V_{dc1}$ ) ที่เอาต์พุทของบริดจ์ไดโอดดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{dc1} &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} S \frac{V_1}{a_1} \\
 &= 1.35S \frac{V}{a_1}
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

เมื่อ  $V_1$  คือค่า rms ของแรงดันเฟสที่ขั้วทางด้านสเตเตอร์

$V$  คือค่า rms ของแรงดันไลน์ที่ขั้วทางด้านสเตเตอร์

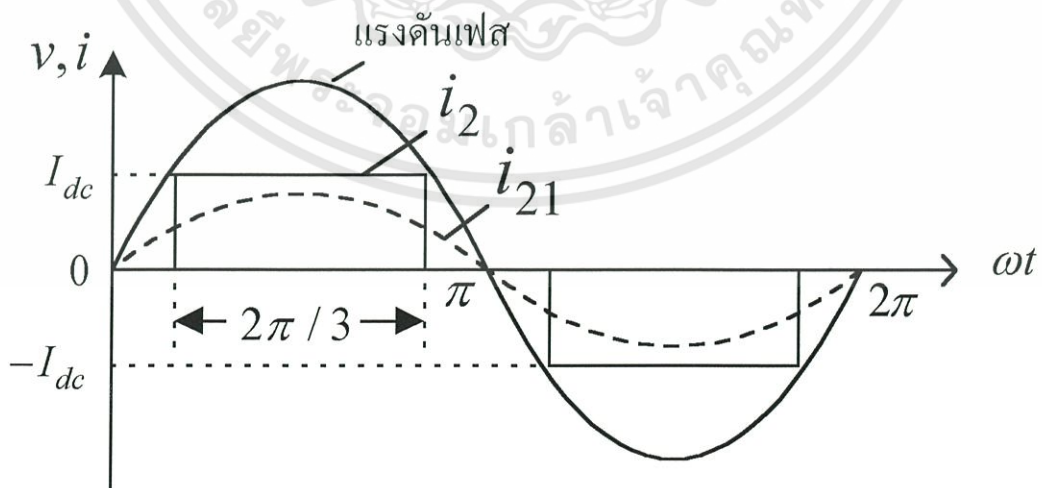
$a_1$  คืออัตราส่วนจำนวนขดลวดทางด้านสเตเตอร์ต่อทางด้านโรเตอร์ของมอเตอร์

จากสมการ (2.1) จะได้แรงดันทางด้านดีซี ( $V_{dc2}$ ) ของไลน์คอมมิวเตชันเวอร์เตอร์สามเฟสมีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned}
 V_{dc2} &= \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} |\cos \alpha| \\
 &= \frac{1.35V}{a_2} |\cos \alpha|
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

เมื่อ  $a_2$  คืออัตราส่วนจำนวนขดลวดของหม้อแปลงด้านแหล่งจ่ายเอซีต่อด้านเอซีของอินเวอร์เตอร์

รูปคลื่นของกระแสเฟสที่ไหลในวงจรโรเตอร์ทางด้านเอซีจะมีลักษณะเป็นสลับที่มีส่วนประกอบมูลฐานของกระแสมีเฟสตรงกันกับแรงดันเฟสเนื่องจากไดโอดเรกติฟายเออร์ทำงานที่มุม  $\alpha = 0$  องศาเสมอ [3] โดยแสดงรูปคลื่นของกระแสพร้อมกับแรงดันเฟสได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นของแรงดันเฟสและกระแสเฟสในวงจรโรเตอร์ทางด้านเอซี

กระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์ ( $i_2$ ) มีลักษณะรูปคลื่นเป็นสตีปที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $I_{dc}$  ดังรูปที่ 3.3 สามารถหาค่า rms ของกระแสนี้ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{dc}^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \end{aligned} \quad (3.20)$$

กระแสในวงจรโรเตอร์ ดังรูปที่ 3.3 สามารถแสดงในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการ

$$i_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

เมื่อสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์มีค่าเท่ากับ

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_2(t) \cos n\omega t d\omega t$$

และ

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_2(t) \sin n\omega t d\omega t$$

เนื่องจากกระแสในวงจรโรเตอร์ดังรูปที่ 3.3 มีลักษณะรูปคลื่นที่สมมาตรและมีลักษณะเป็นสตีปที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $I_{dc}$  ดังนั้นจะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์มีค่าเท่ากับ

$$a_n = 0$$

และ

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_{dc} \sin n\omega t d\omega t$$

ซึ่งจะได้แอมพลิจูดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์นี้มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} |I_{21}| &= b_1 = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_{dc} \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dc} \end{aligned}$$

และค่า rms ของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสในวงจรโรเตอร์นี้เป็นดังสมการ

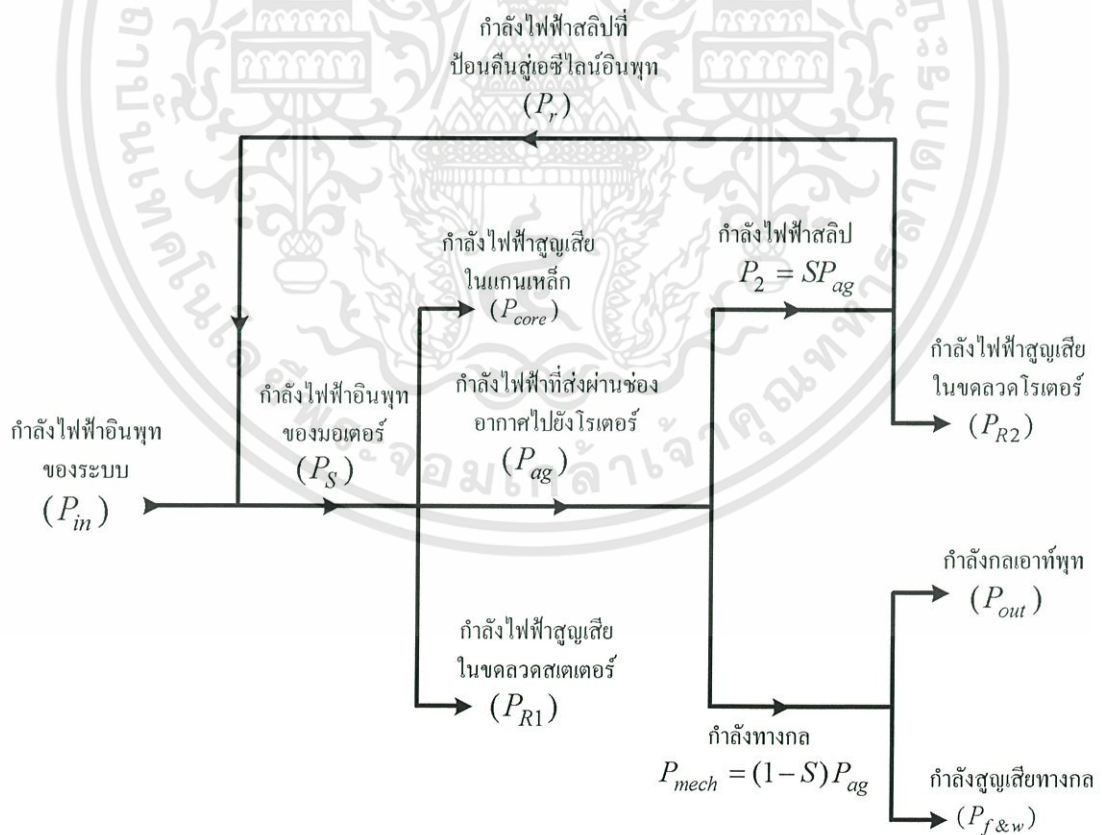
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 I_{21} &= \frac{b_1}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{(2\sqrt{3}I_{dc}/\pi)}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc}
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

จากสมการ (3.20) และ (3.21) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่า rms ของส่วนประกอบมูลฐาน ( $I_{21}$ ) และค่า rms ( $I_2$ ) ของกระแสในวงจรโรเตอร์ ดังสมการ

$$I_{21} = \frac{3}{\pi} I_2 \tag{3.22}$$

การไหลของกำลังไฟฟ้าและกลในระบบขับเคลื่อนแบบนี้นี้สามารถแสดงด้วยไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.4 ซึ่งจะมีกำลังไฟฟ้าจากวงจรโรเตอร์ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์อินพุท ( $P_r$ ) โดยผ่านทางไดโอดรีกติฟายเออร์ อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทและหม้อแปลงตามลำดับ



รูปที่ 3.4 ไดอะแกรมแสดงการไหลของกำลังไฟฟ้าและกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำในระบบปรับความเร็วรอบแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากระบบขับเคลื่อนในรูปที่ 3.2 ถ้าไม่คิดแรงดันดีซีที่ตกคร่อมความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ ( $I_{dc}R_p$ ) เนื่องจากมีค่าน้อยมากขณะที่มอเตอร์อยู่ในสภาวะไม่มีโหลดแล้วจะได้สมการ

$$V_{dc1} - V_{dc2} = 0 \quad (3.23)$$

แทนค่า  $V_{dc1}$  และ  $V_{dc2}$  จากสมการ (3.18) และ (3.19) ลงในสมการ (3.23) แล้วจะได้สมการ

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} S \frac{V_1}{a_1} - \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} |\cos \alpha| = 0 \quad (3.24)$$

และจะได้ค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดดังสมการ

$$\begin{aligned} S &= S_0 = \frac{a_1}{a_2} |\cos \alpha| \\ &= a |\cos \alpha| \end{aligned} \quad (3.25)$$

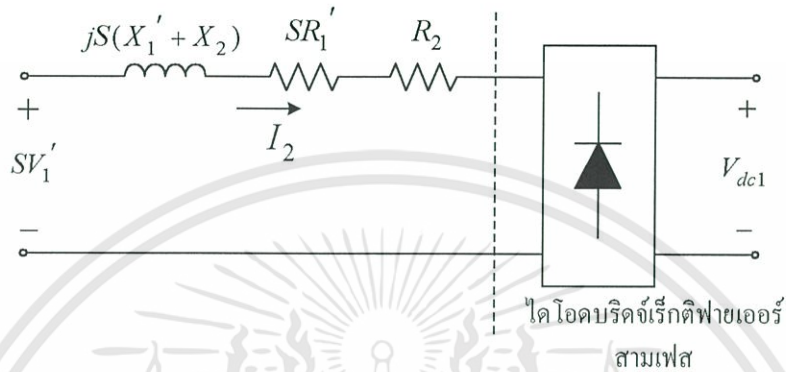
เมื่อ  $S_0$  คือค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดและ

$$a = a_1/a_2$$

สำหรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบโวลต์เฟดนั้นจะสามารถปรับมุมจุดชนวนของอินเวอร์เตอร์อยู่ในย่าน  $90^\circ$  ไปถึง  $180^\circ$  ( $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ) ซึ่งจะทำให้ค่าสลิปของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง  $a$  ดังพิจารณาจากสมการ (3.25) ดังนั้นถ้าเลือกอัตราส่วนจำนวนขดลวดของมอเตอร์ ( $a_1$ ) ให้มีค่าเท่ากับอัตราส่วนจำนวนขดลวดของหม้อแปลง ( $a_2$ ) แล้วค่าสลิปของมอเตอร์จะสามารถปรับได้จาก 0 ถึง 1 หรือสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้จากความเร็วรอบซึ่งโครนัสจนถึงมอเตอร์หยุดหมุน ดังนั้นวิธีการดังกล่าวนี้จึงสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซึ่งโครนัสเท่านั้น โดยการปรับที่มุมจุดชนวนของอินเวอร์เตอร์ จากสมการ (3.18) จะเห็นว่าค่าแรงดันทางด้านดีซีของไดโอดเรกติฟายเออร์ ( $V_{dc1}$ ) ขึ้นอยู่กับค่าสลิป ขณะที่จากสมการ (3.19) จะเห็นว่าค่าแรงดันทางด้านดีซีของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{dc2}$ ) ขึ้นอยู่กับมุมจุดชนวนของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นที่มุมจุดชนวนของอินเวอร์เตอร์ค่าหนึ่งจะได้รับแรงดันทางด้านอินพุทของไดโอดเรกติฟายเออร์มีค่าคงที่ค่าหนึ่งและเมื่อปรับมุมจุดชนวนของอินเวอร์เตอร์จะทำให้แรงดันทางด้านอินพุทของไดโอดเรกติฟายเออร์เปลี่ยนแปลงไปเพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดัน  $V_{dc1}$  เท่ากับขนาดของ  $V_{dc2}$  ตลอดซึ่งทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงไป

### 3.8.1 การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของทอร์คและความเร็วรอบโดยใช้วงจรสมมูล

ในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาหาค่าคุณลักษณะของทอร์คและความเร็วรอบของระบบจากวงจรสมมูลทางด้านดีซี โดยที่ในการหาวงจรสมมูลทางด้านดีซีนี้นั้นจะเริ่มจากการย้ายค่าอิมพีแดนซ์ต่างๆ ในวงจรสมมูลของมอเตอร์มาไว้ทางด้านวงจรโรเตอร์ดังรูปที่ 3.5 หลังจากนั้นทำการย้ายจากวงจรโรเตอร์ไปไว้ทางด้านดีซีโดยให้กำลังไฟฟ้าทางด้านดีซีมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านเอซี



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลต่อเฟสที่ย้ายมารวมไว้ทางด้านวงจรโรเตอร์ของระบบ

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดวงจรโรเตอร์ ( $P_{R_2}$ ) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.5 มีค่าเท่ากับ

$$P_{R_2} = 3I_2^2 R_2 \quad (3.26)$$

แทนค่ากระแส  $I_2$  จากสมการ (3.20) ในสมการ (3.26) แล้วจะได้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดวงจรโรเตอร์ที่ย้ายไปไว้ด้านดีซีมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_{R_2} &= 3 \left( \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \right)^2 R_2 \\ &= I_{dc}^2 2R_2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

ดังนั้นเมื่อทำการย้ายความต้านทาน  $R_2$  ไปไว้ทางด้านดีซีจะมีค่าเท่ากับ  $2R_2$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ ( $P_{R_1}$ ) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.5 มีค่าเท่ากับ

$$P_{R_1} = 3I_2^2 SR'_1 \quad (3.28)$$

แทนค่ากระแส  $I_2$  จากสมการ (3.20) ในสมการ (3.28) แล้วจะได้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ที่ย้ายไปไว้ด้านดีซีมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_{R_1} &= 3 \left( \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \right)^2 SR'_1 \\ &= I_{dc}^2 2SR'_1 \end{aligned} \quad (3.29)$$

ดังนั้นเมื่อทำการย้ายความต้านทาน  $SR_1'$  ไปไว้ทางด้านดีซีจะมีค่าเป็น  $2SR_1'$

ผลของรีแอ็กแตนซ์ในวงจรสมมูลในรูปที่ 3.5 จะทำให้แรงดันทางด้านดีซีลดลงเนื่องจากการโอเวอร์แล็ปของการคอมมิวเตทของบริดจ์ไดโอดสามเฟสตั้งสมการ

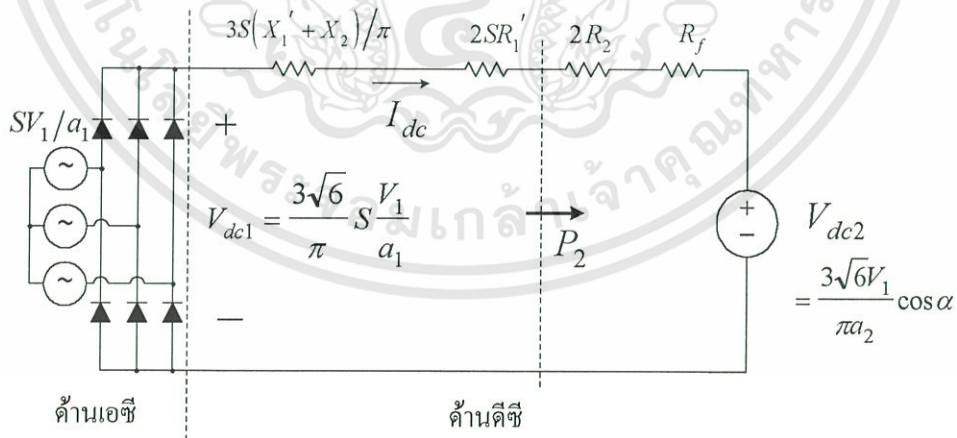
$$V_{drop} = 3I_{dc}S \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} \quad (3.30)$$

แรงดันดีซีที่ลดลงไปเนื่องจากการโอเวอร์แล็ปในสมการ (3.30) นี้ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียมีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} P_{drop} &= I_{dc}V_{drop} \\ &= I_{dc} \left[ 3I_{dc}S \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} \right] \\ &= I_{dc}^2 3S \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} \end{aligned} \quad (3.31)$$

เมื่อย้ายกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการโอเวอร์แล็ปของการคอมมิวเตทในสมการ (3.31) ไปไว้ทางด้านดีซีจะสามารถแทน  $3S(X_1' + X_2)/\pi$  เป็นความต้านทานสมมูลเนื่องจากการโอเวอร์แล็ปจากการคอมมิวเตทของวงจรไดโอดบริดจ์เรียกดีฟายเออร์ได้ [11]

จากสมการ (3.27) (3.29) และ (3.31) สามารถแสดงวงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ

สามารถคำนวณหาค่าของกระแสดีซีของวงจรสมมูลรูปที่ 3.6 ได้จากสมการ

$$I_{dc} = \frac{V_{dc1} - V_{dc2}}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะได้กำลังไฟฟ้าสลิป ( $P_2$ ) ของมอเตอร์มีค่าดังสมการ

$$P_2 = V_{dc1} I_{dc} - 3I_{dc}^2 S \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} - 2I_{dc}^2 SR_1' \quad (3.33)$$

เนื่องจากกำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรโรเตอร์มีค่าเท่ากับ  $P_{ag} = P_2/S$  ดังนั้นจะได้กำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรโรเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_{ag} &= \frac{V_{dc1} I_{dc}}{S} - 3I_{dc}^2 \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} - 2I_{dc}^2 R_1' \\ &= I_{dc} \left[ \frac{V_{dc1}}{S} - 3I_{dc} \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} - 2I_{dc} R_1' \right] \end{aligned} \quad (3.34)$$

แล้วจะสามารถคำนวณค่าทอร์คของมอเตอร์ได้จากสมการ

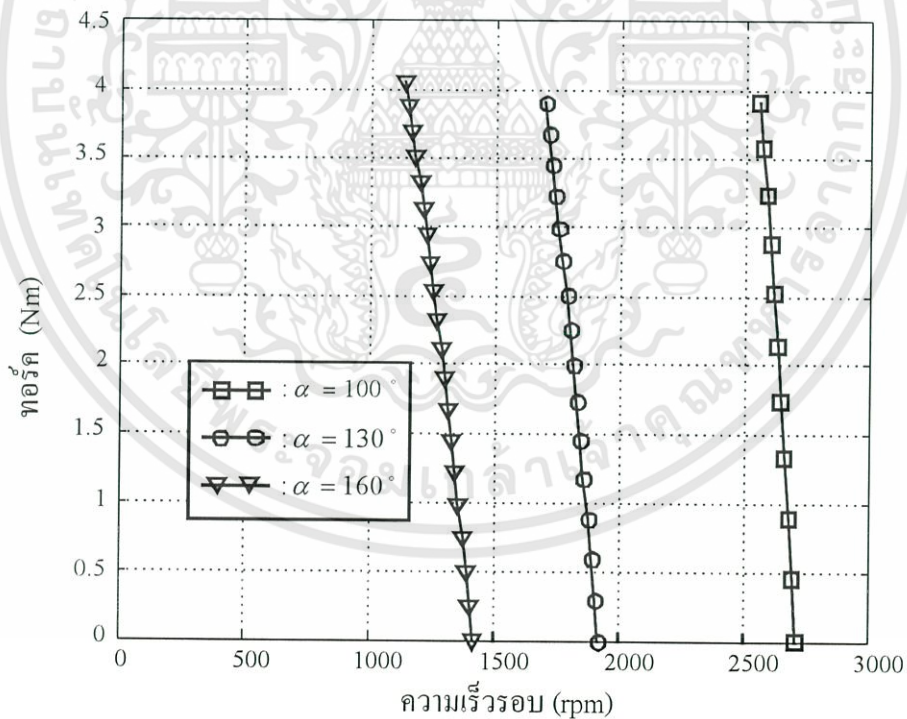
$$\begin{aligned} T &= \frac{P_{ag}}{\omega_s} \\ &= \left( \frac{1}{\omega_s} \right) I_{dc} \left[ \frac{V_{dc1}}{S} - 3I_{dc} \frac{(X_1' + X_2)}{\pi} - 2I_{dc} R_1' \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

เมื่อแทนค่า  $V_{dc1}$  จากสมการ (3.18)  $V_{dc2}$  จากสมการ (3.19) และกระแสดีซีจากสมการ (3.32) ในสมการ (3.35) แล้วจะได้ค่าทอร์คของมอเตอร์ภายใต้สภาวะการทำงานที่มีการปรับมุมจุดชนวน( $\alpha$ ) ของอินเวอร์เตอร์ดังสมการ

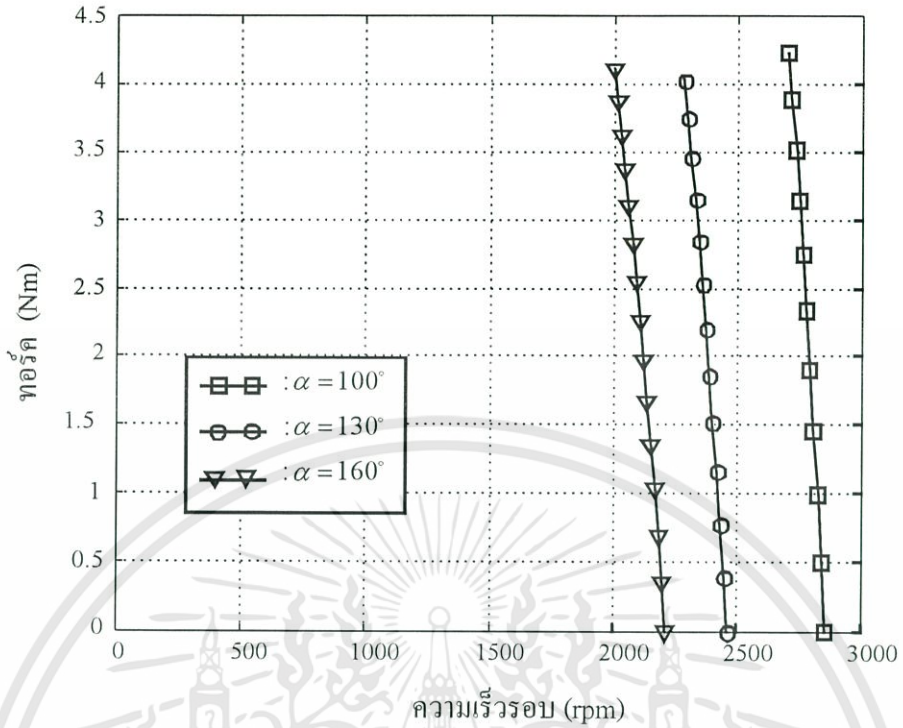
$$\begin{aligned} T &= \left( \frac{1}{\omega_s} \right) \left[ \frac{(3\sqrt{6}V_1 S / \pi a_1) - (3\sqrt{6}V_1 |\cos \alpha| / \pi a_2)}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \right] \\ &\quad \times \left[ \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_1} - 3 \left( \frac{(3\sqrt{6}V_1 S / \pi a_1) - (3\sqrt{6}V_1 |\cos \alpha| / \pi a_2)}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \right) \left( \frac{X_1' + X_2}{\pi} \right) \right. \\ &\quad \left. - 2 \left( \frac{(3\sqrt{6}V_1 S / \pi a_1) - (3\sqrt{6}V_1 |\cos \alpha| / \pi a_2)}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \right) R_1' \right] \end{aligned} \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

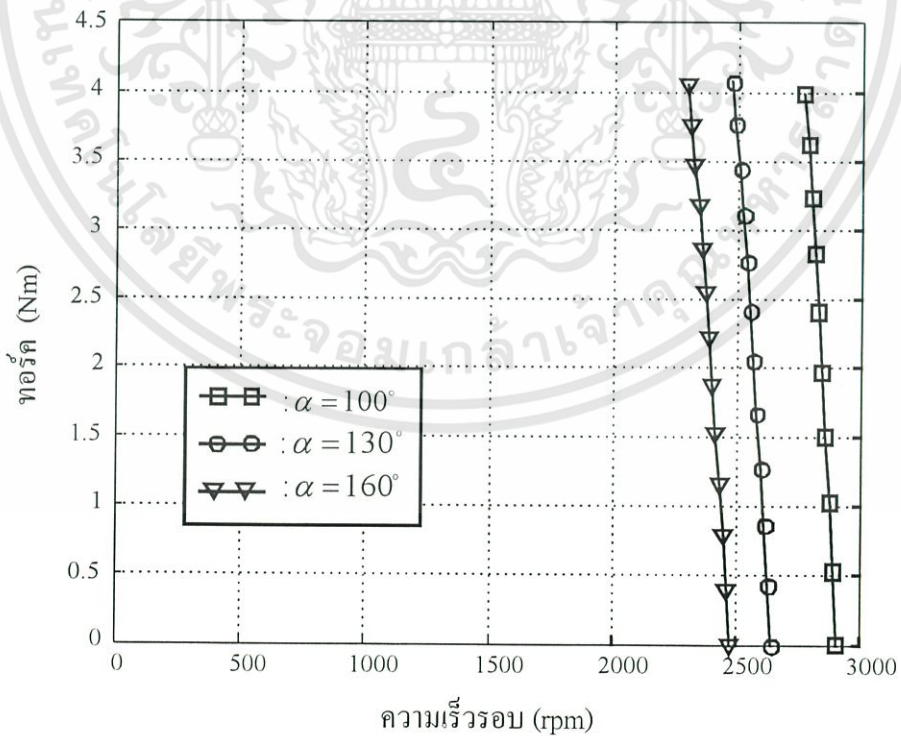
ค่าทอร์คของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ระบบขับเคลื่อนแบบป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตชันอินเวอร์เตอร์ดังสมการ (3.36) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเดลต้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะล๊อคโรเตอร์ได้ค่า  $R_1 = 5.2 \Omega$ ,  $R'_2 = 3.6 \Omega$ ,  $X_1 = 3.53 \Omega$ ,  $X'_2 = 3.53 \Omega$ ,  $X_m = 159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีจะหาได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์ - แอมป์ ได้ค่า  $R_f = 0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุท แล้วจะสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์คกับความเร็วรอบมอเตอร์นี้ เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของอินเวอร์เตอร์ในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา ได้ดังรูปที่ 3.7 กรณีที่อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลง  $a_2 = 1$  รูปที่ 3.8 กรณี  $a_2 = 2$  และรูปที่ 3.9 กรณี  $a_2 = 3$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีค่าลดลงเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสให้เพิ่มขึ้น เมื่อขับโหลดที่มีค่าทอร์คคงที่ และขยับการปรับความเร็วรอบจะแคบลงเมื่อใช้หม้อแปลงที่มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดเพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบของมอเตอร์ในระบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตชันอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $a_2 = 1$



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบของมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป โดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $a_2 = 2$



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบของมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป โดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $a_2 = 3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์

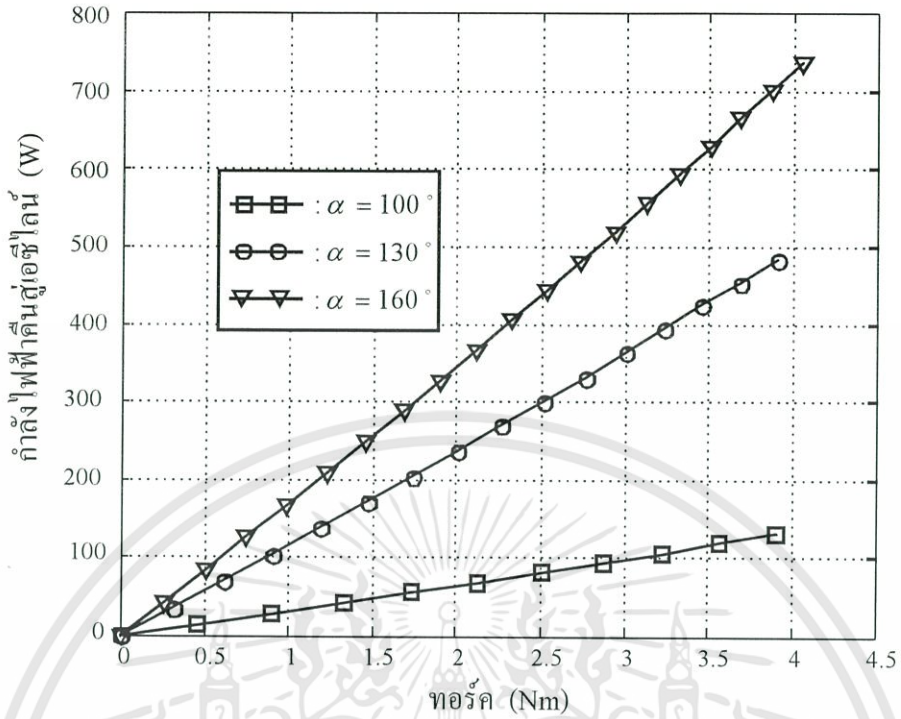
จากระบบขับเคลื่อนดังรูปที่ 3.2 และวงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบดังรูปที่ 3.6 จะได้กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) มีค่าดังสมการ

$$P_r = V_{dc2} I_{dc} \quad (3.37)$$

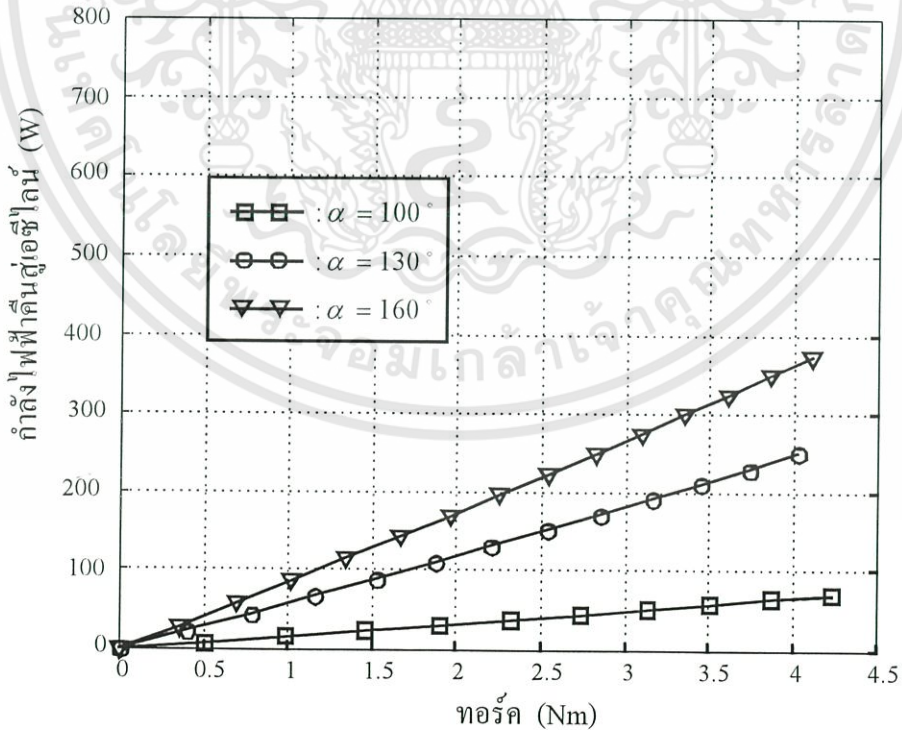
เมื่อแทนค่า  $V_{dc2}$  จากสมการ (3.19) และ  $I_{dc}$  จากสมการ (3.32) ลงในสมการ (3.37) จะได้กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} P_r &= [V_{dc2}] \left[ \frac{V_{dc1} - V_{dc2}}{(3/\pi)S(X'_1 + X'_2) + 2SR'_1 + 2R_2 + R_f} \right] \\ &= \left[ \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} |\cos\alpha| \right] \left[ \frac{\left( \frac{3\sqrt{6}SV_1}{\pi a_1} \right) - \left( \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} |\cos\alpha| \right)}{(3/\pi)S(X'_1 + X'_2) + 2SR'_1 + 2R_2 + R_f} \right] \end{aligned} \quad (3.38)$$

กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) ของระบบขับเคลื่อนดังสมการ (3.38) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเคลด้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะล๊อคโรเตอร์ได้ค่า  $R_1 = 5.2 \Omega$ ,  $R'_2 = 3.6 \Omega$ ,  $X_1 = 3.53 \Omega$ ,  $X'_2 = 3.53 \Omega$ ,  $X_m = 159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีจะหาได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์ - แอมป์ ได้ค่า  $R_f = 0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของอินเวอร์เตอร์ในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา แล้วจะสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) และค่าทอร์คของมอเตอร์ จากสมการ (3.36) ได้ดังรูปที่ 3.10 กรณีที่อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลง  $a_2 = 1$  รูปที่ 3.11 กรณี  $a_2 = 2$  และรูปที่ 3.12 กรณี  $a_2 = 3$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ค่าทอร์คเท่ากันเมื่อมุมเลื่อนเฟสของอินเวอร์เตอร์มีค่ามากขึ้นจะสามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสู่เอซีไลน์ได้มากขึ้นและเมื่อเพิ่มค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลง ( $a_2$ ) ให้มีค่ามากขึ้นจะทำให้สามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสู่เอซีไลน์ได้น้อยลง

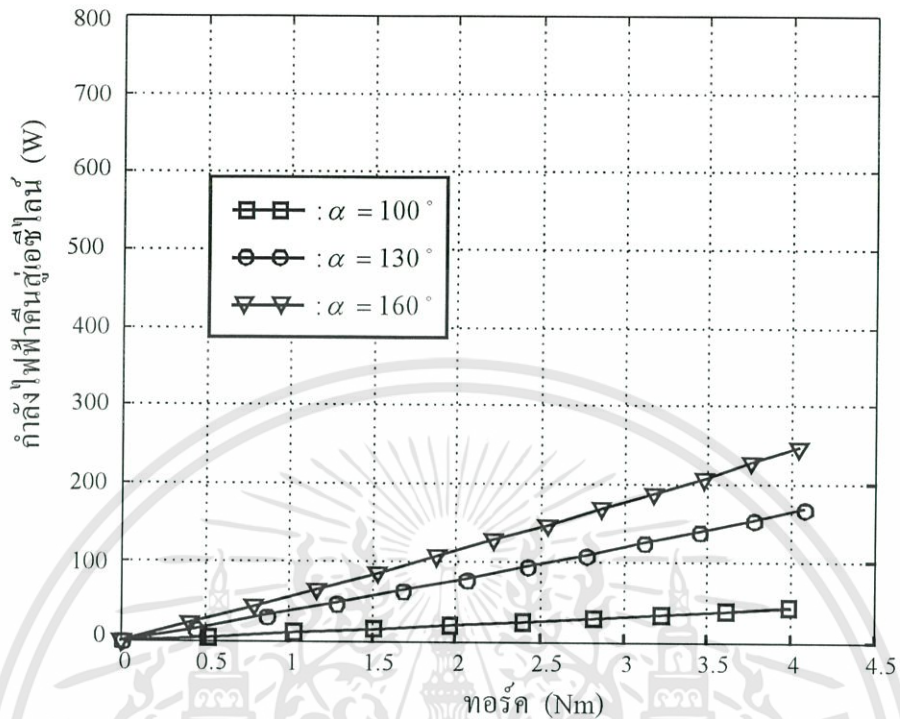


รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้ที่ป้อนกลับคืนตู้เอชีไลน์(P)และทอร์คของมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ a<sub>2</sub> = 1



รูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้ที่ป้อนกลับคืนตู้เอชีไลน์(P)และทอร์คของมอเตอร์ในระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ เมื่อ a<sub>2</sub> = 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) และทอร์คของมอเตอร์ในระบบคืนกำลังไฟฟ้าสถิตโดยใช้ไลน์คอมมิวเตชันอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $a_2 = 3$

### 3.3.3 การวิเคราะห์หาเพาเวอร์แפקเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบ

ค่าเพาเวอร์แפקเตอร์ทางด้านอินพุทและความสัมพันธ์ของกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในระบบขับเคลื่อนสามารถหาได้จากวงจรสมมูลทางด้านเอซี โดยในการหาวงจรสมมูลทางด้านเอซีนั้นจะเริ่มพิจารณาจากไดอะแกรมแสดงการไหลของกำลังไฟฟ้าและกลในระบบขับเคลื่อนแบบคืนกำลังไฟฟ้าสถิตที่แสดงในรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าค่ากำลังไฟฟ้ารวมที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังวงจรโรเตอร์ ( $P_{ag}$ ) จะเท่ากับผลรวมของค่ากำลังทางกล ( $P_{mech}$ ) ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดในวงจรโรเตอร์ ( $P_{R2}$ ) และค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ผ่านอินเวอร์เตอร์ ( $P_r$ ) ดังสมการ

$$P_{ag} = P_{mech} + P_{R2} + P_r \quad (3.39)$$

แทนค่า  $I_{dc}$  จากสมการ (3.21) และ  $V_{dc2}$  จากสมการ (3.19) ลงในสมการ (3.37) จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าที่คืนสู่เอซีไลน์ในรูปของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 P_r &= V_{dc2} I_{dc} \\
 &= \left( \frac{3\sqrt{6}V_1 |\cos\alpha|}{\pi a_2} \right) \left( \frac{\pi I_{21}}{\sqrt{6}} \right) \\
 &= \frac{3V_1 I_{21} |\cos\alpha|}{a_2} \quad (3.40)
 \end{aligned}$$

และกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดในวงจรโรเตอร์รวมกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียในความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำในวงจรกระแสดีซี ( $P_{R2}$ ) มีค่าดังสมการ

$$P_{R2} = 3I_2^2 R_2 + I_{dc}^2 R_f \quad (3.41)$$

และเมื่อแทนค่ากระแส  $I_{dc}$  จากสมการ (3.20) ลงในสมการ (3.41) แล้วจะได้สมการ

$$\begin{aligned}
 P_{R2} &= 3I_2^2 R_2 + \left( \sqrt{\frac{3}{2}} I_2 \right)^2 R_f \\
 &= 3I_2^2 R_2 + \frac{3}{2} I_2^2 R_f \\
 &= 3I_2^2 (R_2 + 0.5R_f) \quad (3.42)
 \end{aligned}$$

ค่า  $R_2 + 0.5R_f$  ในสมการ (3.42) คือค่าความต้านทานประสิทธิผลในวงจรโรเตอร์ต่อเฟสและเมื่อแทนค่ากระแส  $I_2$  จากสมการ (3.22) ลงในสมการ (3.42) จะได้กำลังไฟฟ้าสูญเสียนี้มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned}
 P_{R2} &= 3 \left( \frac{\pi}{3} I_{21} \right)^2 (R_2 + 0.5R_f) \\
 &= \frac{\pi^2}{3} I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) \quad (3.43)
 \end{aligned}$$

เนื่องจากค่าทอร์คและกำลังทางกลของมอเตอร์สร้างได้จากส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์เท่านั้น [3] โดยที่กำลังไฟฟ้าสลิปที่ได้จากส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์มีค่าดังสมการ

$$SP_{ag1} = 3I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + P_r$$

หรือ

$$P_{ag1} = \frac{3I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + P_r}{S} \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $P_{ag1}$  คือกำลังไฟฟ้ามูลฐานที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังโรเตอร์ แล้วจะได้กำลังทางกลของมอเตอร์ที่ได้จากส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์มีค่าดังสมการ

$$P_{mech} = (1 - S)P_{ag1} \quad (3.45)$$

แทนค่า  $P_{ag1}$  จากสมการ (3.44) ลงในสมการ (3.45) แล้วจะได้กำลังทางกลของมอเตอร์มีค่าดังสมการ

$$P_{mech} = [3I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) + P_r] \left( \frac{1-S}{S} \right) \quad (3.46)$$

แทนค่า  $P_r$  จากสมการ (3.40) ลงในสมการ (3.46) แล้วจะได้กำลังทางกลมีค่าดังสมการ

$$P_{mech} = 3 \left[ I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) + \frac{V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \left( \frac{1-S}{S} \right) \quad (3.47)$$

และเมื่อแทนค่า  $P_r$  จากสมการ (3.40) ค่า  $P_{R2}$  จากสมการ (3.43) และค่า  $P_{mech}$  จากสมการ (3.47) ลงในสมการ (3.39) จะได้กำลังไฟฟ้าสามเฟสที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังวงจรโรเตอร์ดังสมการ

$$\begin{aligned} P_{ag} &= 3 \left[ I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) + \frac{V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \left( \frac{1-S}{S} \right) \\ &\quad + \left[ \frac{\pi^2}{3} I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) \right] + \left[ \frac{3V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \\ &= \frac{3}{S} \left[ I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) + \frac{V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \\ &\quad - 3 \left[ I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) \right] - \left[ \frac{3V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \\ &\quad + \left[ \frac{\pi^2}{3} I_{21}^2(R_2 + 0.5R_f) \right] + \left[ \frac{3V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \\ &= 3 \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) I_{21}^2 \\ &\quad + \frac{3}{S} \left[ (R_2 + 0.5R_f) I_{21}^2 + \frac{V_1 I_{21}}{a_2} |\cos \alpha| \right] \end{aligned} \quad (3.48)$$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังวงจรโรเตอร์ ( $P_{ag}$ ) ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่มูลฐานจะมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 P_{ag} &= 3E_2 I_{21} \cos \theta_{21} \\
 &= 3E_1 I'_{21} \cos \theta_{21}
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

เมื่อ  $\theta_{21}$  คือมุมเฟสระหว่างแรงดัน  $E_2$  และกระแส  $I_{21}$

จากสมการ (3.49) เมื่อพิจารณาทางด้านวงจรโรเตอร์และจากสมการ (3.48) จะได้กำลังไฟฟ้าต่อเฟสที่จ่ายให้กับวงจรโรเตอร์มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned}
 E_2 I_{21} \cos \theta_{21} &= \left[ \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) \right] I_{21}^2 + \left[ \frac{(R_2 + 0.5R_f)}{S} \right] I_{21}^2 \\
 &\quad + \frac{[V_1 |\cos \alpha| / a_2]}{S} I_{21} \\
 &= R_A I_{21}^2 + \frac{R_B}{S} I_{21}^2 + \frac{V_2}{S} I_{21} \\
 &= \left( R_A + \frac{R_B}{S} \right) I_{21}^2 + \left( \frac{V_2}{S} \right) I_{21}
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

โดยที่

$$R_A = \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) \tag{3.51}$$

$$R_B = (R_2 + 0.5R_f) \tag{3.52}$$

และ

$$V_2 = \frac{V_1}{a_2} |\cos \alpha| \tag{3.53}$$

จากสมการ (3.49) และสมการ (3.50) เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าต่อเฟสที่จ่ายให้กับวงจรโรเตอร์ซึ่งย้ายมาไว้ทางด้านเดียวกับวงจรสเตเตอร์แล้วจะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned}
 E_1 I'_{21} \cos \theta_{21} &= R'_A I_{21}^2 + \frac{R'_B}{S} I_{21}^2 + \frac{V'_2}{S} I_{21} \\
 &= \left( R'_A + \frac{R'_B}{S} \right) I_{21}^2 + \left( \frac{V'_2}{S} \right) I_{21}
 \end{aligned} \tag{3.54}$$

โดยที่

$$R'_A = a_1^2 R_A \tag{3.55}$$

$$R'_B = a_1^2 R_B \tag{3.56}$$

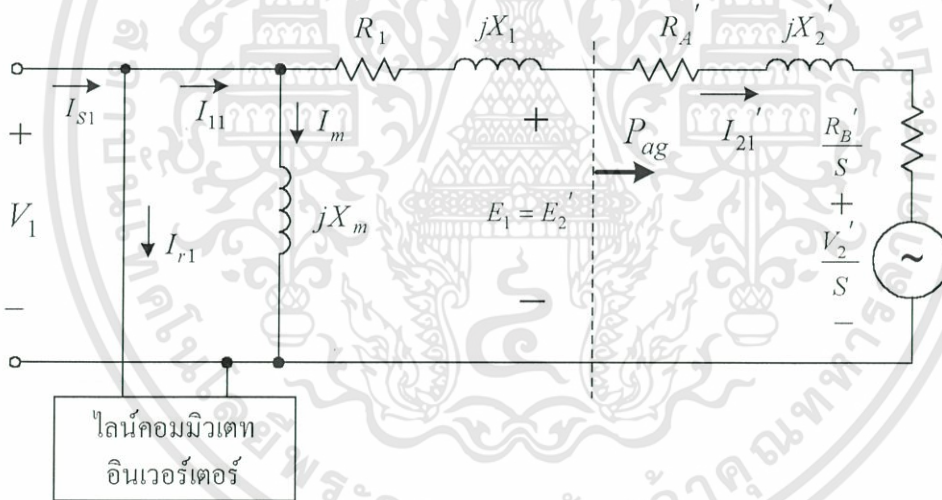
และจากสมการ (3.53) จะได้

$$V_2' = a_1 V_2 = a_1 \left( \frac{V_1}{a_2} |\cos \alpha| \right) = a V_1 |\cos \alpha| \quad (3.57)$$

โดยที่

$$a = \frac{a_1}{a_2}$$

จากสมการ (3.54) สามารถแสดงวงจรสมมูลที่ความถี่มูลฐานต่อเฟสของมอเตอร์ที่ย้ายวงจรโรเตอร์ไปไว้ทางด้านสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.13 โดยที่ค่าความต้านทาน ( $R_B'/S$ ) คือส่วนประกอบของวงจรสมมูลที่เป็นผลรวมของกำลังทางกลและกำลังไฟฟ้าสูญเสียในความต้านทานของวงจรโรเตอร์ซึ่งเกิดจากส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ส่วนค่าความต้านทาน  $R_A'$  คือส่วนประกอบของวงจรสมมูลที่เป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียในความต้านทานของวงจรโรเตอร์ซึ่งเกิดจากส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสในวงจรโรเตอร์ ส่วนในเทอมสุดท้ายของสมการนี้จะเป็นกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์ของระบบขับเคลื่อนซึ่งคือแหล่งจ่ายแรงดัน ( $V_2'/S$ ) [3,11]



รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลต่อเฟสที่ย้ายไปรวมไว้ทางด้านสเตเตอร์ของระบบขับเคลื่อนแบบกินกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลนคอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.13 สามารถหาส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I_{21}'$ ) ได้ดังนี้

$$\left[ \left( R_1 + R_A' + \frac{R_B'}{S} \right) I_{21}' + \frac{V_2'}{S} \right]^2 + \left[ (X_1 + X_2') I_{21}' \right]^2 = V_1^2$$

หรือ

$$\left[RI'_{21} + V_{eq}\right]^2 + \left[XI'_{21}\right]^2 = V_1^2 \quad (3.58)$$

โดยที่

$$R = R_1 + R'_A + \frac{R'_B}{S}$$

$$V_{eq} = \frac{V'_2}{S}$$

และ

$$X = X_1 + X'_2$$

จากสมการ (3.58) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\left(RI'_{21}\right)^2 + 2RI'_{21}V_{eq} + V_{eq}^2 + \left(XI'_{21}\right)^2 - V_1^2 = 0$$

หรือ

$$\left(R^2 + X^2\right)I_{21}'^2 + 2RI'_{21}V_{eq} - \left(V_1^2 - V_{eq}^2\right) = 0 \quad (3.59)$$

ทำการแก้สมการ (3.59) แล้วจะได้ขนาดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$I'_{21} = \frac{-V_{eq}R + \sqrt{V_{eq}^2R^2 + (R^2 + X^2)(V_1^2 - V_{eq}^2)}}{(R^2 + X^2)} \quad (3.60)$$

และมุมเฟสมีค่าเท่ากับ

$$\phi_{21} = \tan^{-1} \left( \frac{I'_{21}X}{V_{eq} + I'_{21}R} \right) \quad (3.61)$$

กระแสส่วนที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก ( $I_m$ ) ในวงจรสมมูลของมอเตอร์ในรูปแบบที่ 3.13 สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\bar{I}_m = \frac{V_1}{jX_m} = \frac{V_1}{X_m} \angle -90^\circ \quad (3.62)$$

จากวงจรสมมูลรูปที่ 3.13 จะมีส่วนประกอบมูลฐานของกระแสทางด้านสเตเตอร์ ( $I_{11}$ ) เท่ากับผลรวมของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I'_{21}$ ) และกระแสที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก ( $I_m$ ) ดังสมการ

$$\bar{I}_{11} = \bar{I}'_{21} + \bar{I}_m = I_{11} \angle -\phi_1 \quad (3.63)$$

โดยที่

$$I_{11} \cos \phi_1 = I'_{21} \cos \phi_{21}$$

และ

$$\begin{aligned} I_{11} \sin \phi_1 &= I'_{21} \sin \phi_{21} + I_m \\ &= I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้ขนาดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสทางด้านสเตเตอร์ ( $I_{11}$ ) ดังสมการ

$$\begin{aligned} I_{11} &= \sqrt{(I_{11} \cos \phi_1)^2 + (I_{11} \sin \phi_1)^2} \\ &= \sqrt{(I'_{21} \cos \phi_{21})^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} \right)^2} \end{aligned} \quad (3.64)$$

และมุมเฟสของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสทางด้านสเตเตอร์นี้สามารถหาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \tan^{-1} \left( \frac{I_{11} \sin \phi_1}{I_{11} \cos \phi_1} \right) \\ &= \tan^{-1} \left[ \frac{I'_{21} \sin \phi_{21} + (V_1/X_m)}{I'_{21} \cos \phi_{21}} \right] \end{aligned} \quad (3.65)$$

กระแสเฟสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์จะมีลักษณะรูปคลื่นเป็นสตีปเหมือนกับรูปคลื่นของกระแสในวงจรโรเตอร์ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $I_{dc}$  แต่เฟสจะล่าหลังแรงดัน  $V_1$  เป็นมุม  $\alpha + 30$  องศาและเมื่อกระแสนี้จ่ายผ่านหม้อแปลงแล้วจะได้แอมพลิจูดเท่ากับ  $I_{dc}/a_2$  ซึ่งสามารถแสดงเปรียบเทียบกับแรงดันเฟสของแหล่งจ่ายได้ดังรูปที่ 3.14 และสามารถหาส่วนประกอบมูลฐานของกระแสนี้ได้จากสมการ

$$\bar{I}_{r1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right) \angle -\alpha \quad (3.66)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคี่และส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสในวงจรโรเตอร์ในสมการ (3.21) เมื่อแทนค่าลงในสมการ (3.66) จะสามารถแสดงส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ผ่านหม้อแปลงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}\bar{I}_{r1} &= \frac{\sqrt{6}}{\pi a_2} \left( \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{21} \right) \angle -\alpha \\ &= \frac{I_{21}}{a_2} \angle -\alpha\end{aligned}\quad (3.67)$$

เมื่อแทน  $I_{21} = a_1 I'_{21}$  ลงในสมการ (3.67) จะได้สมการ

$$\begin{aligned}\bar{I}_{r1} &= \frac{(a_1 I'_{21})}{a_2} \angle -\alpha \\ &= a I'_{21} \angle -\alpha\end{aligned}\quad (3.68)$$

กระแสอินพุทของระบบที่จ่ายออกจากแหล่งจ่าย ( $I_{S1}$ ) เท่ากับผลรวมของเฟสเซอร์กระแสทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ของระบบดังสมการ

$$\bar{I}_{S1} = \bar{I}_{11} + \bar{I}_{r1} = I_{S1} \angle -\phi_S \quad (3.69)$$

โดยที่

$$I_{S1} \cos \phi_S = I_{11} \cos \phi_1 - I_{r1} |\cos \alpha|$$

และ

$$I_{S1} \sin \phi_S = I_{11} \sin \phi_1 + I_{r1} \sin \alpha$$

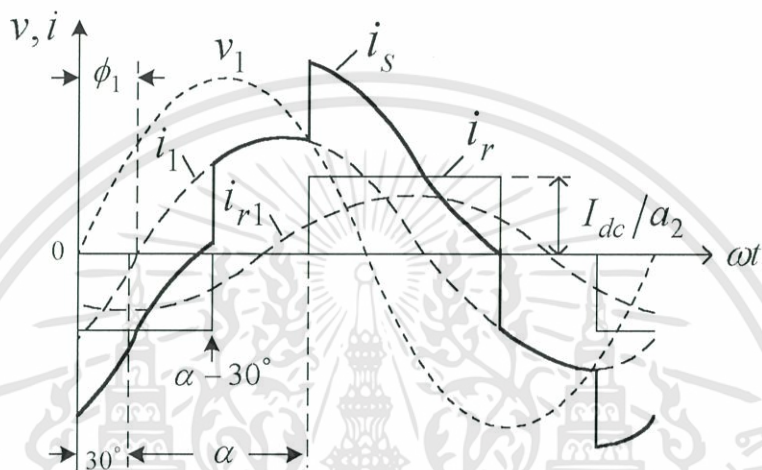
ดังนั้นจะได้ขนาดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสอินพุท ( $I_{S1}$ ) มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned}I_{S1} &= \sqrt{(I_{S1} \cos \phi_S)^2 + (I_{S1} \sin \phi_S)^2} \\ &= \sqrt{(I_{11} \cos \phi_1 - I_{r1} |\cos \alpha|)^2 + (I_{11} \sin \phi_1 + I_{r1} \sin \alpha)^2} \\ &= \sqrt{(I'_{21} \cos \phi_{21} - I_{r1} |\cos \alpha|)^2 + (I'_{21} \sin \phi_{21} + I_m + I_{r1} \sin \alpha)^2} \\ &= \sqrt{(I'_{21} \cos \phi_{21} - a I'_{21} |\cos \alpha|)^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} + a I'_{21} \sin \alpha \right)^2}\end{aligned}\quad (3.70)$$

และมุมเฟสของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสอินพุทนี้สามารถหาได้จากสมการ

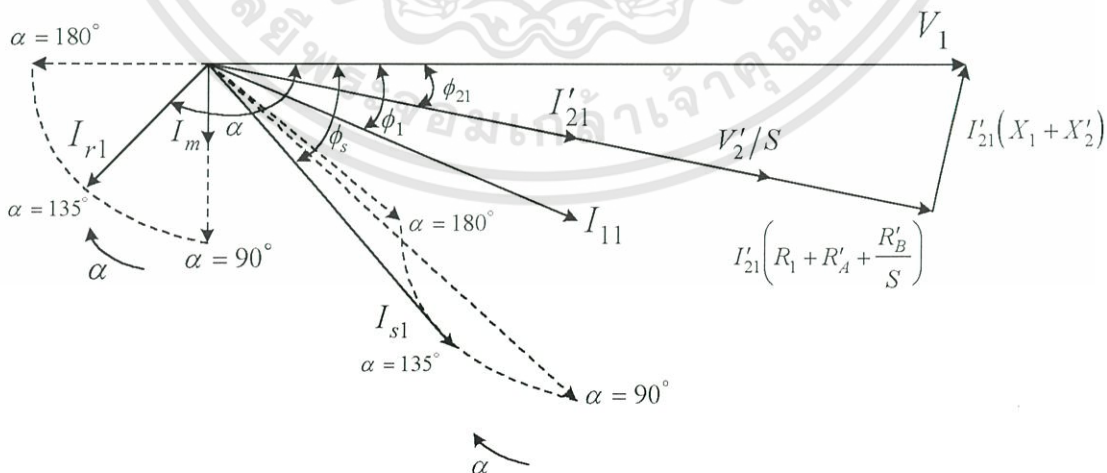
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \phi_S &= \tan^{-1} \left( \frac{I_{S1} \sin \phi_S}{I_{S1} \cos \phi_S} \right) \\
 &= \tan^{-1} \left( \frac{I_{11} \sin \phi_1 + I_{r1} \sin \alpha}{I_{11} \cos \phi_1 - I_{r1} |\cos \alpha|} \right) \\
 &= \tan^{-1} \left( \frac{I'_{21} \sin \phi_{21} + (V_1 / X_m) + aI'_{21} \sin \alpha}{I'_{21} \cos \phi_{21} - aI'_{21} |\cos \alpha|} \right) \quad (3.71)
 \end{aligned}$$



รูปที่ 3.14 รูปคลื่นกระแสที่ป้อนกลับสู่เอชไอไลน์เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันเฟสและกระแสอินพุทมอเตอร์

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.13 และส่วนประกอบมูลฐานของกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรสมมูลที่มีค่าดังสมการ (3.60) - (3.71) สามารถแสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแสเหล่านี้ที่ค่าทอร์กของโหลดคงที่ได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในระบบขับเคลื่อนเมื่อทอร์กมีค่าคงที่

กำหนดให้แรงดันเฟส ( $v_1$ ) ในรูปที่ 3.14 เป็นเฟสเซอร์อ้างอิงมีค่าดังสมการ

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \quad (3.72)$$

ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสทางด้านสเตเตอร์มีค่าน้อยมาก [3] ดังนั้นจะได้กระแสทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ ( $i_1$ ) มีลักษณะรูปคลื่นเป็นไซน์ดังรูปที่ 3.14 และมีค่าดังสมการ

$$i_1 \approx i_{11} = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \quad (3.73)$$

กระแสอินพุทของระบบ ( $i_S$ ) เท่ากับผลรวมของกระแสทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ ( $i_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่ตู้ซีไลน์ ( $i_r$ ) ดังนั้นจากลักษณะรูปคลื่นกระแสในรูปที่ 3.14 จะได้กระแสอินพุทของระบบดังสมการ

$$\begin{aligned} i_S(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} && ; \phi_1 \leq \omega t \leq \left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) && ; \left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \leq \omega t \leq \left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) + \frac{I_{dc}}{a_2} && ; \left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \leq \omega t \leq (\pi + \phi_1) \end{aligned} \quad (3.74)$$

และสามารถหาค่า rms ของกระแสอินพุทของระบบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_{S(rms)}^2 &= \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\phi_1}^{\alpha - \pi/6} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t \right. \\ &\quad + \int_{\alpha - \pi/6}^{\alpha + \pi/6} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \right)^2 d\omega t \\ &\quad \left. + \int_{\alpha + \pi/6}^{\phi_1 + \pi} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) + \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t \right] \\ &= \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\phi_1}^{\phi_1 + \pi} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t + \int_{\phi_1}^{\alpha - \pi/6} \frac{I_{dc}^2}{a_2^2} d\omega t \right. \\ &\quad + \int_{\alpha + \pi/6}^{\phi_1 + \pi} \frac{I_{dc}^2}{a_2^2} d\omega t - \int_{\phi_1}^{\alpha - \pi/6} \frac{2\sqrt{2}I_1 I_{dc}}{a_2} \sin(\omega t - \phi_1) d\omega t \\ &\quad \left. + \int_{\alpha + \pi/6}^{\phi_1 + \pi} \frac{2\sqrt{2}I_1 I_{dc}}{a_2} \sin(\omega t - \phi_1) d\omega t \right] \\ &= I_1^2 + \frac{2}{3} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 + \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_1 \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right) \cos(\alpha - \phi_1) \end{aligned} \quad (3.75)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคี่และส่วนประกอบมูลฐานของกระแสไฟในวงจรโรเตอร์ในสมการ (3.21) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{I_{dc}}{a_2} &= \frac{(\pi/\sqrt{6})I_{21}}{a_2} \\ &= \left(\frac{\pi}{\sqrt{6}}\right)\left(\frac{a_1}{a_2}\right)\left(\frac{I_{21}}{a_1}\right) \\ &= \left(\frac{\pi}{\sqrt{6}}\right)aI'_{21} \end{aligned} \quad (3.76)$$

โดยที่

$$a = a_1/a_2 \quad \text{และ} \quad I'_{21} = I_{21}/a_1$$

แทนค่า  $I_{dc}/a_2$  จากสมการ (3.76) ลงในสมการ (3.75) จะได้สมการ

$$\begin{aligned} I_S^2 &= I_1^2 + \frac{2}{3} \left[ \frac{\pi}{\sqrt{6}} a I'_{21} \right]^2 + \frac{2\sqrt{6}}{\pi} I_1 \left[ \frac{\pi}{\sqrt{6}} a I'_{21} \right] \cos(\alpha - \phi_1) \\ &= I_1^2 + \frac{\pi^2}{9} a^2 I_{21}^2 + 2aI_1 I'_{21} \cos(\alpha - \phi_1) \end{aligned} \quad (3.77)$$

ดังนั้นจะได้ค่า rms ของกระแสอินพุทของระบบคังสมการ

$$I_S = \sqrt{\left[ I_1^2 + \frac{\pi^2}{9} a^2 I_{21}^2 + 2aI_1 I'_{21} \cos(\alpha - \phi_1) \right]} \quad (3.78)$$

เมื่อแทนค่ากระแส  $I_1=I_{11}$  จากสมการ (3.64) และค่า  $\phi_1$  จากสมการ (3.65) ลงในสมการ (3.78) จะได้สมการ

$$\begin{aligned} I_S &= \left[ (I'_{21} \cos \phi_{21})^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} \right)^2 + \frac{\pi^2}{9} a^2 I_{21}^2 \right. \\ &\quad \left. + 2a \sqrt{(I'_{21} \cos \phi_{21})^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} \right)^2} I'_{21} \cos \left[ \alpha - \tan^{-1} \left( \frac{I'_{21} \sin \phi_{21} + (V_1/X_m)}{I'_{21} \cos \phi_{21}} \right) \right] \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (3.79)$$

แรงดันเฟสที่จ่ายให้กับระบบขับเคลื่อน ( $v_1$ ) มีลักษณะรูปคลื่นเป็นชานน้ขะที่กระแสอินพุท ( $i_s$ ) ของระบบเกิดจากผลรวมของกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $I_r$ ) ซึ่งลักษณะรูปคลื่นไม่เป็นชานน้ [16,17] จะสามารถคำนวณหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ( $pf$ ) ของระบบขับเคลื่อนได้จากสมการ

$$\begin{aligned} pf &= \frac{3V_1 I_{S1} \cos \phi_S}{3V_1 I_S} \\ &= \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_S = \mu \cos \phi_S \end{aligned} \quad (3.80)$$

โดยที่

$$\mu = \frac{I_{S1}}{I_S} = \text{distortion factor}$$

และ

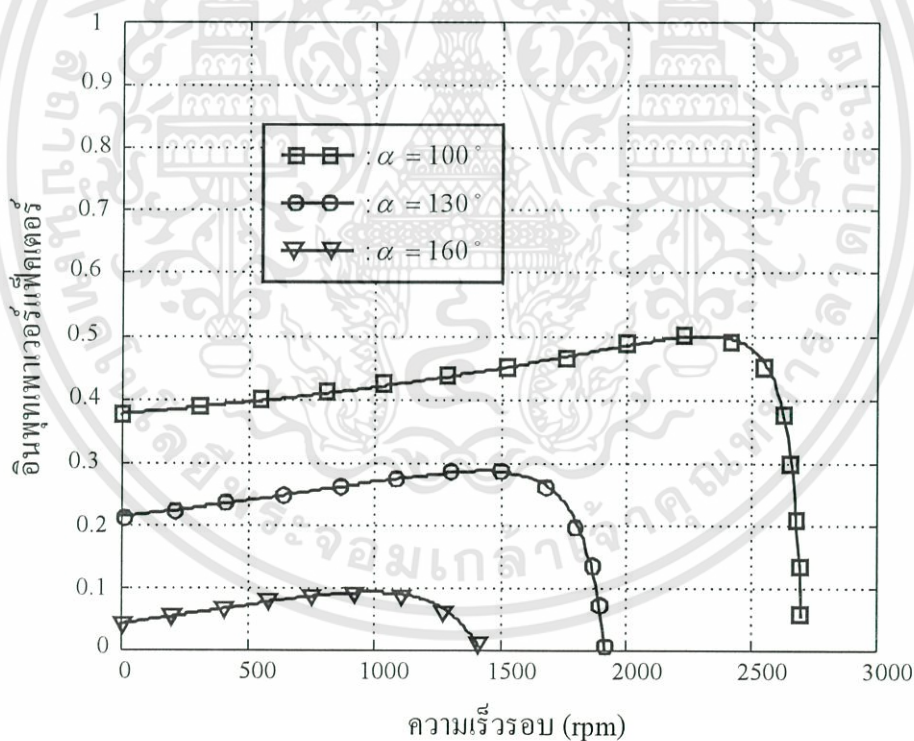
$$\cos \phi_S = \text{displacement factor}$$

เมื่อแทนค่า  $I_{S1}$  จากสมการ (3.70) ค่า  $\phi_S$  จากสมการ (3.71) และค่า  $I_S$  จากสมการ (3.79) ลงในสมการ (3.80) จะได้อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบมีค่าดังสมการ

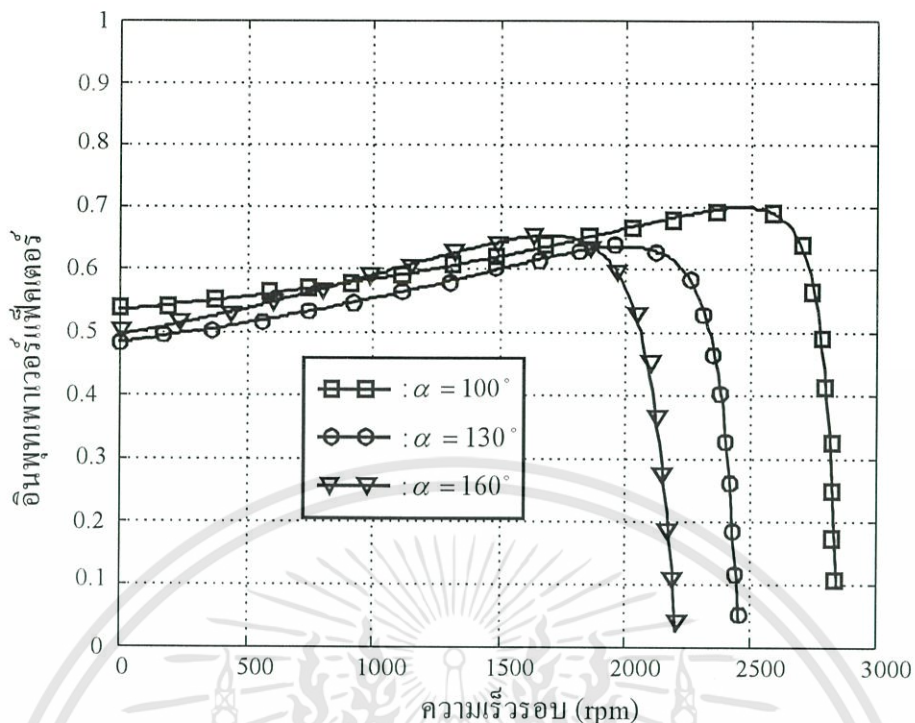
$$\begin{aligned} pf &= \frac{\left[ \sqrt{\left( I'_{21} \cos \phi_2 - a I'_{21} |\cos \alpha| \right)^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_2 + \frac{V_1}{X_m} + a I'_{21} \sin \alpha \right)^2} \right]}{\left[ \left( I'_{21} \cos \phi_2 \right)^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_2 + \frac{V_1}{X_m} \right)^2 + \frac{\pi^2}{9} a^2 I'_{21}{}^2 + \right.} \\ &\quad \left. 2a \sqrt{\left( I'_{21} \cos \phi_2 \right)^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_2 + \frac{V_1}{X_m} \right)^2} I'_{21} \cos \left( \alpha - \tan^{-1} \left( \frac{I'_{21} \sin \phi_2 + (V_1/X_m)}{I'_{21} \cos \phi_2} \right) \right) \right]^{1/2}} \\ &\quad \times \cos \left[ \tan^{-1} \left( \frac{I'_{21} \sin \phi_2 + (V_1/X_m) + a I'_{21} \sin \alpha}{I'_{21} \cos \phi_2 - a I'_{21} |\cos \alpha|} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.81)$$

โดยที่ค่าของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I'_{21}$ ) และมุมเฟส ( $\phi_{21}$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.60) และ (3.61) ตามลำดับ

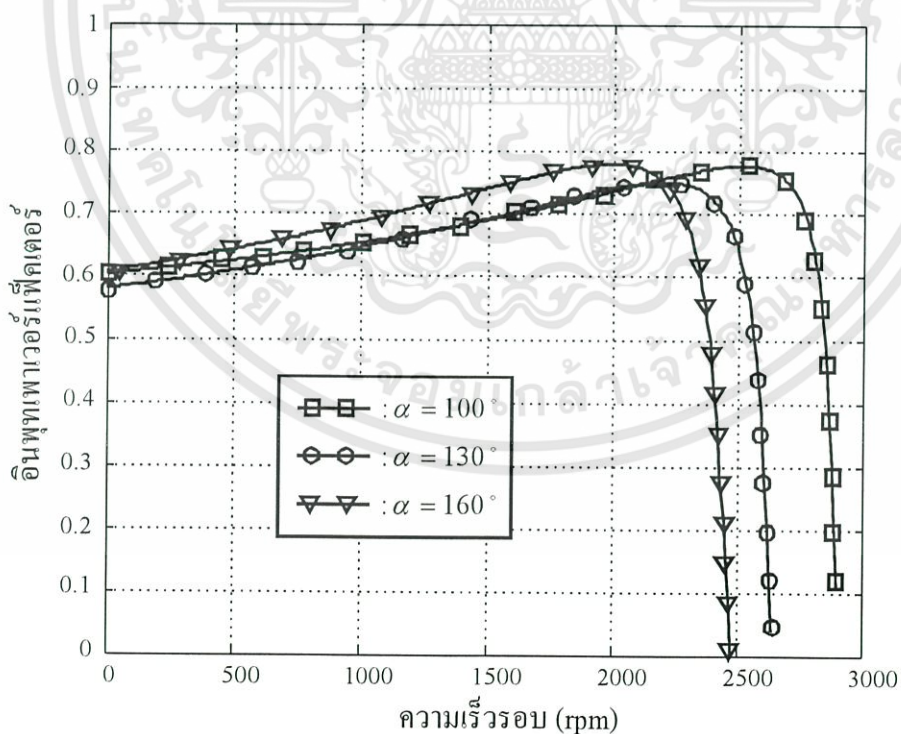
ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ในสมการ (3.81) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปริงขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเดลต้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะล๊อคโรเตอร์ได้ค่า  $R_1 = 5.2 \Omega$ ,  $R'_2 = 3.6 \Omega$ ,  $X_1 = 3.53 \Omega$ ,  $X'_2 = 3.53 \Omega$ ,  $X_m = 159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีหาได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์-แอมป์ ได้ค่า  $R_f = 0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุท จะสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์นี้เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสที่ป้อนกลับไปยังเอซีไลน์ในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา ได้ดังรูปที่ 3.16 กรณีที่อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลง  $a_2 = 1$  รูปที่ 3.17 กรณี  $a_2 = 2$  และรูปที่ 3.18 กรณี  $a_2 = 3$



รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ  $a_2 = 1$



รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ  $a_2 = 2$



รูปที่ 3.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อ  $a_2 = 3$

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบและความเร็วรอบมอเตอร์ดังรูปที่ 3.16 ซึ่งเป็นกรณีที่ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลงเท่ากับ 1 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟสของอินเวอร์เตอร์จาก 90 องศา ถึง 180 องศา จะทำให้ค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด ( $s_0$ ) เปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง  $a_1/\sqrt{3}a_2$  ที่ค่ามุมเลื่อนเฟสของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 90 องศา จะทำให้อินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของระบบขับเคลื่อนมีค่าต่ำกว่าค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของมอเตอร์ เนื่องจากกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟทางด้านอินพุทของระบบยังคงมีค่าเท่ากับที่มอเตอร์ใช้ไป แต่กำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟทางด้านอินพุทของระบบจะต้องจ่ายให้มอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ด้วย และเมื่อมุมเลื่อนเฟสของอินเวอร์เตอร์มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของระบบลดลงอีกเนื่องจากกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟทางด้านอินพุทของระบบ ( $P_{in}$ ) เท่ากับผลต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟที่ใช้ไปโดยมอเตอร์ ( $P_S$ ) และที่ป้อนคืนมาจากวงจรโรเตอร์ผ่านอินเวอร์เตอร์ ( $P_r$ ) แต่กำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟทางด้านอินพุทของระบบ ( $Q_{in}$ ) เท่ากับผลรวมของกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟที่ใช้ไปโดยมอเตอร์ ( $Q_S$ ) และอินเวอร์เตอร์ ( $Q_r$ ) ซึ่งเป็นข้อเสียหลักของระบบขับเคลื่อนแบบนี้มีค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทต่ำ [3] และเมื่อเพิ่มอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดของหม้อแปลงให้ มีค่ามากขึ้นดังกราฟรูปที่ 3.17 ถึง 3.18 จะเห็นได้ว่าเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของอินเวอร์เตอร์จาก 90 องศา ถึง 180 องศา จะทำให้ค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดเปลี่ยนแปลงในย่านที่แคบลง และแต่ละค่าของการปรับมุมเลื่อนเฟสของอินเวอร์เตอร์จะได้ค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนที่สูงขึ้น

### 3.3.4 การวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบ

ถ้าไม่คิดกำลังสูญเสียทางกลและกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็กแล้วจะได้ประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) ของระบบขับเคลื่อนมีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{mech}}{P_{in}} \\ &= \frac{P_{mech}}{P_S - P_r} > \frac{P_{mech}}{P_S} \end{aligned} \quad (3.82)$$

โดยที่ กำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปโดยมอเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$P_S = P_{in} + P_r \quad (3.83)$$

จากสมการ (3.83) จะเห็นได้ว่าเมื่อมีกำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่าย ( $P_r$ ) จะทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุทของระบบน้อยกว่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ( $P_{in} < P_S$ ) ทำให้ประสิทธิภาพของระบบมีค่าสูงกว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์

จากกำลังทางกลในสมการ(3.47) เมื่อพิจารณาทางด้านสเตเตอร์จะได้กำลังทางกลมีค่าดัง  
สมการ

$$P_{mech} = 3 \left[ I_{21}'^2 R_B' + V_2' I_{21}' \right] \left[ \frac{1-S}{S} \right] \quad (3.84)$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.13 จะได้กำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปโดยมอเตอร์ ( $P_S$ ) มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} P_S &= P_{ag} + P_{R1} \\ &= 3 \left[ \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} \right) I_{21}'^2 + \left( \frac{V_2'}{S} \right) I_{21}' + I_{21}'^2 R_1 \right] \end{aligned} \quad (3.85)$$

เมื่อ  $P_{R1}$  คือกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ และจะได้กำลังไฟฟ้าอินพุทของระบบขับเคลื่อน  
มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_S - P_r \\ &= 3 \left[ \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} \right) I_{21}'^2 + \left( \frac{V_2'}{S} \right) I_{21}' + I_{21}'^2 R_1 - V_2' I_{21}' \right] \\ &= 3 \left[ I_{21}'^2 \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} + R_1 \right) + \left( \frac{1-S}{S} \right) V_2' I_{21}' \right] \end{aligned} \quad (3.86)$$

เมื่อแทนค่ากำลังทางกลจากสมการ (3.84) และกำลังไฟฟ้าอินพุทจากสมการ (3.86) ลงในสมการ  
(3.82) จะได้ประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนมีค่าดังสมการ

$$\eta = \frac{\left( I_{21}'^2 R_B' + V_2' I_{21}' \right) \left( \frac{1-S}{S} \right)}{I_{21}'^2 \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} + R_1 \right) + \left( \frac{1-S}{S} \right) V_2' I_{21}'} \quad (3.87)$$

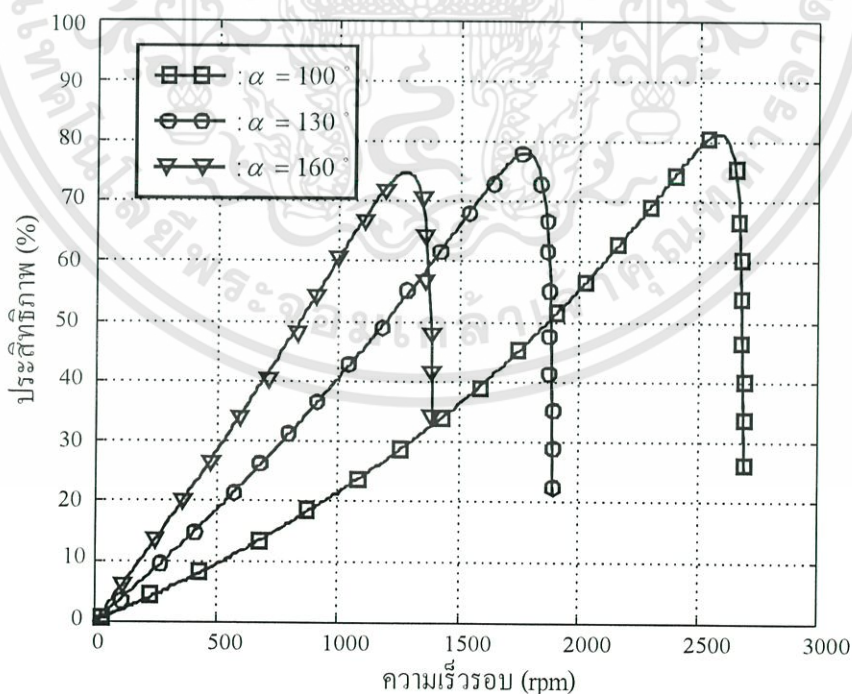
เมื่อแทนค่า  $R_A'$  จากสมการ (3.55)  $R_B'$  จากสมการ (3.56) และ  $V_2'$  จากสมการ (3.57) ลงใน  
สมการ (3.87) จะได้ประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนมีค่าดังสมการ

$$\eta = \frac{\left[ I_{21}'^2 a_1^2 (R_2 + 0.5R_f) + \left( \frac{a_1}{a_2} V_1 |\cos \alpha| \right) I_{21}' \right] \left( \frac{1-S}{S} \right)}{I_{21}'^2 \left[ a_1^2 \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) + \frac{a_1^2 (R_2 + 0.5R_f)}{S} + R_1 \right] + \left( \frac{1-S}{S} \right) \left( \frac{a_1}{a_2} V_1 |\cos \alpha| \right) I_{21}'} \quad (3.88)$$

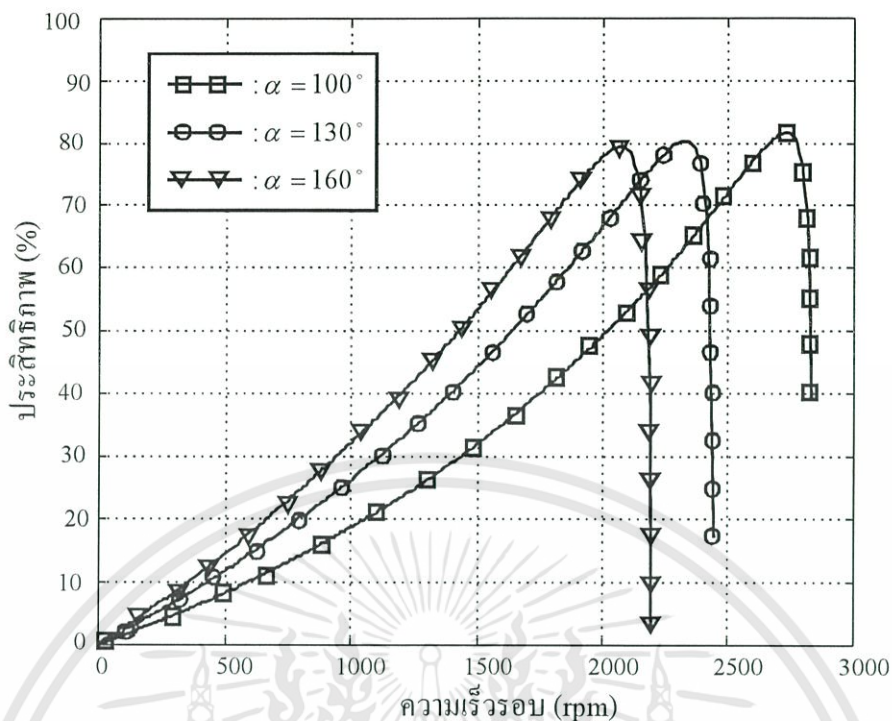
โดยที่ค่าของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I_{21}'$ ) สามารถหาได้จากสมการ (3.79)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนในสมการ (3.88) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเดลต้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะล๊อคโรเตอร์ได้ค่า  $R_1=5.2 \Omega$ ,  $R'_2=3.6 \Omega$ ,  $X_1=3.53 \Omega$ ,  $X'_2=3.53 \Omega$ ,  $X_m=159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีซึ่งได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์ - แอมป์ ได้ค่า  $R_f=0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต และเมื่อทดสอบขณะไม่มีโหลดและทำการปรับความเร็วรอบมอเตอร์นี้ ปรากฏว่ากำลังสูญเสียเนื่องจากการหมุน (กำลังสูญเสียทางกลรวมกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก) มีค่าขึ้นอยู่กับความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อนำกำลังสูญเสียเนื่องจากการหมุนนี้ไปคำนวณหาประสิทธิภาพร่วมกับสมการ (3.88) แล้วสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความเร็วรอบมอเตอร์นี้เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของอินเวอร์เตอร์ในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา ได้ดังรูปที่ 3.19 กรณีสที่อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลง  $a_2=1$  รูปที่ 3.20 กรณีสที่  $a_2 = 2$  และรูปที่ 3.21 กรณีสที่  $a_2 = 3$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำๆ เนื่องจากการปรับมุมเลื่อนเฟสให้มีค่าเพิ่มขึ้น จะให้ค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนแบบนี้มีค่าต่ำลง แต่อย่างไรก็ตาม ค่าประสิทธิภาพที่ความเร็วรอบต่ำๆ ของระบบขับเคลื่อนแบบนี้จะมีค่าสูงกว่าของระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการปรับแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ [3]

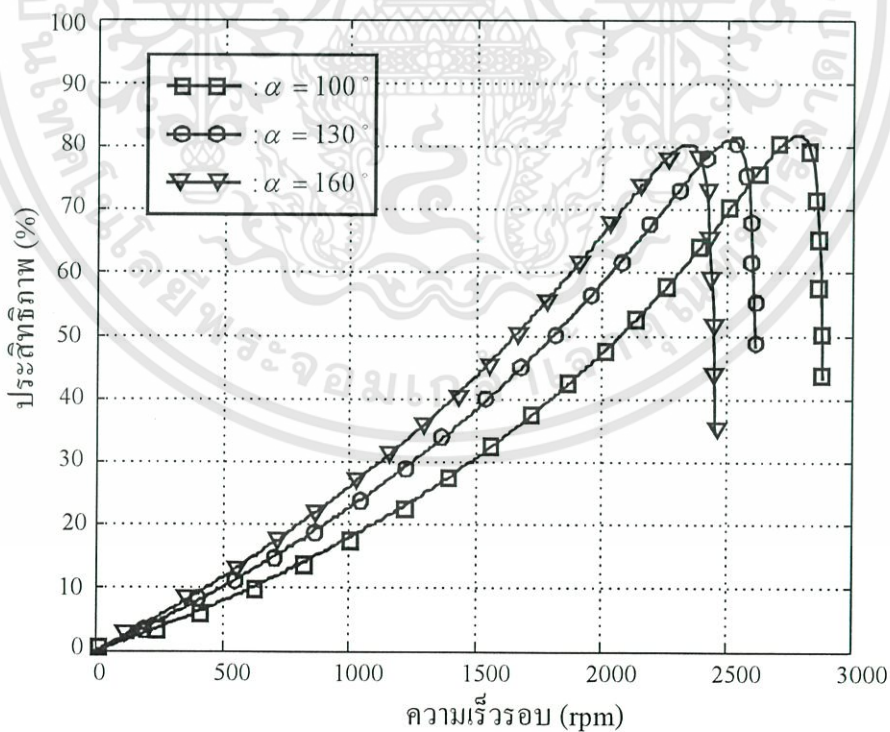


รูปที่ 3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อ  $a_2 = 1$



รูปที่ 3.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์

เมื่อ  $a_2 = 2$



รูปที่ 3.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์

เมื่อ  $a_2 = 3$

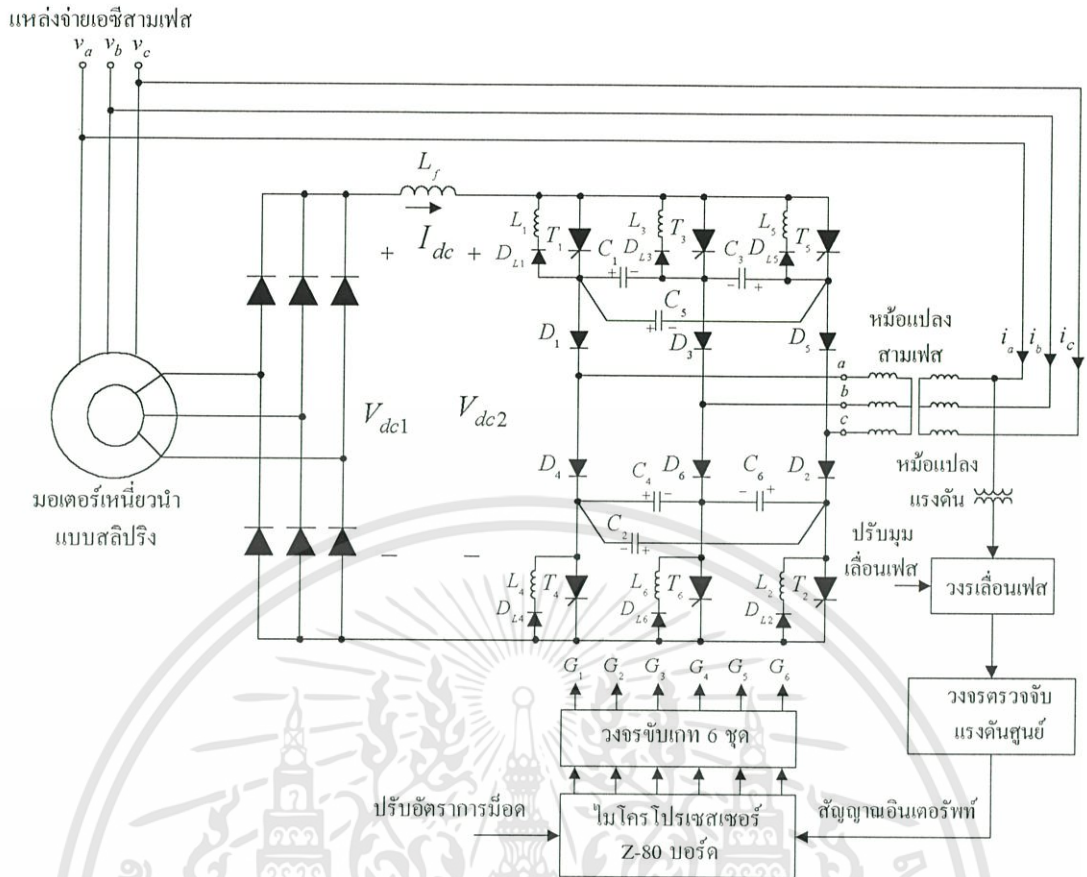
## การออกแบบวิเคราะห์และประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการ ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป

### 4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบวิเคราะห์และประยุกต์ใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปซึ่งเป็นเทคนิคที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ อันประกอบด้วย โครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป รูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้และวิธีการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ที่สามารถปรับได้ทั้งมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) และอัตราการมอด(m)ของสัญญาณ การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของระบบขับเคลื่อนนี้โดยใช้วงจรสมมูลทางด้านดีซีและทางด้านเอซีที่สภาวะการทำงานต่างๆ ของระบบในทางทฤษฎีเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบเครื่องต้นแบบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำในบทที่ 5 ต่อไป

### 4.2 ระบบและการทำงานของระบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิป

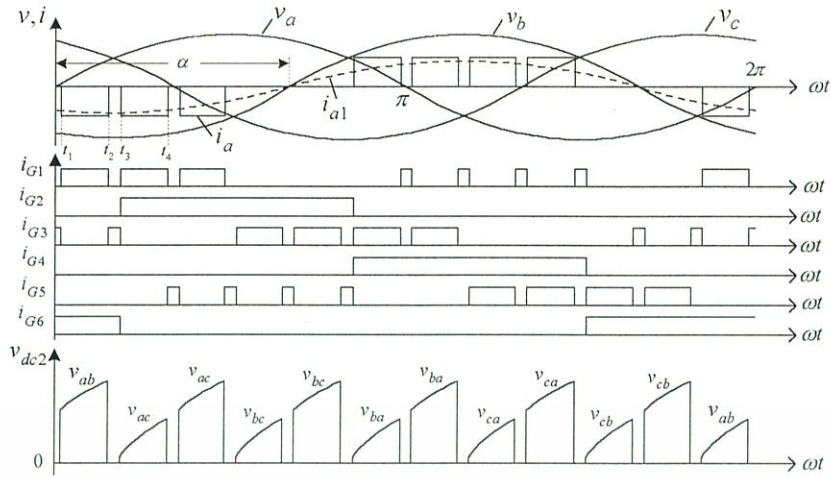
การปรับความเร็วรอบในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้สามารถแสดงระบบโดยรวมได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วย ไดโอดบริดจ์เรกติฟายเออร์สามเฟส ตัวเหนี่ยวนำซึ่งทำหน้าที่กรองกระแสดีซีจากรีกติฟายเออร์ วงจรกำลังของไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์พร้อมวงจรคอมมิวเตตและส่วนของวงจรที่ใช้ควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่สามารถปรับได้ทั้งมุมเลื่อนเฟสและอัตราการมอดจากไมโครโปรเซสเซอร์ วิธีการในการป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปจากวงจรโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเริ่มจากแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่เหนี่ยวนำขึ้นที่วงจรโรเตอร์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามค่าสลิปที่ความเร็วรอบใดๆ ถูกเรกติฟายโดยใช้ไดโอดบริดจ์เรกติฟายเออร์สามเฟสแล้วใช้ตัวเหนี่ยวนำ( $L_r$ ) ลดริบเปิลของกระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) ในดีซีลิงค์ กระแสดีซีลิงค์ที่จ่ายให้กับพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แล้วกำลังไฟฟ้าสลิปจากวงจรโรเตอร์จะถูกป้อนคืนผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังแหล่งจ่ายเอซีไลน์ผ่านหม้อแปลงสามเฟสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์



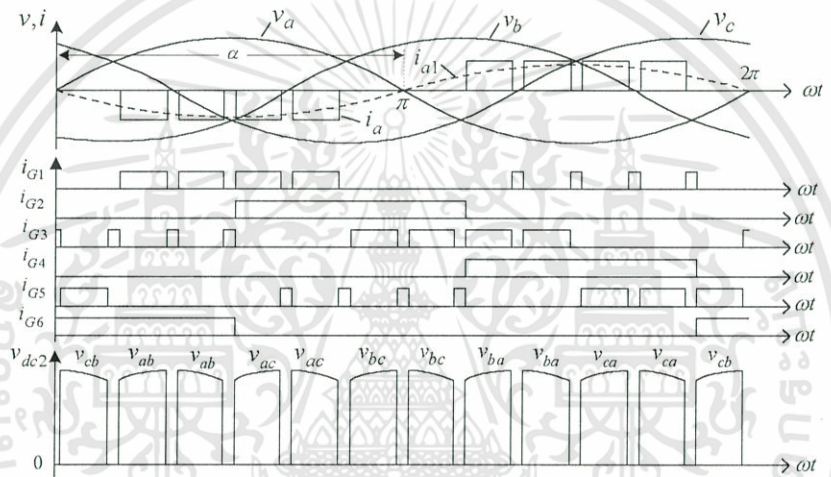
รูปที่ 4.1 ระบบของการประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลีป

รูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง 6 ตัวของอินเวอร์เตอร์ในงานวิจัยนี้จะใช้จำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิลของแรงดันเอซีไลน์เท่ากับ 4 และสามารถปรับอัตราการมอด(m)ได้ในย่าน 0 ถึง 1 ตลอดจนสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ทำหน้าที่ป้อนคั่นกำลังไฟฟ้าสลีปไปยังแหล่งจ่ายเอซีไลน์ได้ในย่าน 90 องศา ถึง 270 องศาโดยการปรับควบคุมจากไมโครโปรเซสเซอร์และวงจรถ่วงจับ ตัวอย่าง ที่อัตราการมอด(m) เท่ากับ 0.8 และมุมเลื่อนเฟสของกระแส ( $\alpha$ ) เท่ากับ 120 องศา 180 องศา และ 240 องศา สามารถแสดงรูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง 6 ตัว ( $i_{G1}$  ถึง  $i_{G6}$ ) รูปคลื่นของแรงดันทางด้านดีซี ( $v_{dc2}$ ) และทางด้านเอซีทั้งสามเฟสพร้อมทั้งกระแสในลักษณะพีดับบลิวเอ็มที่ทำหน้าที่ป้อนคั่นกำลังไฟฟ้าสลีปของเฟส a ได้ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งจะทำการควบคุมให้ทรานซิสเตอร์ในกลุ่มด้านบน ( $T_1$ ,  $T_3$  และ  $T_5$ ) นำกระแสและหยุดนำกระแส 4 ครั้งต่อครึ่งไซเคิลของแรงดันเฟสทางด้านเอซี ส่วนทรานซิสเตอร์ในกลุ่มด้านล่าง ( $T_2$ ,  $T_4$  และ  $T_6$ ) นั้นจะควบคุมให้นำกระแสและหยุดนำกระแส 1 ครั้งต่อครึ่งไซเคิลของแรงดันเฟสทางด้านเอซี โดยที่การทำงานในช่วงเวลา  $t_1$  ถึง  $t_2$  ในรูปที่ 4.2(ก) จะทำการควบคุมให้ทรานซิสเตอร์  $T_1$  และ  $T_6$  นำกระแสพร้อมกันจะทำให้

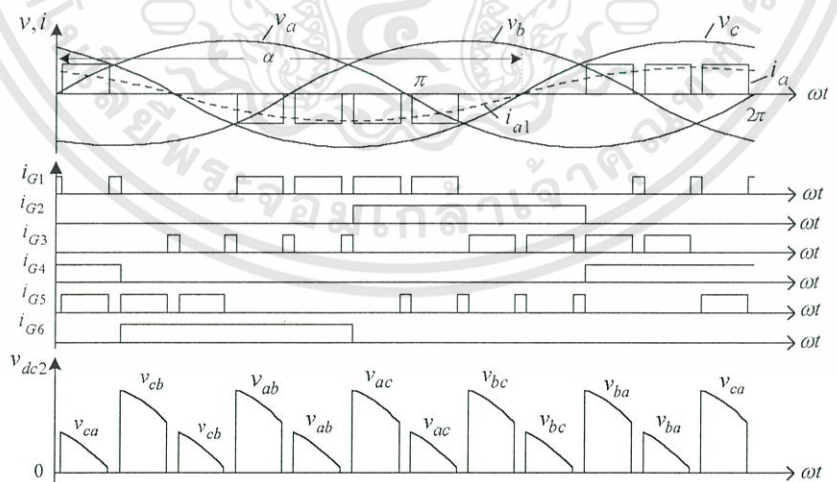
กระแสจากดีซีลิงค์ ( $I_{dc}$ ) ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_f$  ไทริสเตอร์  $T_1$  ไดโอด  $D_1$  เข้าเฟส a ของหม้อแปลงและออกจากเฟส b ของหม้อแปลง ไดโอด  $D_6$  และไทริสเตอร์  $T_6$  ตามลำดับ สามารถแสดงการนำกระแสที่สภาวะคงตัวของช่วงเวลานี้ได้ดังรูปที่ 4.4 ทำให้ได้กระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ของเฟส a เป็นบวกและของเฟส b เป็นลบ ในช่วงเวลานี้จะเห็นได้ว่าจากการที่ไทริสเตอร์  $T_1$  และไดโอด  $D_1$  นำกระแส แรงดันทางด้านเอซีจากหม้อแปลงเฟส a ถูกต่อไปยังขั้วบวกของด้านดีซีและจากการที่ไดโอด  $D_6$  และไทริสเตอร์  $T_6$  นำกระแส แรงดันทางด้านเอซีจากหม้อแปลงเฟส b ถูกต่อไปยังขั้วลบของด้านดีซี ดังนั้นในช่วงเวลา  $t_1$  ถึง  $t_2$  นี้จะทำให้ได้รับแรงดันทางด้านดีซีลิงค์ของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{dc2}$ ) เป็นบวกมีค่าเท่ากับแรงดันไลน์  $v_{ab}$  และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุคอมมิวเตท  $C_1$  มีขั้วคังแสดงในรูปที่ 4.1 จนกระทั่งที่เวลา  $t_2$  ไทริสเตอร์  $T_3$  ถูกควบคุมให้เริ่มนำกระแสทำให้ไทริสเตอร์  $T_1$  คอมมิวเตทโดยได้รับแรงดันไบอัสกลับจากตัวเก็บประจุ  $C_1$  ในช่วงเวลา  $t_2$  ถึง  $t_3$  นี้ไทริสเตอร์  $T_3$  และ  $T_6$  จะถูกควบคุมให้นำกระแสพร้อมกันแล้วจะทำให้กระแสจากดีซีลิงค์ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_f$  ไทริสเตอร์  $T_3$  ไดโอด  $D_3$  ไดโอด  $D_6$  และไทริสเตอร์  $T_6$  ตามลำดับ สามารถแสดงการนำกระแสที่สภาวะคงตัวของช่วงเวลานี้ได้ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นช่วงของฟรีวีลลิงค์จะไม่มีกำลังไฟฟ้าสลิปป้อนผ่านอินเวอร์เตอร์กลับคืนสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุคอมมิวเตท  $C_1$  มีขั้วตรงข้ามกับที่แสดงในรูปที่ 4.1 จนกระทั่งที่เวลา  $t_3$  ไทริสเตอร์  $T_1$  ถูกควบคุมให้เริ่มนำกระแสและไทริสเตอร์  $T_3$  คอมมิวเตทโดยได้รับแรงดันไบอัสกลับจากตัวเก็บประจุ  $C_1$  พร้อมกันนี้ ไทริสเตอร์  $T_2$  ถูกควบคุมให้เริ่มนำกระแสและไทริสเตอร์  $T_6$  คอมมิวเตทโดยได้รับแรงดันไบอัสกลับจากตัวเก็บประจุ  $C_6$  ส่วนการทำงานของไทริสเตอร์คู่อื่นๆ ที่เหลือจะมีการนำกระแสและการคอมมิวเตทเหมือนกันกับที่กล่าวมาข้างต้น สำหรับสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่อัตราการมีอด(m) เท่ากับ 1 และมุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) เท่ากับ 120 องศา 180 องศา และ 240 องศา สามารถแสดงรูปแบบของสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของไทริสเตอร์ทั้ง 6 ตัว รูปคลื่นของแรงดันทางด้านดีซี ( $v_{dc2}$ ) และทางด้านเอซีทั้งสามเฟสพร้อมทั้งกระแสที่ทำหน้าที่ป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปของเฟส a ได้ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะทำให้การควบคุมให้ไทริสเตอร์ทุกตัวนำกระแสและหยุดนำกระแส 1 ครั้งต่อครึ่งไซเคิลของแรงดันเฟสทางด้านเอซีของอินเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าที่อัตราการมีอดเท่ากับ 1 นี้จะได้อุปกรณ์ของกระแสที่ทำหน้าที่ป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปไปยังแหล่งจ่ายเอซีไลน์มีลักษณะเป็นสเตร็ปเหมือนกับรูปคลื่นของกระแสในระบบป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 3 แต่ในกรณีของอินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทจะสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสได้ในย่าน 90 องศา ถึง 180 องศา เท่านั้น



(ก) มุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสเท่ากับ 120 องศา



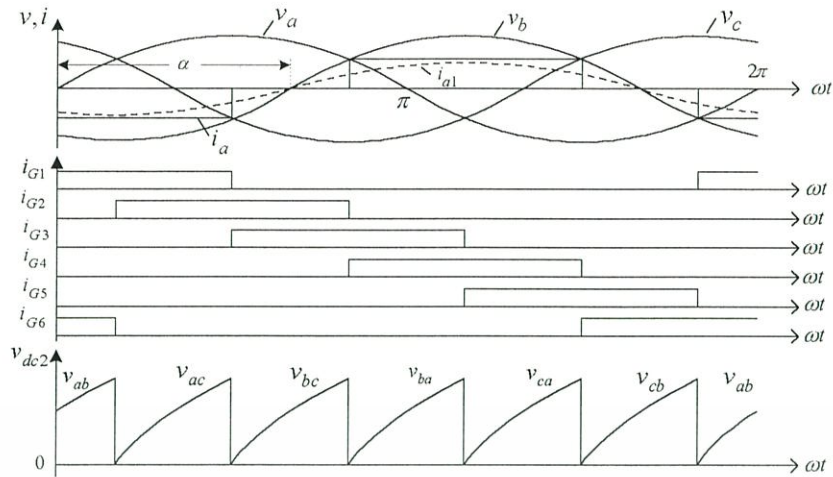
(ข) มุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสเท่ากับ 180 องศา



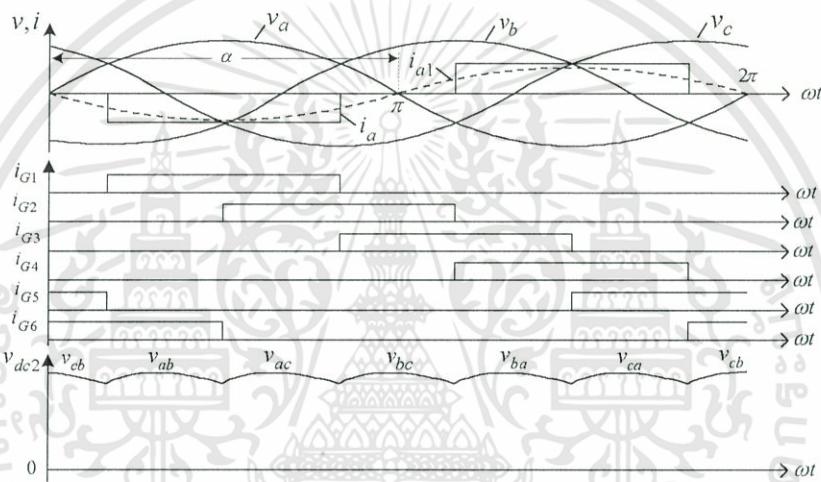
(ค) มุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสเท่ากับ 240 องศา

รูปที่ 4.2 รูปบนคือคลื่นของแรงดันสามเฟสและกระแสฟีดแบคดับลิเอ็มเฟส a รูปกลางคือสัญญาณฟีดแบคดับลิเอ็มเพื่อขับเกทไทรสเตอร์และรูปล่างคือแรงดันที่ซีลิ่งค์ ( $v_{dc2}$ ) เมื่อ  $m=0.8$

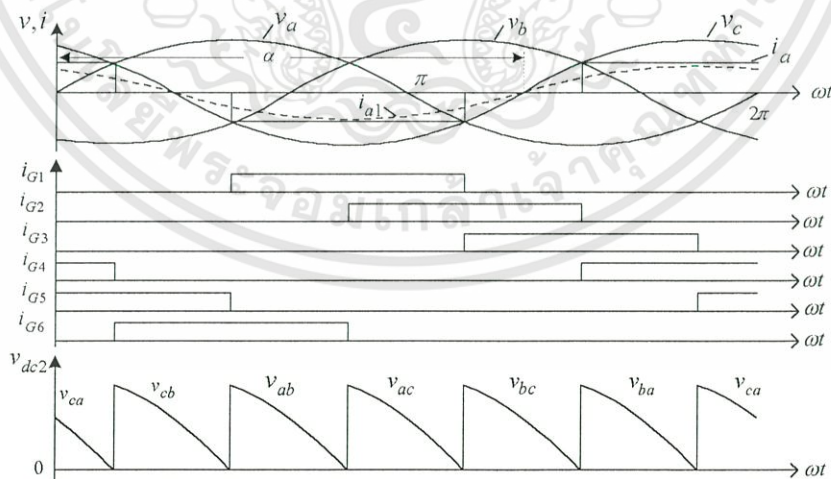
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) มุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสเท่ากับ 120 องศา



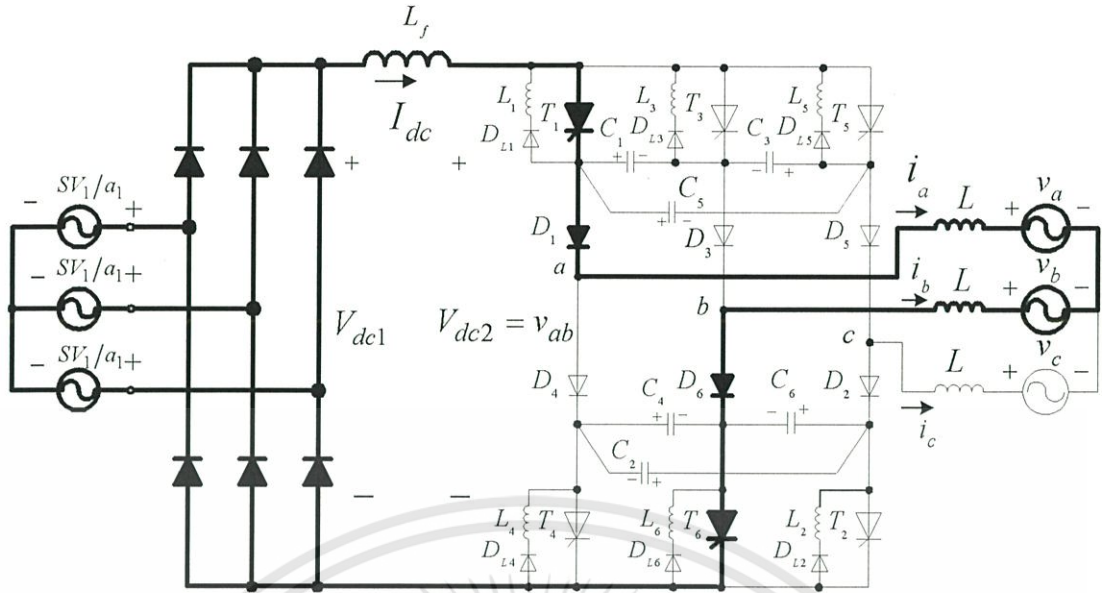
(ข) มุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสเท่ากับ 180 องศา



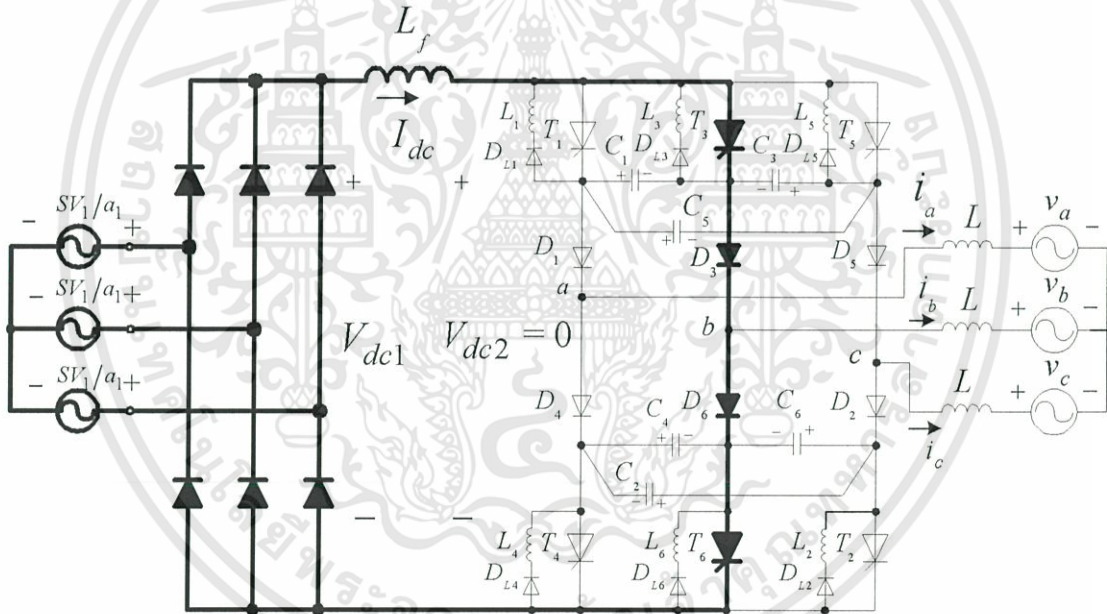
(ค) มุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสเท่ากับ 240 องศา

รูปที่ 4.3 รูปบนคือคลื่นของแรงดันสามเฟสและกระแสฟีดแบคบลิวเอ็มเฟส a รูปกลางคือสัญญาณฟีดแบคบลิวเอ็มเพื่อขับเกทไทรสเตอร์และรูปล่างคือแรงดันที่ตีซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ ) เมื่อ  $m=1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 การนำกระแสที่สภาวะคงตัวในช่วงของการป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิป (ช่วงเวลา  $t_1$  ถึง  $t_2$ )



รูปที่ 4.5 การนำกระแสที่สภาวะคงตัวในช่วงการเกิดฟรีวีลลิ่งซึ่งไม่มีการป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิป (ช่วงเวลา  $t_2$  ถึง  $t_3$ )

แรงดันคัสซีที่เอาท์พุทของเร็กติไฟเออร์ ( $V_{dc1}$ ) ที่ค่าสลิปของมอเตอร์ต่างๆ กันจะมีสมการเหมือนกับในระบบขับเคลื่อนแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตท ดังนั้นจึงสามารถหาได้จากสมการ (3.18) ที่แสดงไว้ในบทที่ 3 ส่วนแรงดันทางด้านคัสซี ( $V_{dc2}$ ) ของฟีดแบค ลิวเอมอินเวอร์เตอร์สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 4.6 เป็นการตัดต่อแรงดันไลน์จากทางด้านเอซีของอินเวอร์เตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมให้ไทรสเตอร์นำกระแสพร้อมกันครั้งละ 2 ตัว จะเห็นได้

จากรูปที่ 4.6 นี้ว่าแรงดัน  $V_{dc2}$  มีลักษณะรูปคลื่นเป็นพัลส์ที่มีความสูงขึ้นอยู่กับแรงดันไลน์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามค่ามุมเลื่อนเฟสนั้นๆ และมีความกว้างของพัลส์เท่ากันทุกพัลส์ โดยที่ในช่วง 1 ไซเคิลของแรงดันเอซีไลน์ จะมีแรงดันดีซี ( $v_{dc2}$ ) ที่มีลักษณะเป็นพัลส์ทั้งหมด 6 คู่ที่ซ้ำกัน ในแต่ละคู่ของแรงดันในลักษณะเป็นพัลส์นี้กว้าง  $2\pi/6$  เรเดียน ซึ่งเกิดจากการตัดต่อแรงดันไลน์  $v_{ab}$ ,  $v_{ac}$ ,  $v_{bc}$ ,  $v_{ba}$ ,  $v_{ca}$  และ  $v_{cb}$  ดังนั้นในการหาค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซี ( $V_{dc2}$ ) ในรูปที่ 4.6 นี้จึงสามารถหาได้จากแรงดันดีซีในลักษณะพัลส์นี้เพียง 1 คู่ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{dc2} &= \frac{6}{2\pi} \left[ \int_{\theta_1}^{\theta_1+\beta} \sqrt{3} \frac{V_m}{a_2} \sin \omega t d(\omega t) + \int_{\theta_2}^{\theta_2+\beta} \sqrt{3} \frac{V_m}{a_2} \sin \omega t d(\omega t) \right] \\
 &= \frac{6\sqrt{3}V_m}{2\pi a_2} [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] \\
 &= \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] \\
 &= \frac{1.35V}{a_2} [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

โดยที่  $V_m$  คือแอมพลิจูดของแรงดันเฟสทางด้านสเตเตอร์

$V_1$  คือค่า rms ของแรงดันเฟสทางด้านสเตเตอร์

$V$  คือค่า rms ของแรงดันไลน์ทางด้านสเตเตอร์

$\theta_1, \theta_2$  คือมุมที่เทียบกับแรงดันไลน์ โดยที่หาได้จากสมการ

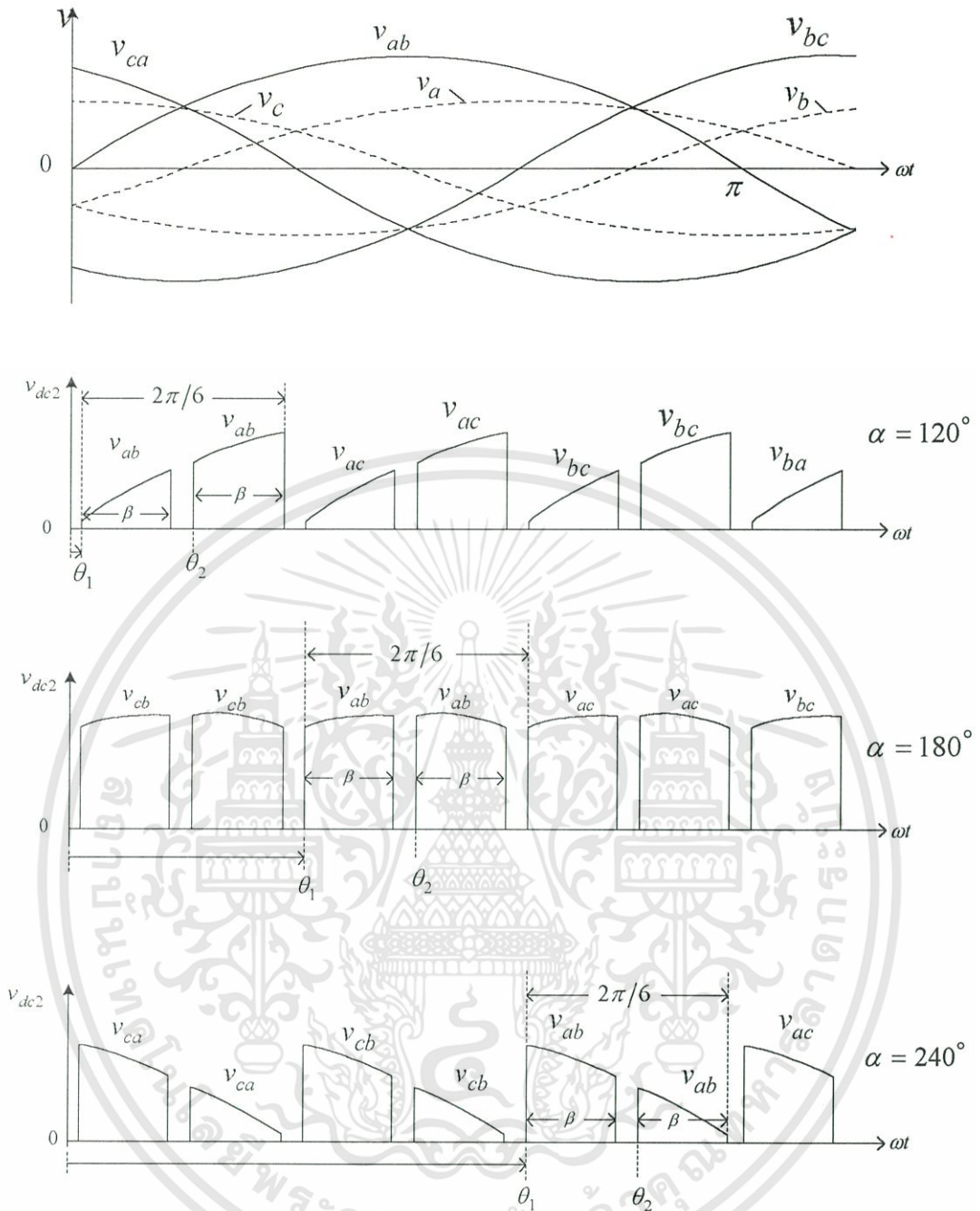
$$\theta_1 = [60 - (180 - \alpha)] + [(1 - m) \times 10] \times 1.5 \text{ องศา} \quad (4.2)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + 30 \text{ องศา} \quad (4.3)$$

$\alpha$  คือมุมเลื่อนเฟสของกระแสเฟสที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายเทียบกับแรงดันเฟส และ  $\beta$  คือความกว้างของพัลส์ หาได้จากสมการ

$$\beta = 30 \times m \quad (4.4)$$

โดยที่  $m$  คืออัตราการมอดของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม



รูปที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันทางด้านเอซีไลน์และทางด้านดีซีของอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 120$  องศา,  $180$  องศา และ  $240$  องศา เมื่อ  $m = 0.8$

ถ้าไม่คิดแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ ( $I_{dc}R_f$ ) เนื่องจากมีค่าน้อยมากขณะไม่มีโหลดแล้วจะได้สมการ

$$V_{dc1} - V_{dc2} = 0$$

แทนค่า  $V_{dc1}$  จากสมการ (3.18) และ  $V_{dc2}$  จากสมการ (4.1) แล้วจะได้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} S_0 \frac{V_1}{a_1} - \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} [(\cos\theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos\theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] = 0$$

ดังนั้นจะได้ค่าสลิปของมอเตอร์ขณะทำงานไม่มีโหลดดังสมการ

$$\begin{aligned} S_0 &= \frac{a_1}{a_2} [(\cos\theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos\theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] \\ &= a [(\cos\theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos\theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] \end{aligned} \quad (4.5)$$

เมื่อ  $S_0$  คือค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดและ

$$a = a_1/a_2$$

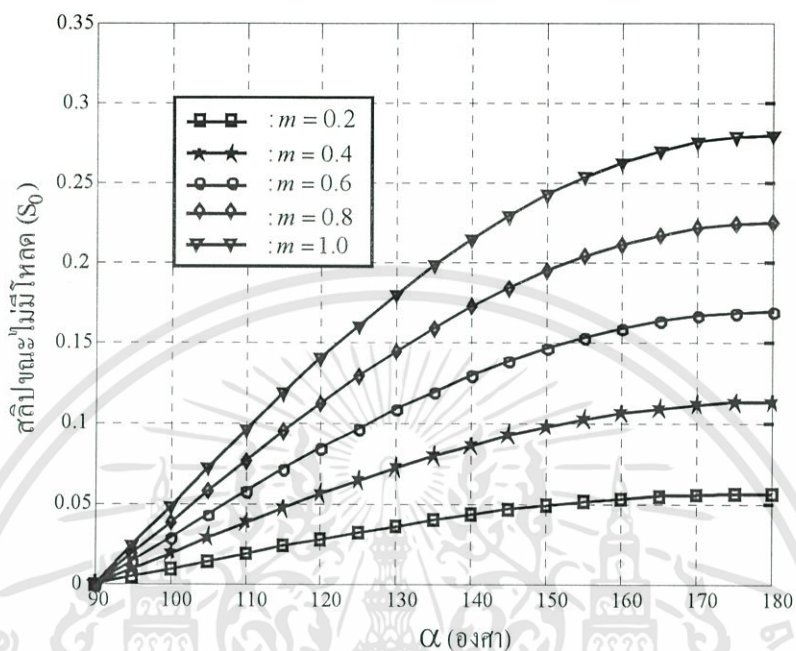
$\theta_1, \theta_2$  และ  $\beta$  สามารถหาได้จากสมการ (4.2), (4.3) และ (4.4) ตามลำดับ

ค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด( $S_0$ )ในสมการ (4.5) นี้ขึ้นอยู่กับมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสที่ป้อนคินคู่เอชไอไลน์ซึ่งสามารถปรับได้จาก 90 องศา ถึง 270 องศาโดยการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณที่ดับบลิเวียม นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับอัตราการมอด(m)ของกระแสที่ดับบลิเวียมที่ป้อนคินคู่เอชไอไลน์ด้วย ถ้าระบบขับเคลื่อนในรูปที่ 4.1 ใช้กับมอเตอร์ที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อโรเตอร์( $a_1$ )เท่ากับ 0.97 มีการต่อขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เป็นแบบเดลต้าและหม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาท์พุทที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด( $a_2$ )เท่ากับ 2 จะสามารถพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมเลื่อนเฟสของกระแสและค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด( $S_0$ )ที่ค่าอัตราการมอดใดๆ ขณะ  $\alpha$  มีค่าจาก 90 ถึง 180 องศาได้ดังรูปที่ 4.7(ก) และขณะ  $\alpha$  มีค่าจาก 180 ถึง 270 องศาได้ดังรูปที่ 4.7(ข) ส่วนกราฟในรูปที่ 4.8 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดและค่าอัตราการมอดของกระแสที่ป้อนคินคู่เอชไอไลน์ที่มุมเลื่อนเฟสต่างๆ ซึ่งจะเห็นว่าที่มุมเลื่อนเฟสคงที่ค่าหนึ่งจะได้ค่าสลิปขณะไม่มีโหลดจะมีค่ามากขึ้นเมื่อปรับอัตราการมอดให้มีค่ามากขึ้น และที่ค่าอัตราการมอดคงที่ค่าหนึ่งจะได้ค่าสลิปขณะไม่มีโหลดจะมีค่ามากขึ้นเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสให้มีค่าเข้าใกล้ 180 องศา

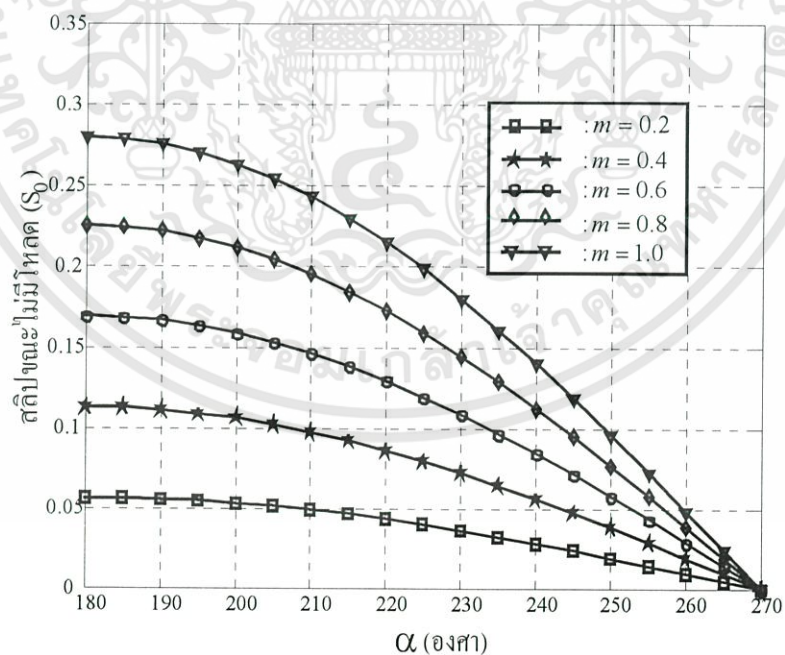
เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราการมอดคงที่ใดๆ แล้วที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 90 องศาและ 270 องศาจะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ตีชิลิงค์ ( $V_{dc2}$ ) เท่ากับศูนย์และกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนกลับคินคู่แหล่งจ่ายมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้มอเตอร์มีความเร็วรอบสูงสุด เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสจาก 90 องศาหรือ 270 องศา เข้าหา 180 องศาจะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ตีชิลิงค์เพิ่มขึ้นและกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนกลับคินคู่แหล่งจ่ายเอชไอไลน์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลง ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 180 องศา จะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ตีชิลิงค์สูงสุดและกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนกลับคินคู่แหล่งจ่ายเอชไอไลน์มีค่าสูงสุด ทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำสุด แต่ละค่าของมุมเลื่อนเฟสนั้นความเร็วรอบของมอเตอร์ยังสามารถปรับได้ด้วยการปรับที่อัตราการมอด ซึ่งจะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ตีชิลิงค์เพิ่มขึ้นเมื่ออัตราการมอดเพิ่มขึ้นและกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนกลับคินคู่แหล่งจ่ายเอชไอไลน์มีค่าสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงและเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสให้มากกว่า  $180^\circ$  จะทำให้คืนกำลังไฟฟ้าได้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอคทีฟ(P)และกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ(Q)ส่งผลให้อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบขับเคลื่อนสูงขึ้นได้

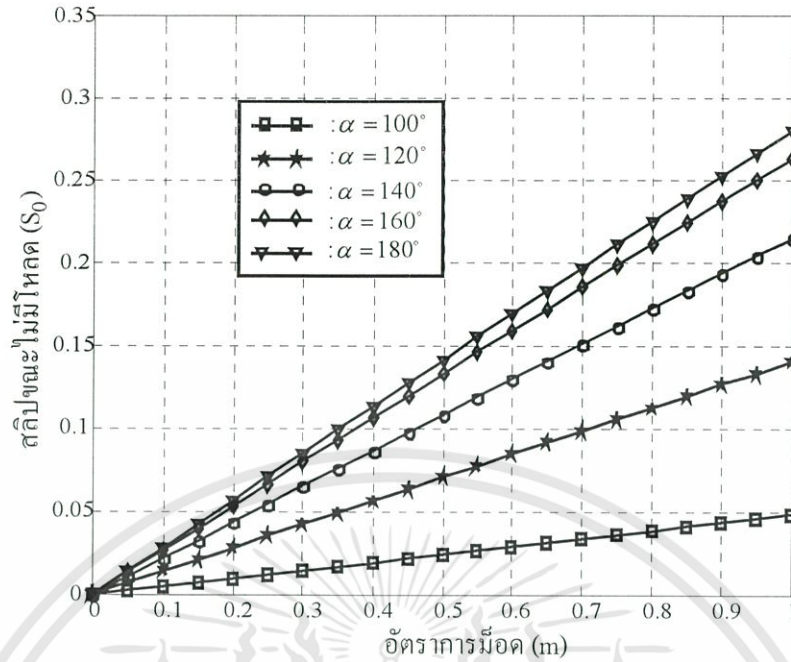


(ก) เมื่อมุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) มีค่าจาก 90 องศา ถึง 180 องศา

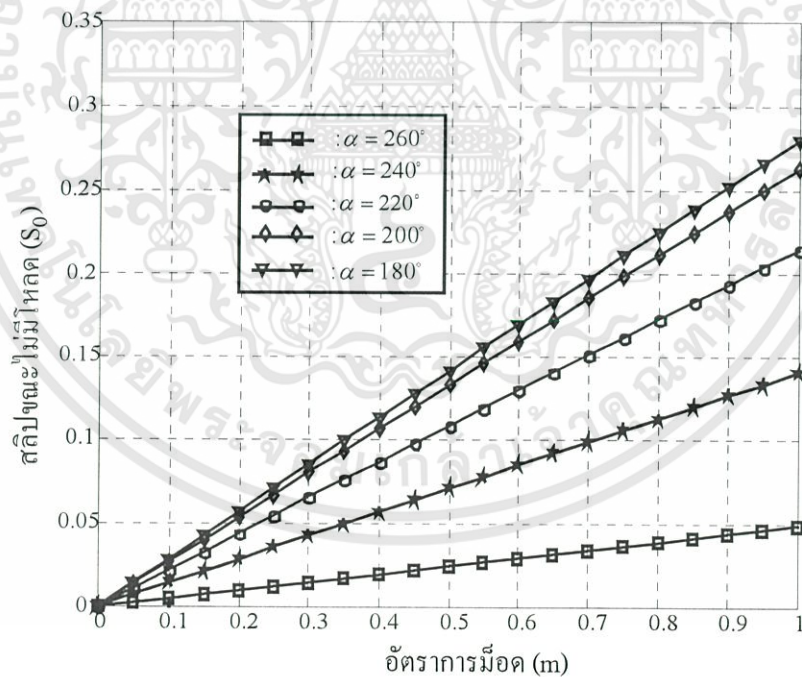


(ข) เมื่อมุมเลื่อนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) มีค่าจาก 180 องศา ถึง 270 องศา

รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด( $S_0$ )และมุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่าย( $\alpha$ )ที่ค่าอัตราการมอด(m)ต่างๆ



(ก) เมื่อมุมเดือนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) มีค่าจาก 90 องศา ถึง 180 องศา

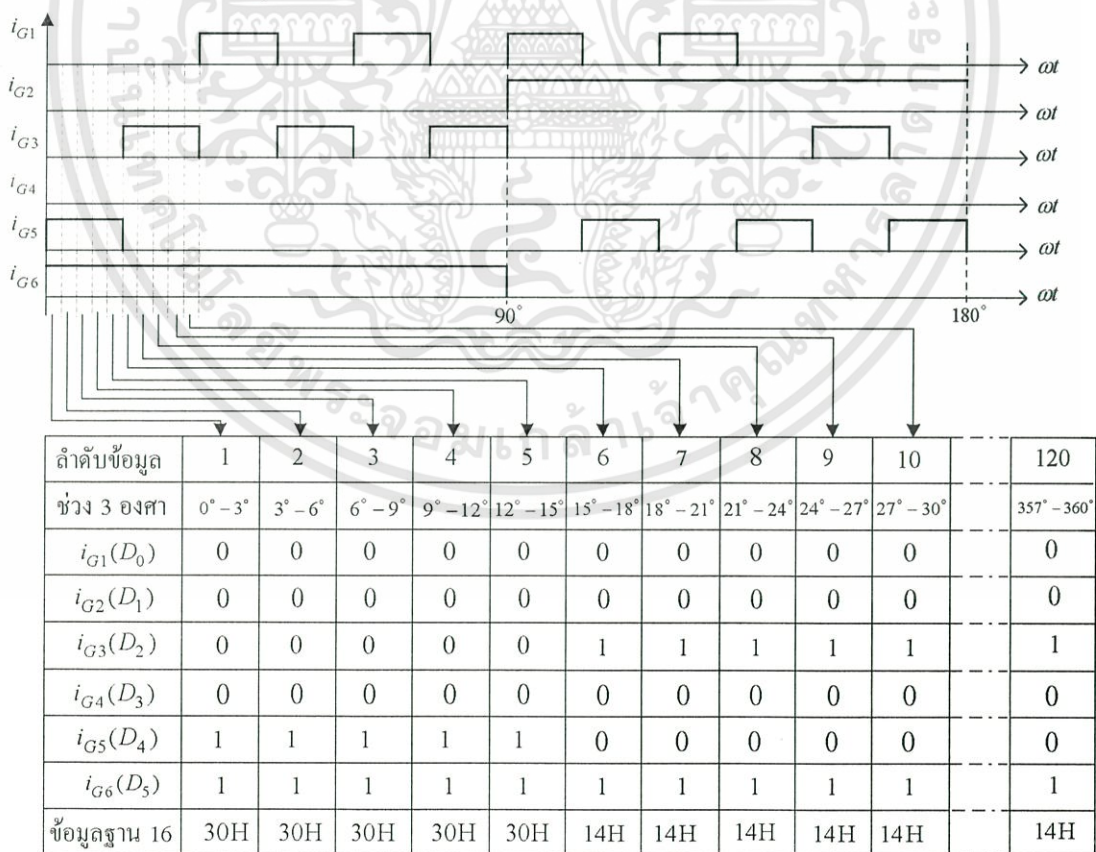


(ข) เมื่อมุมเดือนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) มีค่าจาก 180 องศา ถึง 270 องศา

รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสลิปของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลด( $S_0$ )และค่าอัตราการมีอดของกระแสที่ป้อนคินสู่แหล่งจ่าย(m)ที่มุมเดือนเฟสของกระแส( $\alpha$ ) ต่างๆ

### 4.3 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ( $i_{G1}$  ถึง  $i_{G6}$ ) ที่มีรูปแบบดังในรูปที่ 4.2 และ 4.3 สร้างได้จาก ไมโครโปรเซสเซอร์ Z-80 โดยการเก็บข้อมูลของสภาวะการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่อัตราการมอดต่าง ๆ ไว้เป็นตารางในหน่วยความจำ (look up table) แต่ละค่าของข้อมูลเป็นสภาวะการทำงานในช่วง  $3^\circ$  หรือ  $1/6$  มิลลิวินาที ดังนั้นจะทำให้มีข้อมูลทั้งหมด 120 ค่าต่อ 1 ตารางต่อ 1 ค่าอัตราการมอด ข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งออกที่พอร์ทเอาต์พุต A ของ 8255 ครั้งละ 1 ข้อมูลแล้วหน่วงเวลาไว้ นาน  $1/6$  มิลลิวินาที จนครบ 120 ข้อมูลซึ่งจะได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มครบ 1 ไซเคิลและมีความถี่ มูลฐานเท่ากับ 50 Hz สามารถแสดงตัวอย่างวิธีการหาข้อมูลของสภาวะการทำงานของทรานซิสเตอร์ ทั้ง 6 ตัวที่อัตราการมอดเท่ากับ 0.5 ได้ดังรูปที่ 4.9 โดยจะแทนลอจิก “1” หมายถึงมีกระแสไหล หรือต้องการควบคุมให้ทรานซิสเตอร์ตัวนั้นนำกระแสและลอจิก “0” หมายถึงไม่มีกระแสไหลหรือ ต้องการควบคุมให้ทรานซิสเตอร์ตัวนั้นหยุดนำกระแส ดังนั้นจากรูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มใน รูปที่ 4.9 ในช่วง 3 องศาแรก (0 - 3 องศา) จะต้องจ่ายกระแสไหลให้กับทรานซิสเตอร์  $T_1$  ถึง  $T_6$  ซึ่ง แทนด้วยลอจิกเป็น 0,0,0,0,1 และ 1 ตามลำดับ แต่ในการเก็บข้อมูลของกระแสไหลลงในตารางนั้น จะทำการเก็บของทรานซิสเตอร์  $T_1$  ในบิต 0 แล้วเรียงลำดับจนถึงของทรานซิสเตอร์  $T_6$  เก็บข้อมูลในบิต 5 ดังนั้นในช่วง 3 องศาแรก จะต้องเก็บข้อมูลในฐาน 2 เท่ากับ 110000B หรือในฐาน 16 เท่ากับ 30H ส่วนในการหาข้อมูลที่เหลือช่วงละ 3 องศา สามารถหาได้ในลักษณะเช่นเดียวกับที่กล่าวมา

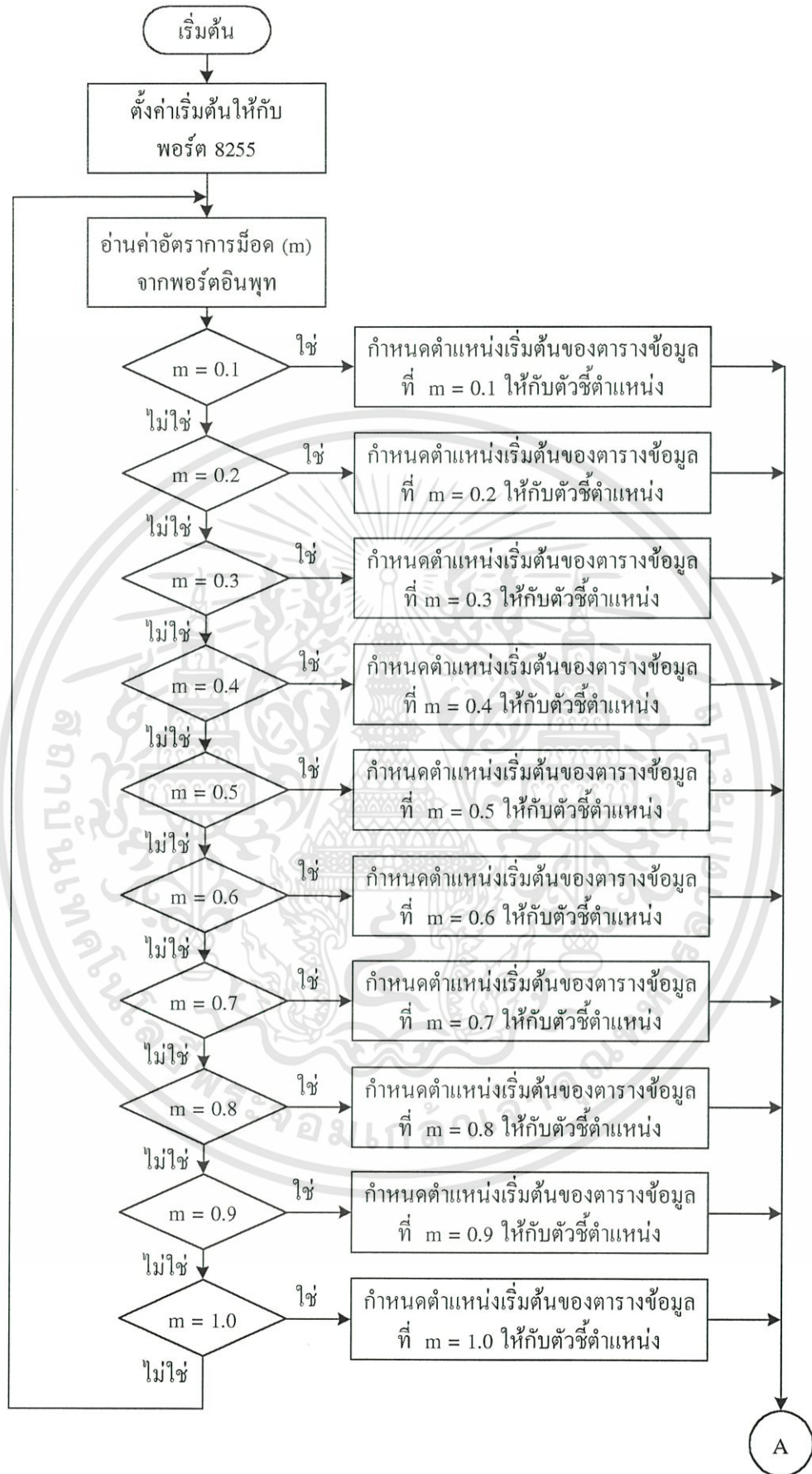


รูปที่ 4.9 การหาข้อมูลพีดับบลิวเอ็มช่วงข้อมูลละ 3 องศาในแต่ละค่าอัตราการมอด กรณี  $m=0.5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

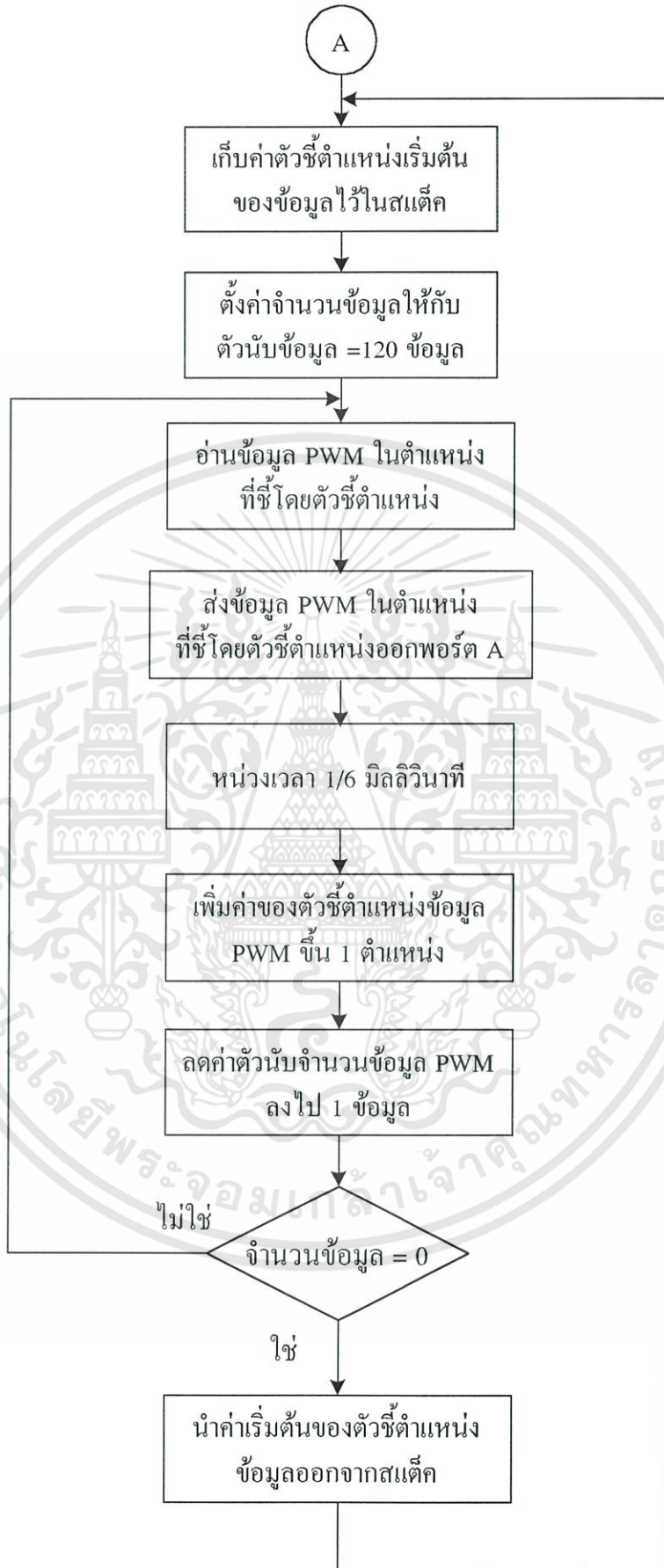
โปรแกรมสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ค่าอัตราการมีอดต่างๆ สามารถแสดงโพล์ซาร์ตของโปรแกรมหลักได้ดังรูปที่ 4.10 และโพล์ซาร์ตของโปรแกรมย่อยได้ดังรูปที่ 4.11 โดยในส่วนของโปรแกรมหลักนั้นจะเริ่มต้นจากการตั้งค่าเริ่มต้นให้กับพอร์ต 8255 ซึ่งจะทำการกำหนดให้พอร์ต A เป็นพอร์ตเอาต์พุตที่จะส่งสัญญาณพีดับบลิวเอ็มผ่านพอร์ตนี้ไปยังวงจรจับเกตของไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัวพร้อมกันครั้งละ 3 องศาและกำหนดให้พอร์ต B เป็นพอร์ตอินพุตที่จะทำหน้าที่รับอินพุตการเลือกค่าอัตราการมีอดของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ต้องการสร้าง หลังจากนั้นจะทำการเขียนโปรแกรมให้รับคำสั่งเป็นอินพุตการเลือกค่าอัตราการมีอดเข้ามาทางพอร์ต B แล้วทำการตรวจสอบค่าอัตราการมีอดที่รับเข้ามานี้ว่าจะให้สร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ค่าอัตราการมีอดเท่าไร เมื่อรับรู้ค่าอัตราการมีอดแล้วจะทำการกำหนดตำแหน่ง(address)เริ่มต้นของตารางข้อมูลสถานะการทำงานของไทรสเตอร์ที่อัตราการมีอดค่านี้ให้กับรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการชี้ตำแหน่งของข้อมูลซึ่งได้ทำการเก็บไว้ก่อนแล้วตารางละ 120 ข้อมูล ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น การทำงานของโปรแกรมต่อจากนั้นจะเป็นการส่งข้อมูลสถานะการทำงานของไทรสเตอร์ทั้งหมด 120 ค่าที่ถูกชี้โดยรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ชี้ตำแหน่งออกไปที่พอร์ต A ครั้งละ 1 ค่า และแต่ละค่าของข้อมูลที่ส่งออกไปที่พอร์ตจะถูกหน่วงให้ข้อมูลยังคงอยู่ที่พอร์ตเป็นเวลา  $1/6$  มิลลิวินาที โดยในการหน่วงเวลา  $1/6$  มิลลิวินาทีนั้นจะใช้โปรแกรมย่อยในรูปที่ 4.11(ก) และเมื่อส่งข้อมูลออกไปที่พอร์ตจนครบ 120 ค่าแล้วจะกลับไปเริ่มต้นเอาข้อมูลในตำแหน่งเริ่มต้นใหม่อีกครั้งจนครบ 120 ค่า

ในส่วนของการเลื่อนเฟสของสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่จะนำไปจับเกตของไทรสเตอร์เพื่อเลื่อนเฟสของกระแสในลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายที่สามารถปรับได้ในย่าน 90 องศา ถึง 270 องศา ทำได้โดยการเลื่อนมุมเฟสของแรงดันเฟส a เป็นเฟสอ้างอิงแล้วใช้แรงดันนี้ไปสร้างสัญญาณอินเตอร์รัพท์ให้กับไมโครโปรเซสเซอร์ โดยที่เมื่อมีสัญญาณอินเตอร์รัพท์ให้กับไมโครโปรเซสเซอร์จะเขียนโปรแกรมให้เริ่มส่งข้อมูลที่ชี้โดยตัวชี้ตำแหน่งข้อมูลแรกออกไปยังเอาต์พุตพอร์ต A เพื่อเริ่มสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่มุม 0 องศา สำหรับโปรแกรมบริการอินเตอร์รัพท์สามารถแสดงโพล์ซาร์ตได้ดังรูปที่ 4.11(ข)



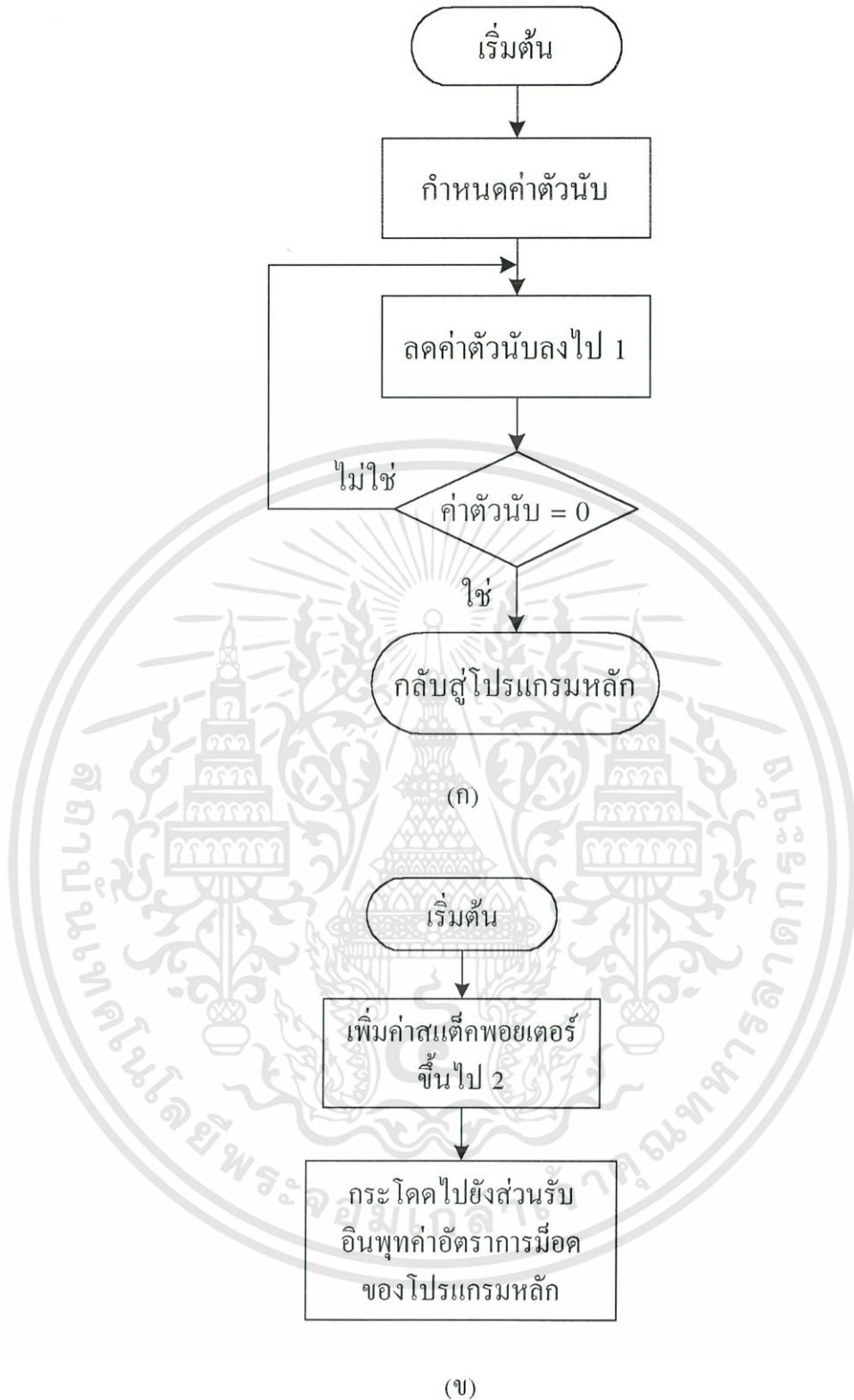
รูปที่ 4.10 โฟลว์ชาร์ตของโปรแกรมหลักในการสร้างสัญญาณพีดับบลิเวียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 โฟลว์ชาร์ตของโปรแกรมย่อยในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

(ก) โปรแกรมช่วงเวลา 1/6 มิลิวินาที

(ข) โปรแกรมบริการการอินเตอร์รัพท์

#### 4.4 วงจรเชื่อมต่ออินพุตและเอาต์พุตของไมโครโปรเซสเซอร์

##### 4.4.1 การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรขั้วเกท

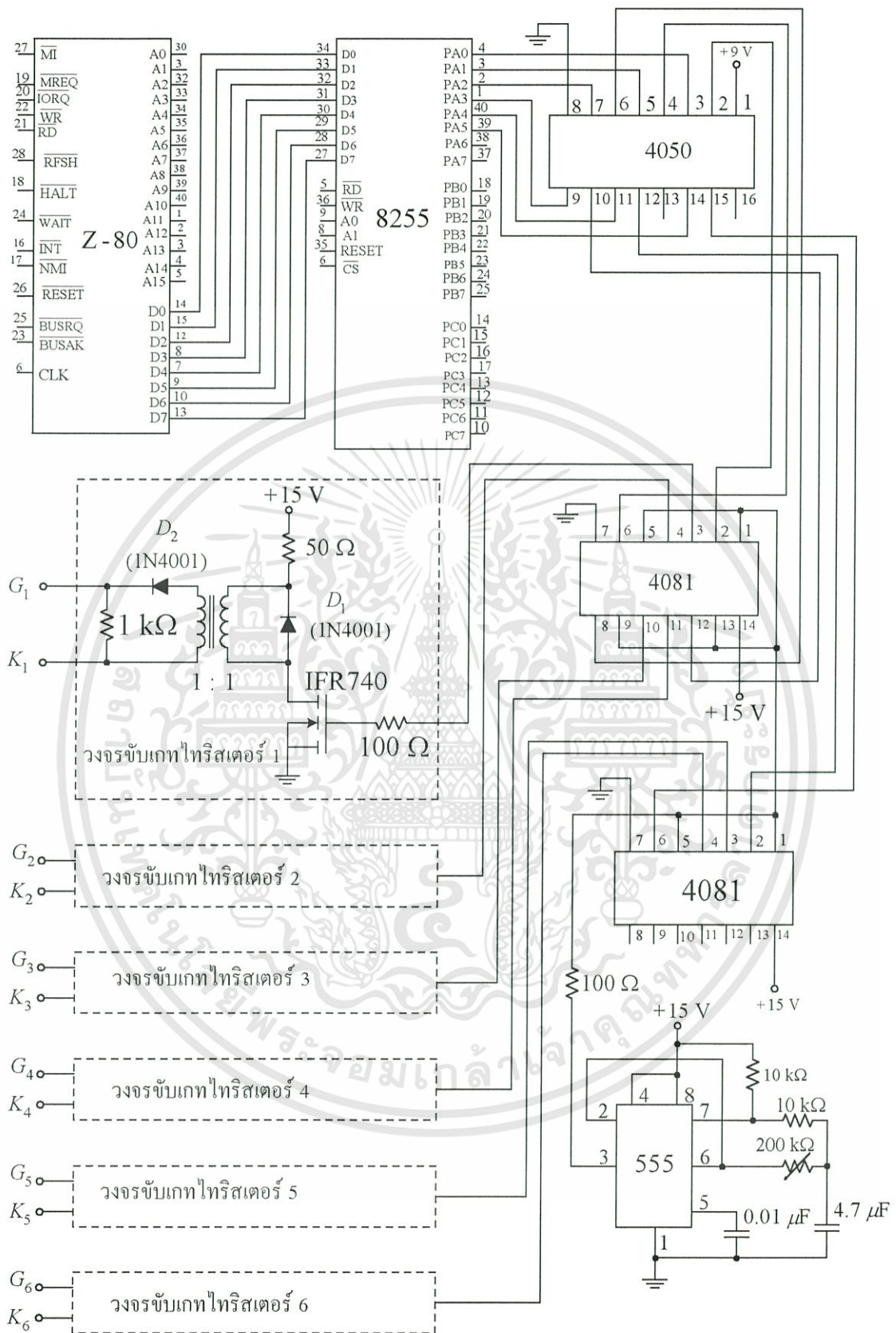
การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรขั้วเกทสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 โดยที่สัญญาณพีคดับลิวิตีที่ส่งออกไปยังพอร์ต A ของ 8255 ทั้ง 6 สัญญาณจะจ่ายผ่านบัฟเฟอร์ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 4050 แล้วนำไปแอนดกับสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 10 kHz ที่สร้างโดยไอซีเบอร์ 555 เพื่อให้ได้ขบวนพัลส์จ่ายให้กับวงจรขั้วเกทของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่อไปและในส่วนของวงจรขั้วเกทนั้นจะประกอบด้วยมอสเฟตซึ่งจะทำหน้าที่ขยายกระแสเกทให้กับทรานซิสเตอร์ผ่านหม้อแปลงพัลส์ซึ่งทำหน้าที่แยกกาว์นของวงจรกำลังและวงจรควบคุมออกจากกัน ไคโอด  $D_2$  ที่ต่อไว้ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงพัลส์จะทำหน้าที่ตัดกระแสเกททางด้านลบอันเนื่องมาจากกระแสที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กของหม้อแปลงในช่วงที่มอสเฟตหยุดนำกระแสและไคโอด  $D_1$  ที่ต่อไว้ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลส์จะทำหน้าที่ให้กระแสที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กของหม้อแปลงไหลผ่านซึ่งจะทำให้พลังงานสลายไปในความต้านทานของขดลวดหม้อแปลง

##### 4.4.2 การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพท์และวงจรถูกเลือกค่าอัตรการมีอด

การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพท์เพื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟสของสัญญาณพีคดับลิวิตีและวงจรถูกเลือกค่าอัตรการมีอดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13 โดยในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพท์นั้นประกอบด้วยวงจรถูกเลือกเฟสล่าหลัง 90 ถึง 270 องศา ซึ่งออกแบบโดยใช้วงจรถูกเลือกเฟสนำหน้า 0 ถึง 180 องศาทั้งหมด 2 ชุด ชุดแรกออกแบบให้มุมเลื่อนเฟสนำหน้าคงที่เท่ากับ 90 องศาหรือมุมเลื่อนเฟสล่าหลัง 270 องศา นั่นเอง และชุดที่ 2 สามารถปรับให้มุมเลื่อนเฟสนำหน้า 0 ถึง 180 องศา เมื่อรวมกับชุดแรกแล้วจึงสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสล่าหลังในย่าน 90 ถึง 270 องศา โดยที่มุมเลื่อนเฟสของวงจรถูกเลือกเฟสนำหน้าขึ้นอยู่กัค่า R และ C ดังสมการ

$$\phi = 90 + \tan^{-1}(1/\omega RC) - \tan^{-1}(\omega RC) \text{ องศา}$$

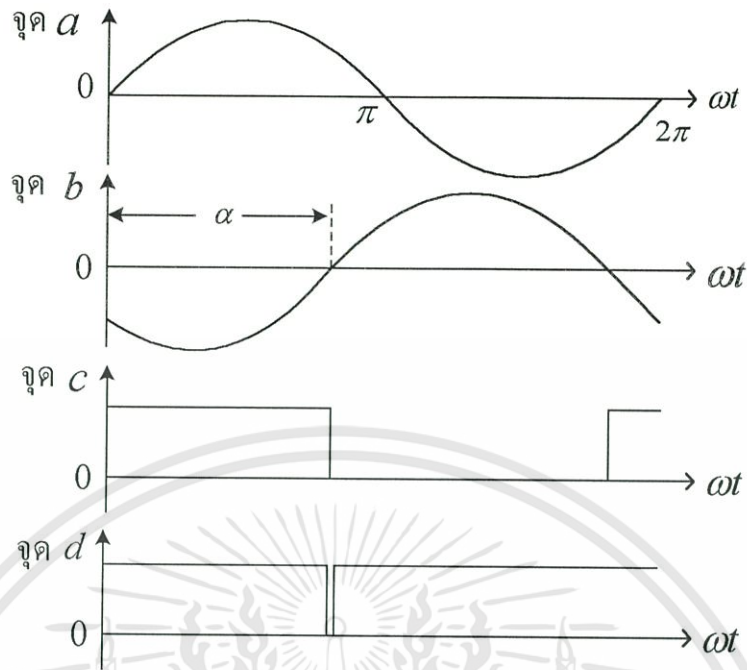
หลังจากนั้นนำสัญญาณขาอินพุตของแรงดันเฟส a ที่เอาต์พุตของวงจรถูกเลือกเฟสผ่านวงจรถูกเลือกค่าตำแหน่งแรงดันศูนย์และวงจรมอนอสเตเบิลเพื่อสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพท์ที่มุม 0 องศาของแรงดันเฟส a ที่เลื่อนเฟสแล้วตามต้องการให้กับไมโครโปรเซสเซอร์โดยใช้การอินเทอร์รัพท์แบบอนมาสเคเบิลซึ่งจะตรวจจับระดับแรงดันศูนย์ของสัญญาณอินเทอร์รัพท์ที่ขา  $\overline{NMI}$  ของไมโครโปรเซสเซอร์ สามารถแสดงสัญญาณตามจุดต่างๆ ของวงจรสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพท์ได้ดังรูปที่ 4.14 สำหรับการเลือกอัตรการมีอดนั้นจะใช้สวิทช์เป็นอินพุตเลือกเข้ามายังพอร์ต B ของ 8255



รูปที่ 4.12 การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





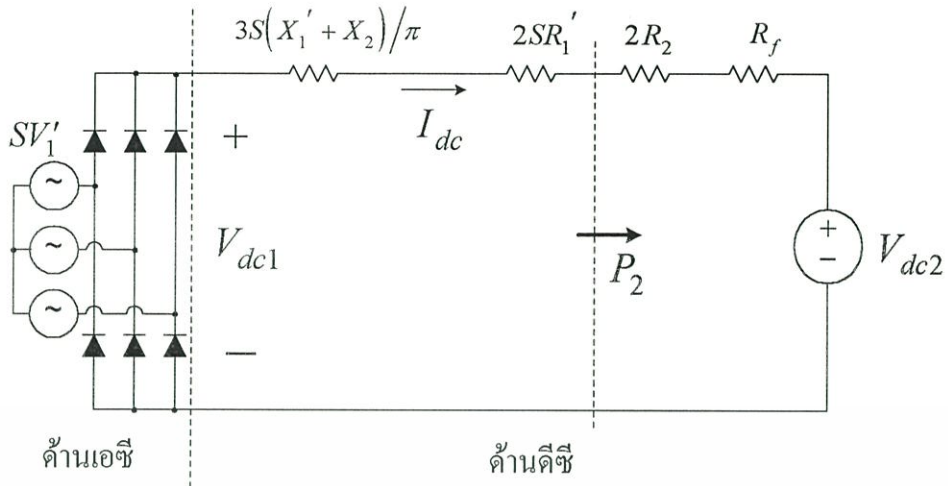
รูปที่ 4.14 สัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรเล็อนเฟสและสร้างสัญญาณอินเตอร์พัท

#### 4.5 การวิเคราะห์หาคุณลักษณะของระบบขับเคลื่อน

คุณลักษณะของความเร็วรอบและทอร์คของมอเตอร์สามารถหาได้โดยใช้วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ โดยไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรบริดจ์ไดโอดและอินเวอร์เตอร์จะได้กำลังไฟฟ้าที่วงจรโรเตอร์ของมอเตอร์มีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่ดีซีลิงค์และ ไม่คิดกระแสแม็กเนไตเซชันของมอเตอร์ ส่วนค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของระบบสามารถหาได้โดยพิจารณาจากวงจรสมมูลทางด้านเอซีของระบบและลักษณะของรูปคลื่นกระแส [11]

##### 4.5.1 คุณลักษณะของทอร์คและความเร็วรอบของระบบขับเคลื่อน

หาวงจรมูลทางด้านดีซีของระบบโดยการย้ายค่าอิมพีแดนซ์ในวงจรมูลของมอเตอร์มาไว้ทางด้านวงจรโรเตอร์แล้วย้ายกำลังไฟฟ้าจากวงจรโรเตอร์ไปไว้ทางด้านดีซีโดยให้กำลังไฟฟ้าทางด้านดีซีมีค่าเท่ากับทางด้านเอซี ซึ่งได้แสดงวิธีการหาไว้แล้วในหัวข้อ 3.3.1 ในรูปที่ 3.5 ดังนั้นจะได้วงจรมูลทางด้านดีซีของระบบที่ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปดังรูปที่ 4.15 โดยที่  $V_{dc2}$  หาได้จากสมการ (4.1)



รูปที่ 4.15 วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.15 สามารถคำนวณหาค่ากระแสดีซีได้จากสมการ

$$I_{dc} = \frac{V_{dc1} - V_{dc2}}{\left(\frac{3}{\pi}\right)S(X'_1 + X_2) + (2SR'_1 + 2R_2 + R_f)} \quad (4.6)$$

และจะได้กำลังไฟฟ้าสลิป ( $P_2$ ) ของมอเตอร์ดังสมการ

$$P_2 = V_{dc1}I_{dc} - I_{dc}^2 3S \frac{(X'_1 + X_2)}{\pi} - I_{dc}^2 2SR'_1 \quad (4.7)$$

เนื่องจากกำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรโรเตอร์  $P_{ag} = P_2/S$  ดังนั้นจะได้กำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรโรเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$P_{ag} = \frac{V_{dc1}I_{dc}}{S} - I_{dc}^2 3 \frac{(X'_1 + X_2)}{\pi} - I_{dc}^2 2R'_1 \quad (4.8)$$

และจะได้ค่าทอร์กของมอเตอร์ดังสมการ

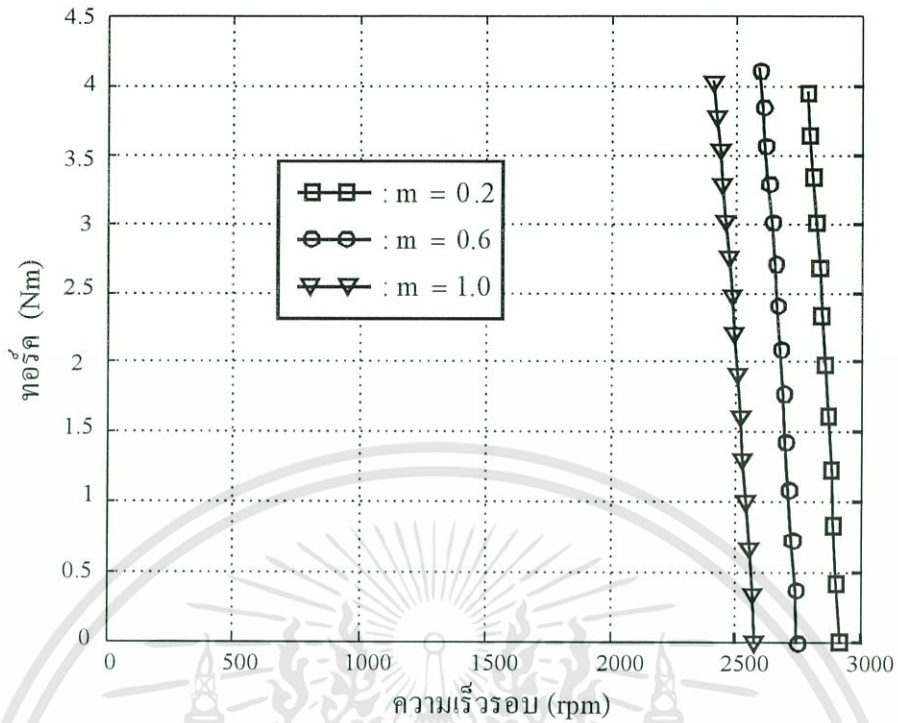
$$\begin{aligned} T &= \frac{P_{ag}}{\omega_s} \\ &= \left[ \frac{1}{\omega_s} \right] I_{dc} \left[ \frac{V_{dc1}}{S} - 3I_{dc} \frac{(X'_1 + X_2)}{\pi} - 2I_{dc} R'_1 \right] \end{aligned} \quad (4.9)$$

เมื่อแทนค่า  $V_{dc1}$  จากสมการ (3.18)  $V_{dc2}$  จากสมการ (4.1) และกระแสดีซีจากสมการ (4.6) ลงในสมการ (4.9) แล้วจะได้ค่าทอร์คของมอเตอร์ภายใต้สภาวะการทำงานที่มีการปรับอัตราการมอด(m)และปรับมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ของระบบดังสมการ

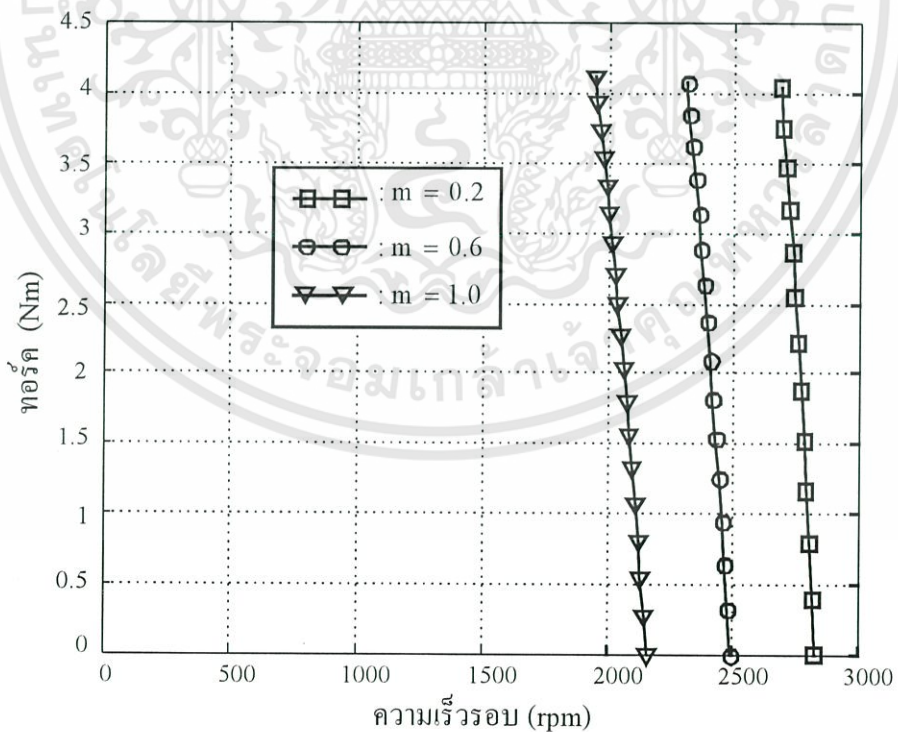
$$T = \left( \frac{1}{\omega_s} \right) \left[ \frac{[3\sqrt{6}V_1 S / \pi a_1] - [3\sqrt{6}V_1 [\cos \theta_1 + \cos \theta_2 - \cos(\theta_1 + \beta) - \cos(\theta_2 + \beta)] / \pi a_2]}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \right] \\ \times \left[ \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_1} - 3 \left( \frac{[3\sqrt{6}V_1 S / \pi a_1] - [3\sqrt{6}V_1 [\cos \theta_1 + \cos \theta_2 - \cos(\theta_1 + \beta) - \cos(\theta_2 + \beta)] / \pi a_2]}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \right) \left( \frac{X_1' + X_2}{\pi} \right) \right. \\ \left. - 2 \left( \frac{[3\sqrt{6}V_1 S / \pi a_1] - [3\sqrt{6}V_1 [\cos \theta_1 + \cos \theta_2 - \cos(\theta_1 + \beta) - \cos(\theta_2 + \beta)] / \pi a_2]}{(3/\pi)S(X_1' + X_2) + 2SR_1' + 2R_2 + R_f} \right) R_1' \right] \quad (4.10)$$

เมื่อค่ามุม  $\theta_1, \theta_2$  และ  $\beta$  สามารถหาได้จากสมการ (4.2), (4.3) และ (4.4) ตามลำดับ

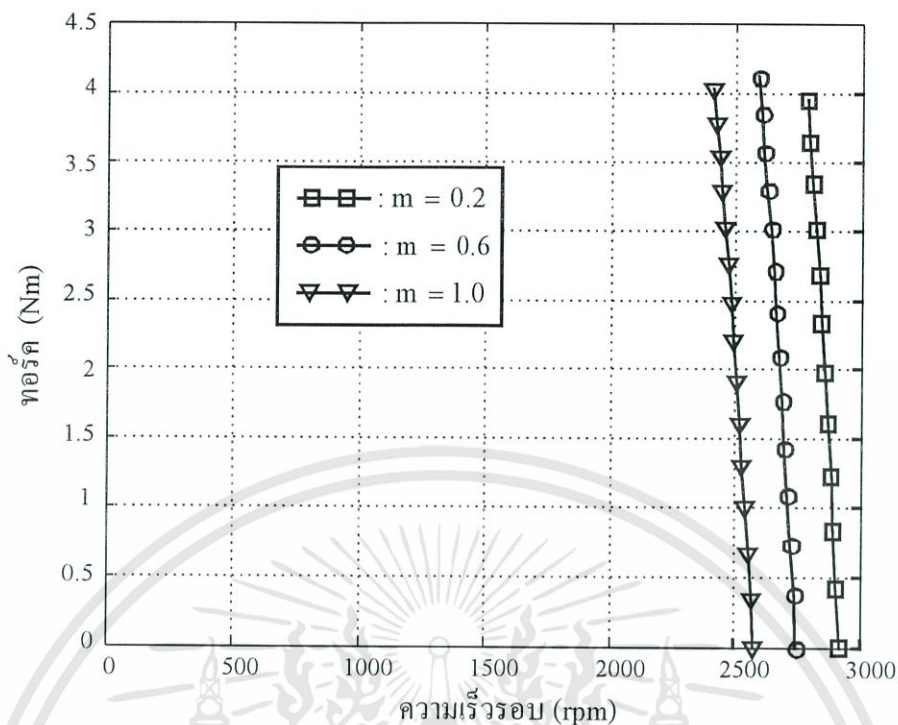
ค่าทอร์คของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ระบบขับเคลื่อนแบบป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยการประยุกต์ใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็มดังสมการ (4.10) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเดลต้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะถือคโรเตอร์ได้ค่า  $R_1 = 5.2 \Omega$ ,  $R_2 = 3.6 \Omega$ ,  $X_1 = 3.53 \Omega$ ,  $X_2 = 3.53 \Omega$ ,  $X_m = 159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีหาได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์ - แอมป์ ได้ค่า  $R_f = 0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุทและมีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด  $a_2 = 2$  สามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์นี้ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m)ของกระแสพีดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสนี้คงที่เท่ากับ 120, 180 และ 240 องศา ได้ดังรูปที่ 4.16, 4.17 และ 4.18 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสพีดับบลิวเอ็มในช่วง 90 ถึง 180 องศาโดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.19 และเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสพีดับบลิวเอ็มในช่วง 180 ถึง 270 องศาโดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.20 ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบขับเคลื่อนแบบนี้สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยการปรับค่าอัตราการมอดหรือค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสพีดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ความเร็วรอบจะมีค่าลดลงเมื่อปรับค่าอัตราการมอดเพิ่มขึ้นและความเร็วรอบจะมีค่าลดลงเมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟสมีค่าเข้าใกล้ 180 องศา



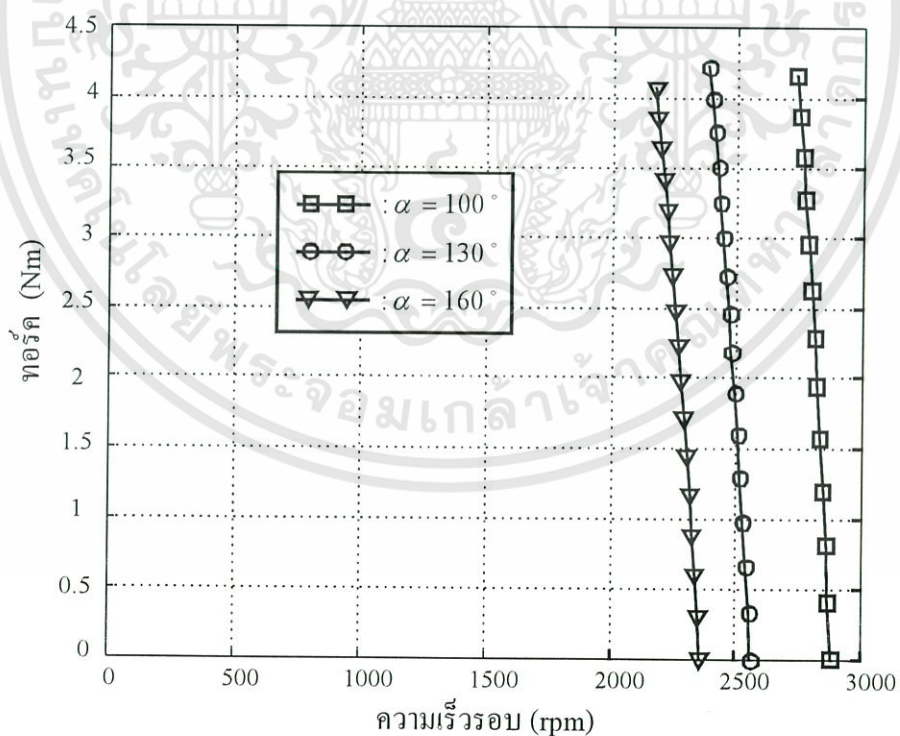
รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m)ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่  $\alpha = 120$  องศา และ  $a_2 = 2$



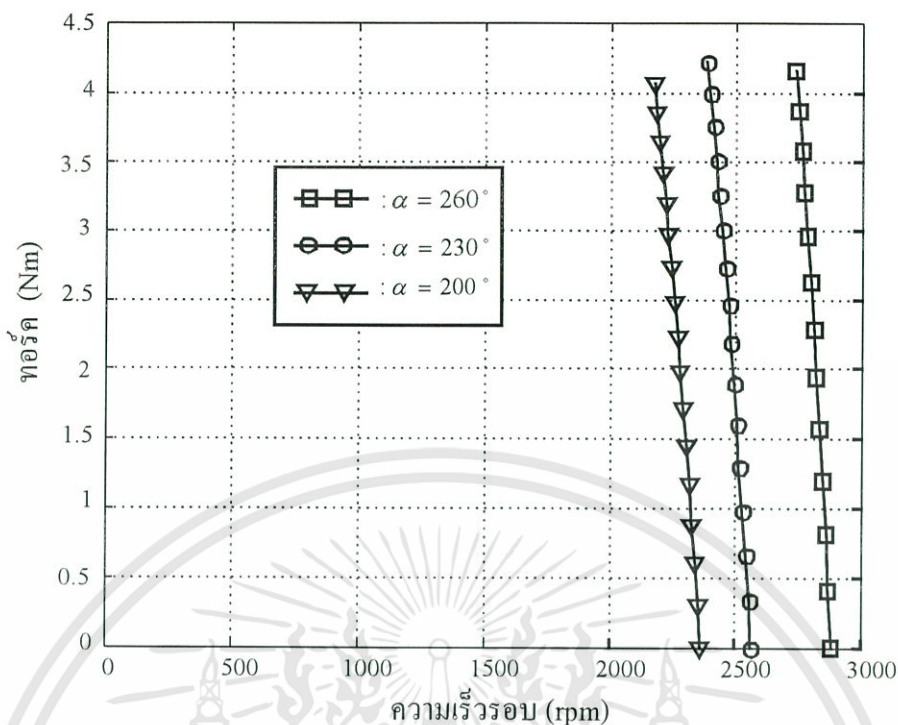
รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m)ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่  $\alpha = 180$  องศา และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m)ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่  $\alpha = 240$  องศา และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 180 ถึง 270 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$

#### 4.5.2 กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์

จากระบบขับเคลื่อนที่ประยุกต์ใช้เทคนิคพิคดับเบิ้ลวีเอ็มในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ เห็นว่าแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลับดังรูปที่ 4.1 และวงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบดังรูปที่ 4.15 จะได้กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) มีค่าดังสมการ

$$P_r = V_{dc2} I_{dc} \quad (4.11)$$

เมื่อแทนค่า  $V_{dc2}$  จากสมการ (4.1) และ  $I_{dc}$  จากสมการ (4.6) ลงในสมการ (4.11) จะได้กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned}
 P_r &= [V_{dc2}] \left[ \frac{V_{dc1} - V_{dc2}}{(3/\pi)S(X'_1 + X'_2) + 2SR'_1 + 2R_2 + R_f} \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] \times \\
 &\quad \left[ \frac{\left( \frac{3\sqrt{6}SV_1}{\pi a_1} \right) - \frac{3\sqrt{6}V_1}{\pi a_2} [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))]}{(3/\pi)S(X'_1 + X'_2) + 2SR'_1 + 2R_2 + R_f} \right] \quad (4.12)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

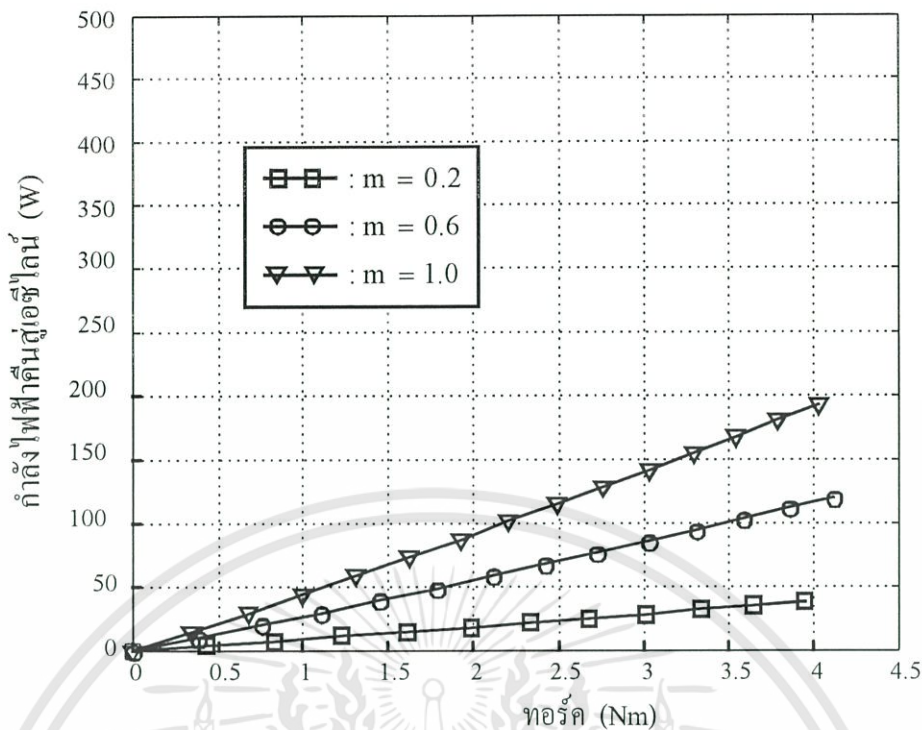
$$\theta_1 = [60 - (180 - \alpha)] + [(1 - m) \times 10] \times 1.5 \text{ องศา}$$

$$\theta_2 = \theta_1 + 30 \text{ องศา}$$

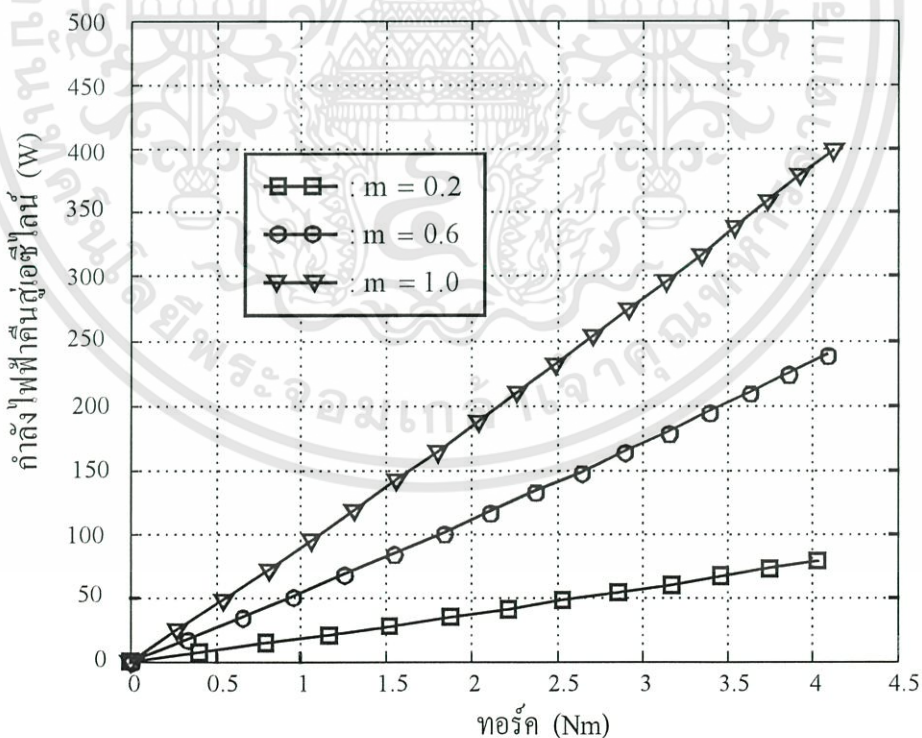
และ

$$\beta = 30 \times m \text{ องศา}$$

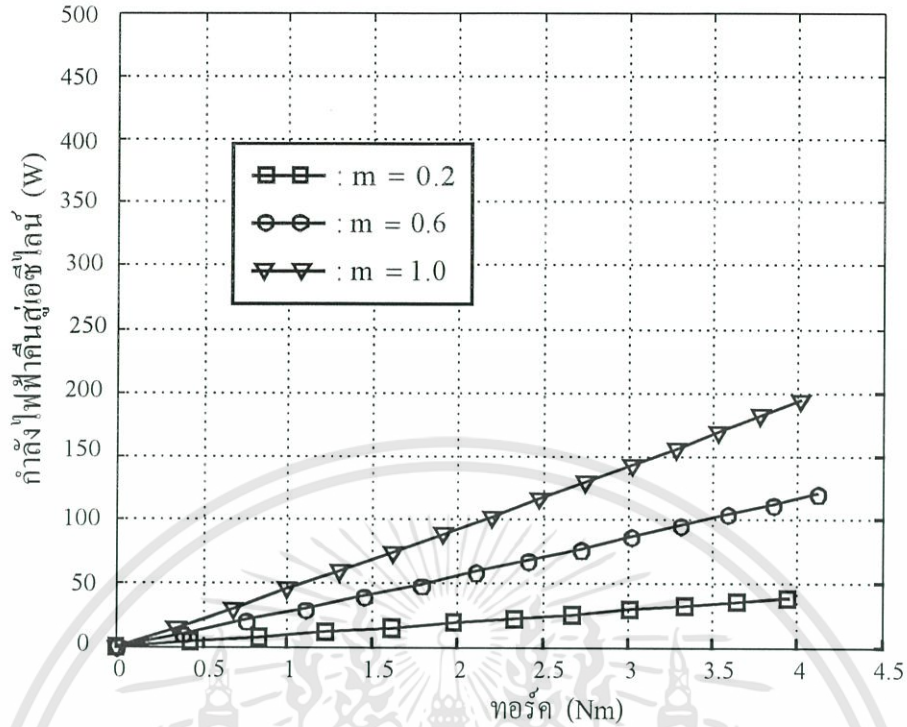
ค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) ของระบบขับเคลื่อนดังสมการ (4.12) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเดลต้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะถือโครเตอร์ได้ค่า  $R_1=5.2 \Omega$ ,  $R_2=3.6 \Omega$ ,  $X_1=3.53 \Omega$ ,  $X_2=3.53 \Omega$ ,  $X_m=159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีจะได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์ - แอมป์ ได้ค่า  $R_f = 0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุทและมีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด  $a_2 = 2$  จะสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ( $P_r$ ) และค่าทอร์คของมอเตอร์เมื่อใช้ระบบขับเคลื่อนแบบนี้ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด (m) ของกระแสพิคดับทิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสนี้คงที่เท่ากับ 120, 180 และ 240 องศา ได้ดังรูปที่ 4.21, 4.22 และ 4.23 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสในช่วง 90 ถึง 180 องศาโดยที่ค่าอัตราการมีอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.24 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสในช่วง 180 ถึง 270 องศาโดยที่ค่าอัตราการมีอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.25 จากเส้นกราฟเหล่านี้เมื่อพิจารณาที่ค่าทอร์คเท่ากันจะเห็นได้ว่าขณะที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสพิคดับทิวเอ็มมีค่าคงที่จะสามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสู่เอซีไลน์ได้มากขึ้นเมื่อปรับค่าอัตราการมีอดให้มีค่ามากขึ้น และขณะที่อัตราการมีอดมีค่าคงที่จะสามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสู่เอซีไลน์ได้มากขึ้นเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสให้มีค่าเข้าใกล้ 180 องศา



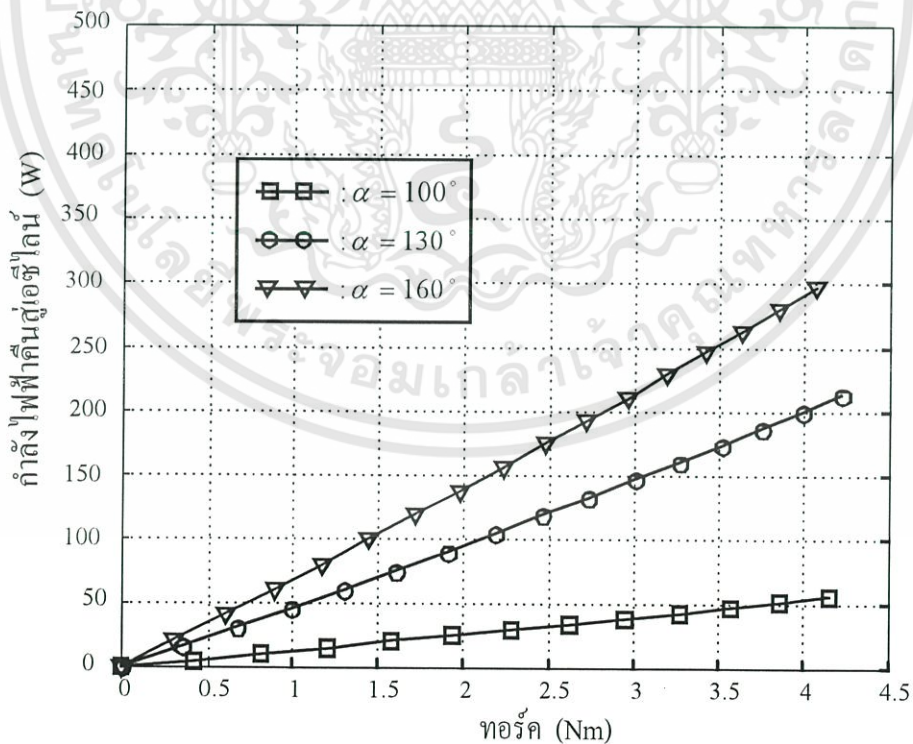
รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) โดยที่  $\alpha = 120$  องศา และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) โดยที่  $\alpha = 180$  องศา และ  $a_2 = 2$

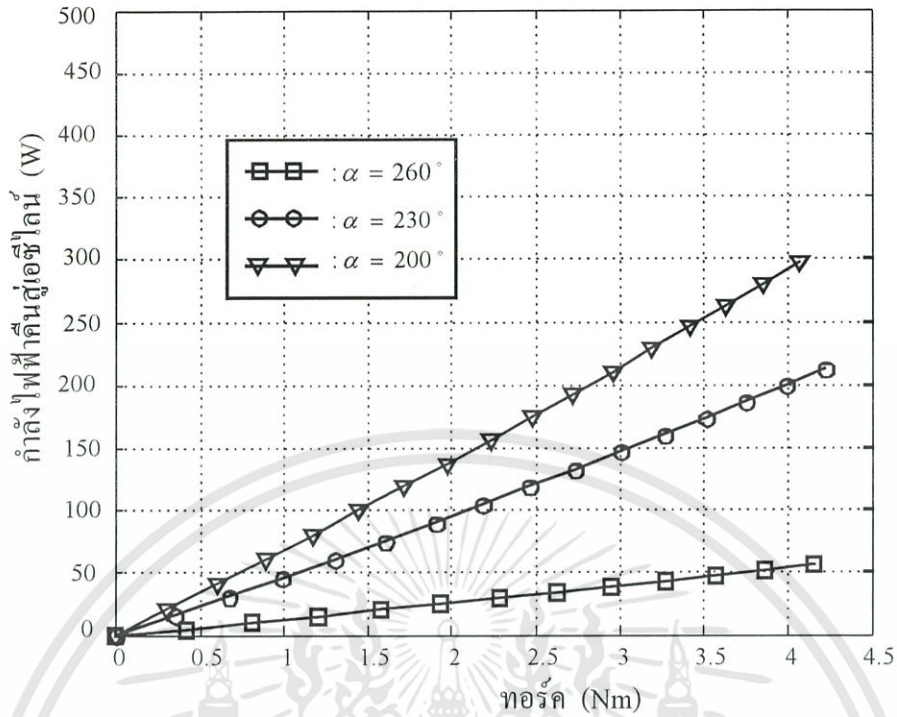


รูปที่ 4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรากรมืด (m) โดยที่  $\alpha = 240$  องศา และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์

เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 180 ถึง 270 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $n_2 = 2$

#### 4.5.3 การวิเคราะห์หาค่าอินพุตเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของระบบขับเคลื่อน

ค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุตและความสัมพันธ์ของกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในระบบขับเคลื่อนนี้สามารถหาได้จากวงจรสมมูลทางด้านเอซี โดยในการหาวงจรสมมูลทางด้านเอซีนั้นสามารถหาได้เหมือนกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจะเริ่มพิจารณาจากไดอะแกรมแสดงการไหลของกำลังไฟฟ้าและกลในระบบขับเคลื่อนแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปที่แสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งค่ากำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังวงจรโรเตอร์ ( $P_{ag}$ ) มีค่าเท่ากับผลรวมของกำลังทางกล ( $P_{mech}$ ) กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดในวงจรโรเตอร์ ( $P_{R2}$ ) และกำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ ( $P_r$ ) ดังสมการ

$$P_{ag} = P_{mech} + P_{R2} + P_r \quad (4.13)$$

โดยที่กำลังทางกลมีค่าเท่ากับ

$$P_{mech} = \left[ 3I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + P_r \right] \left( \frac{1-S}{S} \right) \quad (4.14)$$

เมื่อ  $P_r$  คือกำลังไฟฟ้าสลิปในส่วนของที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์มีค่าดังสมการ

$$P_r = V_{dc2} I_{dc} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์ของมอเตอร์มีลักษณะของรูปคลื่นเป็นสเต็ป [3] ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงไว้บนบทที่ 3 โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) และส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I_{21}$ ) มีค่าดังสมการ (3.21) ดังนั้นเมื่อแทนค่ากระแสดีซีจากสมการ (3.21) และค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซี ( $V_{dc2}$ ) จากสมการ (4.1) ลงในสมการ (4.15) จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์มีค่าดังสมการ

$$P_r = \frac{3V_1 I_{21}}{a_2} \left[ \left( \cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta) \right) + \left( \cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta) \right) \right] \quad (4.16)$$

เมื่อแทนค่า  $P_r$  จากสมการ (4.16) ลงในสมการ (4.14) จะได้กำลังทางกลมีค่าดังสมการ

$$P_{mech} = 3 \left( \frac{1-S}{S} \right) \left[ I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + \frac{3V_1 I_{21}}{a_2} \left[ \left( \cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta) \right) + \left( \cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta) \right) \right] \right] \quad (4.17)$$

แทนค่ากำลังทางกล ( $P_{mech}$ ) จากสมการ (4.17) และค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดในวงจรโรเตอร์ จากสมการ (3.43) ลงในสมการ (4.13) จะได้กำลังไฟฟ้าสามเฟสที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังวงจรโรเตอร์มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} P_{ag} &= 3 \left[ I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + \frac{P_r}{3} \right] \left( \frac{1-S}{S} \right) \\ &\quad + \left[ \frac{\pi^2}{3} I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) \right] + P_r \\ &= \frac{3}{S} \left[ I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + \frac{P_r}{3} \right] - \frac{3}{S} \left[ S I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) + S \frac{P_r}{3} \right] \\ &\quad + \left[ \frac{\pi^2}{3} I_{21}^2 (R_2 + 0.5R_f) \right] + P_r \\ &= 3 \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) I_{21}^2 \\ &\quad + \frac{3}{S} \left[ (R_2 + 0.5R_f) I_{21}^2 + \frac{P_r}{3} \right] \end{aligned} \quad (4.18)$$

แทนค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์จากสมการ (4.16) ลงในสมการ (4.18) จะได้กำลังไฟฟ้าสามเฟสที่ส่งผ่านช่องอากาศไปยังวงจรโรเตอร์มีค่าดังสมการ

$$P_{ag} = 3 \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) I_{21}^2 + 3 \left( \frac{R_2 + 0.5R_f}{S} \right) I_{21}^2 + \frac{3V_1 I_{21}}{S a_2} \left[ (\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta)) \right] \quad (4.19)$$

จากสมการ (3.49) เมื่อพิจารณาทางด้านวงจรโรเตอร์ และสมการ (4.19) จะได้กำลังไฟฟ้าต่อเฟสที่จ่ายให้กับวงจรโรเตอร์มีค่าดังสมการ

$$E_2 I_{21} \cos \theta_{21} = \left[ \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) \right] I_{21}^2 + \left[ \frac{(R_2 + 0.5R_f)}{S} \right] I_{21}^2 + \frac{V_1}{a_2} \left[ \frac{(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))}{S} \right] I_{21} = R_A I_{21}^2 + \frac{R_B}{S} I_{21}^2 + \frac{V_2}{S} I_{21} \quad (4.20)$$

โดยที่

$$R_A = \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) \quad (4.21)$$

$$R_B = (R_2 + 0.5R_f) \quad (4.22)$$

และ

$$V_2 = \frac{V_1}{a_2} \left[ (\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta)) \right] \quad (4.23)$$

จากสมการ (3.49) และสมการ (4.20) เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าต่อเฟสที่จ่ายให้กับวงจรโรเตอร์ซึ่งย้ายมาไว้ทางด้านเดียวกับวงจรสเตเตอร์แล้วจะได้สมการดังนี้

$$E_1 I'_{21} \cos \theta_{21} = R'_A I'_{21}{}^2 + \frac{R'_B}{S} I'_{21}{}^2 + \frac{V'_2}{S} I'_{21} \quad (4.24)$$

โดยที่

$$R'_A = a_1^2 R_A \quad (4.25)$$

$$R'_B = a_1^2 R_B \quad (4.26)$$

และจากสมการ (4.23) จะได้

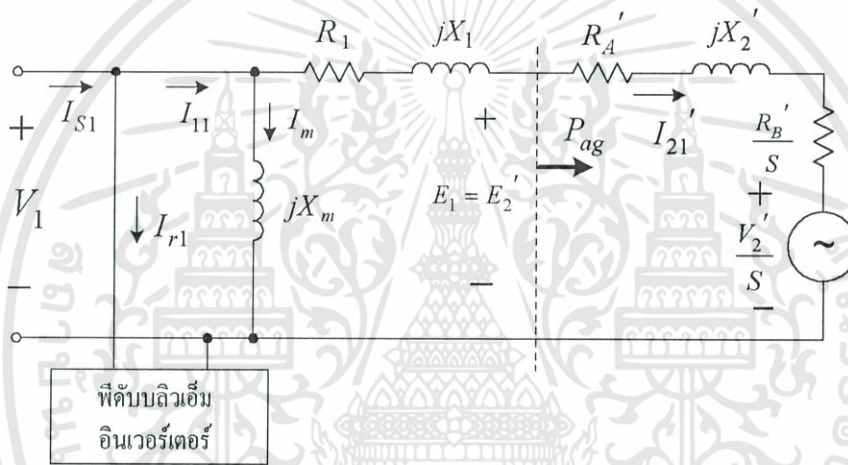
$$V'_2 = a_1 V_2 = a_1 \left\{ \frac{V_1}{a_2} \left[ (\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta)) \right] \right\} = a V_1 \left[ (\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta)) \right] \quad (4.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$a = \frac{a_1}{a_2}$$

จากสมการ (4.24) สามารถแสดงวงจรสมมูลที่ความถี่มูลฐานต่อเฟสของมอเตอร์ที่ย้ายวงจรโรเตอร์ไปไว้ทางด้านสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.26 โดยที่ค่าความต้านทาน ( $R_B'/S$ ) คือส่วนประกอบของวงจรสมมูลที่เป็นผลรวมของกำลังทางกลและกำลังไฟฟ้าสูญเสียในความต้านทานของวงจรโรเตอร์ซึ่งเกิดจากส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ส่วนค่าความต้านทาน  $R_A'$  คือส่วนประกอบของวงจรสมมูลที่เป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียในความต้านทานของวงจรโรเตอร์ซึ่งเกิดจากส่วนประกอบฮาร์มอนิกของกระแสในวงจรโรเตอร์ ส่วนในเทอมสุดท้ายของสมการนี้จะเป็นกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์ของระบบขับเคลื่อนซึ่งคือแหล่งจ่ายแรงดัน ( $V_2'/S$ ) [3,11]



รูปที่ 4.26 วงจรสมมูลต่อเฟสทางด้านเอซีที่ย้ายไปรวมไว้ทางด้านสเตเตอร์ของระบบขับเคลื่อนแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.26 สามารถหาส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I'_{21}$ ) ได้ดังนี้

$$\left[ \left( R_1 + R_A' + \frac{R_B'}{S} \right) I'_{21} + \frac{V_2'}{S} \right]^2 + \left[ (X_1 + X_2') I'_{21} \right]^2 = V_1^2$$

หรือ

$$\left[ R I'_{21} + V_{eq} \right]^2 + \left[ X I'_{21} \right]^2 = V_1^2 \quad (4.28)$$

โดยที่

$$R = R_1 + R_A' + \frac{R_B'}{S}$$

$$V_{eq} = \frac{V_2'}{S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$X = X_1 + X'_2$$

จากสมการ (4.28) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$(RI'_{21})^2 + 2RI'_{21}V_{eq} + V_{eq}^2 + (XI'_{21})^2 - V_1^2 = 0$$

หรือ

$$(R^2 + X^2)I_{21}^2 + 2RI'_{21}V_{eq} - (V_1^2 - V_{eq}^2) = 0 \quad (4.29)$$

ทำการแก้สมการ (4.29) จะได้ขนาดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$I'_{21} = \frac{-V_{eq}R + \sqrt{V_{eq}^2R^2 + (R^2 + X^2)(V_1^2 - V_{eq}^2)}}{(R^2 + X^2)} \quad (4.30)$$

และมุมเฟสของกระแสมีค่าเท่ากับ

$$\phi_{21} = \tan^{-1} \left( \frac{I'_{21}X}{V_{eq} + I'_{21}R} \right) \quad (4.31)$$

กระแสส่วนที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก ( $I_m$ ) ในวงจรสมมูลของมอเตอร์ในรูปที่ 4.26 สามารถหาค่าได้จากสมการ

$$\bar{I}_m = \frac{V_1}{jX_m} = \frac{V_1}{X_m} \angle -90^\circ \quad (4.32)$$

จากวงจรสมมูลรูปที่ 4.26 จะได้ส่วนประกอบมูลฐานของกระแสทางด้านสเตเตอร์ ( $I_{11}$ ) เท่ากับผลรวมของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I'_{21}$ ) และกระแสที่ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก ( $I_m$ ) ดังสมการ

$$\bar{I}_{11} = \bar{I}'_{21} + \bar{I}_m = I_{11} \angle -\phi_1 \quad (4.33)$$

โดยที่

$$I_{11} \cos \phi_1 = I'_{21} \cos \phi_{21}$$

และ

$$\begin{aligned} I_{11} \sin \phi_1 &= I'_{21} \sin \phi_{21} + I_m \\ &= I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} \end{aligned}$$

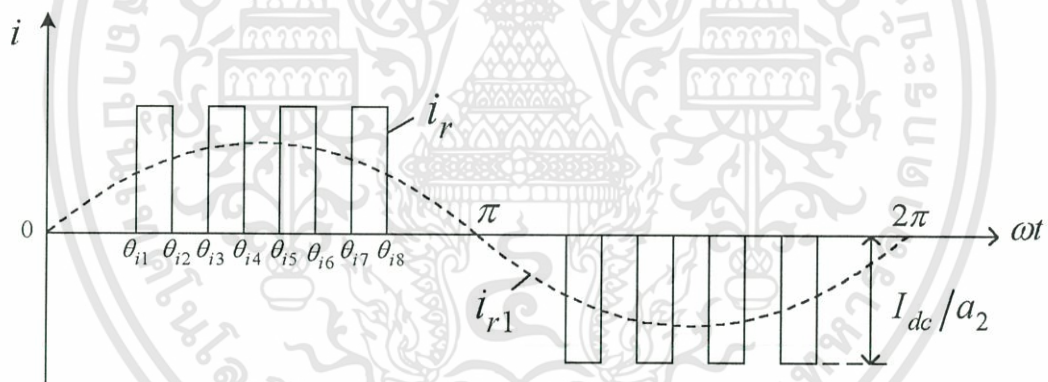
ดังนั้นจะได้ขนาดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสทางด้านสเตเตอร์ ( $I_{11}$ ) ดังสมการ

$$\begin{aligned} I_{11} &= \sqrt{(I_{11} \cos \phi_1)^2 + (I_{11} \sin \phi_1)^2} \\ &= \sqrt{(I'_{21} \cos \phi_{21})^2 + \left( I'_{21} \sin \phi_{21} + \frac{V_1}{X_m} \right)^2} \end{aligned} \quad (4.34)$$

และมุมเฟสของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสทางด้านสเตเตอร์นี้สามารถหาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \tan^{-1} \left( \frac{I_{11} \sin \phi_1}{I_{11} \cos \phi_1} \right) \\ &= \tan^{-1} \left[ \frac{I'_{21} \sin \phi_{21} + (V_1 / X_m)}{I'_{21} \cos \phi_{21}} \right] \end{aligned} \quad (4.35)$$

กระแสเฟสที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์จะมีลักษณะรูปคลื่นเป็นพีคับลิเวียม และเมื่อจ่ายผ่านหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดเท่ากับ  $a_2$  แล้วกระแสนี้จะมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ  $I_{dc}/a_2$  ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 กระแสพีคับลิเวียมที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ที่ใช้ในการหาส่วนประกอบมูลฐานของกระแส

กระแสพีคับลิเวียมที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ดังรูปที่ 4.27 สามารถแสดงด้วยอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการ

$$i_r(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (4.36)$$

โดยที่สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์มีค่าเท่ากับ

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_r(t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad ; \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_r(t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad ; \quad n = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

เนื่องจากกระแส  $i_r(t)$  ในรูปที่ 4.27 เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นจะได้สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์มีค่าเท่ากับ

$$a_n = 0$$

และ

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_r(t) \sin n\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2I_{dc}}{\pi\alpha_2} \left[ \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} \sin n\omega t d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} \sin n\omega t d(\omega t) \right] \end{aligned}$$

เนื่องจาก

$$\int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} \sin n\omega t d(\omega t) = \frac{1}{n} (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2})$$

ดังนั้นจะได้ค่าสัมประสิทธิ์  $b_n$  มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2I_{dc}}{n\pi\alpha_2} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ &\quad \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \end{aligned} \quad (4.37)$$

จะได้อนุกรมฟูเรียร์หรือส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสที่ป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} i_r(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_{dc}}{n\pi\alpha_2} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ &\quad \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \sin n\omega t \end{aligned} \quad (4.38)$$

โดยที่  $n$  คือลำดับฮาร์โมนิกส์ มีค่าเท่ากับ  $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$

$\theta_{i1} = 45 - (15 \times m)$  องศา ; โดยที่  $m$  คือค่าอัตราการมอดของกระแสที่ดับบลิวเอ็ม

$\theta_{i2} = \theta_{i1} + \beta$  องศา,  $\theta_{i3} = \theta_{i1} + 30$  องศา,  $\theta_{i4} = \theta_{i3} + \beta$  องศา,  $\theta_{i5} = \theta_{i4} + 30$  องศา,

$\theta_{i6} = \theta_{i5} + \beta$  องศา,  $\theta_{i7} = \theta_{i6} + 30$  องศา และ  $\theta_{i8} = \theta_{i7} + \beta$  องศา โดยที่  $\beta = 30 \times m$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้ค่า rms ของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสที่ดับลิวิตีที่ป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์มีค่าดังสมการ

$$I_{r1} = \frac{2I_{dc}}{n\pi\alpha_2} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \quad (4.39)$$

เนื่องจากกระแสที่ดับลิวิตีมีเฟสของส่วนประกอบมูลฐานล่าหลังแรงดันเฟสที่สแตเตอร์เท่ากับมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ สามารถแสดงกระแสที่ดับลิวิตีนี้เปรียบเทียบกับแรงดันเฟสได้ดังรูปที่ 4.28 และเฟสเซอร์ของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสนี้มีค่าดังสมการ

$$\bar{I}_{r1} = \frac{2I_{dc}}{n\pi\alpha_2} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \angle -\alpha \quad (4.40)$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสดีซีและส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสในวงจรโรเตอร์ในสมการ (3.21) เมื่อแทนค่าลงในสมการ (3.66) จะสามารถแสดงส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ผ่านหม้อแปลงได้ดังสมการ

$$\bar{I}_{r1} = \frac{I_{21}}{a_2\sqrt{3}} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \angle -\alpha \quad (4.41)$$

เมื่อแทน  $I_{21} = a_1 I'_{21}$  ลงในสมการ (4.41) ซึ่งเป็นการย้ายกระแสจากวงจรโรเตอร์ไปไว้ทางด้านสแตเตอร์ จะได้สมการ

$$\bar{I}_{r1} = \frac{a_1 I'_{21}}{a_2\sqrt{3}} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \angle -\alpha \\ = a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos n\theta_{i1} - \cos n\theta_{i2}) + (\cos n\theta_{i3} - \cos n\theta_{i4}) \right. \\ \left. + (\cos n\theta_{i5} - \cos n\theta_{i6}) + (\cos n\theta_{i7} - \cos n\theta_{i8}) \right] \angle -\alpha \quad (4.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรสมมูลที่ความถี่มูลฐานในรูปที่ 4.26 จะได้กระแสอินพุทของระบบที่จ่ายออกจากแหล่งจ่าย ( $I_{S1}$ ) เท่ากับผลรวมของเฟสเซอร์ของกระแสอินพุทของมอเตอร์และกระแสที่ดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ของระบบดังสมการ

$$\bar{I}_{S1} = \bar{I}_{11} + \bar{I}_{r1} = I_{S1} \angle -\phi_S \quad (4.43)$$

โดยที่

$$I_{S1} \cos \phi_S = I_{11} \cos \phi_1 - I_{r1} |\cos \alpha|$$

และ

$$I_{S1} \sin \phi_S = I_{11} \sin \phi_1 + I_{r1} \sin \alpha$$

ดังนั้นจะได้ขนาดของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสอินพุท ( $I_{S1}$ ) มีค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} I_{S1} &= \left[ (I_{S1} \cos \phi_S)^2 + (I_{S1} \sin \phi_S)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \left[ (I_{11} \cos \phi_1 - I_{r1} |\cos \alpha|)^2 + (I_{11} \sin \phi_1 + I_{r1} \sin \alpha)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \left[ \left( I'_{21} \cos \phi_{21} - a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] |\cos \alpha| \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left( a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] \sin \alpha \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + I'_{21} \sin \phi_{21} + V_1 / X_m \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (4.44)$$

และมุมเฟสของส่วนประกอบมูลฐานของกระแสอินพุทนี้สามารถหาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \phi_S &= \tan^{-1} \left( \frac{I_{S1} \sin \phi_S}{I_{S1} \cos \phi_S} \right) \\ &= \tan^{-1} \left( \frac{I_{11} \sin \phi_1 + I_{r1} \sin \alpha}{I_{11} \cos \phi_1 - I_{r1} |\cos \alpha|} \right) \\ &= \tan^{-1} \left( \frac{\left( a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] \sin \alpha \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + I'_{21} \sin \phi_{21} + (V_1 / X_m) \right)}{a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] |\cos \alpha| \right.} \right) \quad (4.45) \\ &\quad \left. + I'_{21} \cos \phi_{21} \right) \end{aligned}$$



กำหนดให้แรงดันเฟส ( $v_1$ ) ในรูปที่ 4.28 เป็นเฟสเซอร์อ้างอิงมีค่าดังสมการ

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \quad (4.46)$$

ส่วนประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสทางด้านสเตเตอร์มีค่าน้อยมาก [3] ดังนั้นจะได้กระแสทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ ( $I_1$ ) มีลักษณะรูปคลื่นเป็นไซน์ดังรูปที่ 4.28 และมีค่าดังสมการ

$$i_1 \approx i_{11} = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \quad (4.47)$$

กระแสอินพุทของระบบ ( $i_S$ ) เท่ากับผลรวมของกระแสทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ ( $i_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ดังนั้นจากลักษณะรูปคลื่นกระแสในรูปที่ 4.28 จะได้กระแสอินพุทของระบบดังสมการ

$$\begin{aligned} i_S(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} && ; \theta_{i1} \leq \omega t \leq \theta_{i2} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) && ; \theta_{i2} \leq \omega t \leq \theta_{i3} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} && ; \theta_{i3} \leq \omega t \leq \theta_{i4} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) && ; \theta_{i4} \leq \omega t \leq \theta_{i5} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} && ; \theta_{i5} \leq \omega t \leq \theta_{i6} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) && ; \theta_{i6} \leq \omega t \leq \theta_{i7} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} && ; \theta_{i7} \leq \omega t \leq \theta_{i8} \\ &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) && ; \theta_{i8} \leq \omega t \leq \pi + \theta_{i1} \end{aligned} \quad (4.48)$$

ดังนั้นจึงสามารถหาค่า rms ของกระแสอินพุทของระบบขับเคลื่อนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
I_S^2 &= \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i2}}^{\theta_{i3}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \right)^2 d\omega t \right. \\
&\quad + \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i4}}^{\theta_{i5}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \right)^2 d\omega t \\
&\quad + \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i6}}^{\theta_{i7}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \right)^2 d\omega t \\
&\quad \left. + \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) - \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i8}}^{\pi+\theta_{i1}} \left( \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \right)^2 d\omega t \right] \\
&= \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t - \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t \right. \\
&\quad + \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i2}}^{\theta_{i3}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t \\
&\quad + \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t - \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t \\
&\quad + \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i4}}^{\theta_{i5}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t \\
&\quad + \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t - \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t \\
&\quad + \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i6}}^{\theta_{i7}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t \\
&\quad + \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t - \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t \\
&\quad \left. + \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i8}}^{\pi+\theta_{i1}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t \right] \\
&= \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\theta_{i1}}^{\pi+\theta_{i1}} 2I_1^2 \sin^2(\omega t - \phi_1) d\omega t - \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t \right. \\
&\quad - \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t - \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t \\
&\quad - \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} 2\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \frac{I_{dc}}{a_2} d\omega t + \int_{\theta_{i1}}^{\theta_{i2}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i3}}^{\theta_{i4}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t \\
&\quad \left. + \int_{\theta_{i5}}^{\theta_{i6}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t + \int_{\theta_{i7}}^{\theta_{i8}} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 d\omega t \right]
\end{aligned}$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
I_S^2 &= \frac{2\sqrt{2}I_1}{\pi} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right) \left[ \cos(\theta_{i2} - \phi_1) + \cos(\theta_{i4} - \phi_1) + \cos(\theta_{i6} - \phi_1) + \cos(\theta_{i8} - \phi_1) \right] \\
&\quad - \frac{2\sqrt{2}I_1}{\pi} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right) \left[ \cos(\theta_{i1} - \phi_1) + \cos(\theta_{i3} - \phi_1) + \cos(\theta_{i5} - \phi_1) + \cos(\theta_{i7} - \phi_1) \right] \\
&\quad + I_1^2 + \frac{1}{\pi} \left( \frac{I_{dc}}{a_2} \right)^2 \left[ (\theta_{i2} + \theta_{i4} + \theta_{i6} + \theta_{i8}) - (\theta_{i1} + \theta_{i3} + \theta_{i5} + \theta_{i7}) \right] \quad (4.49)
\end{aligned}$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสดีซีและส่วนประกอบมูลฐานของกระแสเฟสในวงจรโรเตอร์ในสมการ (3.21) จะได้

$$\begin{aligned}
\frac{I_{dc}}{a_2} &= \frac{(\pi/\sqrt{6})I_{21}}{a_2} \\
&= \left( \frac{\pi}{\sqrt{6}} \right) \left( \frac{a_1}{a_2} \right) \left( \frac{I_{21}}{a_1} \right) \\
&= \left( \frac{\pi}{\sqrt{6}} \right) a I'_{21} \quad (4.50)
\end{aligned}$$

โดยที่

$$a = a_1/a_2 \quad \text{และ} \quad I'_{21} = I_{21}/a_1$$

แทนค่า  $I_{dc}/a_2$  จากสมการ (4.50) ลงในสมการ (4.49) จะได้สมการ

$$\begin{aligned}
I_S^2 &= \frac{2\sqrt{2}I_1}{\pi} \left( \frac{\pi}{\sqrt{6}} a I'_{21} \right) \left[ \cos(\theta_{i2} - \phi_1) + \cos(\theta_{i4} - \phi_1) + \cos(\theta_{i6} - \phi_1) + \cos(\theta_{i8} - \phi_1) \right] \\
&\quad - \frac{2\sqrt{2}I_1}{\pi} \left( \frac{\pi}{\sqrt{6}} a I'_{21} \right) \left[ \cos(\theta_{i1} - \phi_1) + \cos(\theta_{i3} - \phi_1) + \cos(\theta_{i5} - \phi_1) + \cos(\theta_{i7} - \phi_1) \right] \\
&\quad + I_1^2 + \frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi}{\sqrt{6}} a I'_{21} \right)^2 \left[ (\theta_{i2} + \theta_{i4} + \theta_{i6} + \theta_{i8}) - (\theta_{i1} + \theta_{i3} + \theta_{i5} + \theta_{i7}) \right] \\
&= \frac{2}{\sqrt{3}} a I_1 I'_{21} \left[ \cos(\theta_{i2} - \phi_1) + \cos(\theta_{i4} - \phi_1) + \cos(\theta_{i6} - \phi_1) + \cos(\theta_{i8} - \phi_1) \right] \\
&\quad - \frac{2}{\sqrt{3}} a I_1 I'_{21} \left[ \cos(\theta_{i1} - \phi_1) + \cos(\theta_{i3} - \phi_1) + \cos(\theta_{i5} - \phi_1) + \cos(\theta_{i7} - \phi_1) \right] \\
&\quad + I_1^2 - \frac{\pi}{6} a^2 I_{21}^2 \left[ (\theta_{i2} + \theta_{i4} + \theta_{i6} + \theta_{i8}) - (\theta_{i1} + \theta_{i3} + \theta_{i5} + \theta_{i7}) \right] \quad (4.51)
\end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้ค่า rms ของกระแสอินพุทของระบบดังสมการ

$$\begin{aligned}
I_S &= \left[ \frac{2}{\sqrt{3}} a I_1 I'_{21} \left[ \cos(\theta_{i2} - \phi_1) + \cos(\theta_{i4} - \phi_1) + \cos(\theta_{i6} - \phi_1) + \cos(\theta_{i8} - \phi_1) \right] \right. \\
&\quad \left. - \frac{2}{\sqrt{3}} a I_1 I'_{21} \left[ \cos(\theta_{i1} - \phi_1) + \cos(\theta_{i3} - \phi_1) + \cos(\theta_{i5} - \phi_1) + \cos(\theta_{i7} - \phi_1) \right] \right. \\
&\quad \left. + I_1^2 + \frac{\pi}{6} a^2 I_{21}^2 \left[ (\theta_{i2} + \theta_{i4} + \theta_{i6} + \theta_{i8}) - (\theta_{i1} + \theta_{i3} + \theta_{i5} + \theta_{i7}) \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.52)
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเฟสที่จ่ายให้กับระบบขับเคลื่อน ( $V_1$ ) มีลักษณะรูปคลื่นเป็นชานี้ขณะที่กระแสอินพุท ( $i_s$ ) ของระบบเกิดจากผลรวมของกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ ) และกระแสที่ดับบลิวมที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) จึงทำให้กระแสอินพุทของระบบไม่เป็นชานี้ดังรูปที่ 4.28 ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ ( $pf$ ) ของระบบขับเคลื่อนนี้ได้จากสมการ [16,17]

$$\begin{aligned} pf &= \frac{3V_1 I_{S1} \cos \phi_S}{3V_1 I_S} \\ &= \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_S = \mu \cos \phi_S \end{aligned} \quad (4.53)$$

โดยที่

$$\mu = \frac{I_{S1}}{I_S} = \text{distortion factor}$$

และ

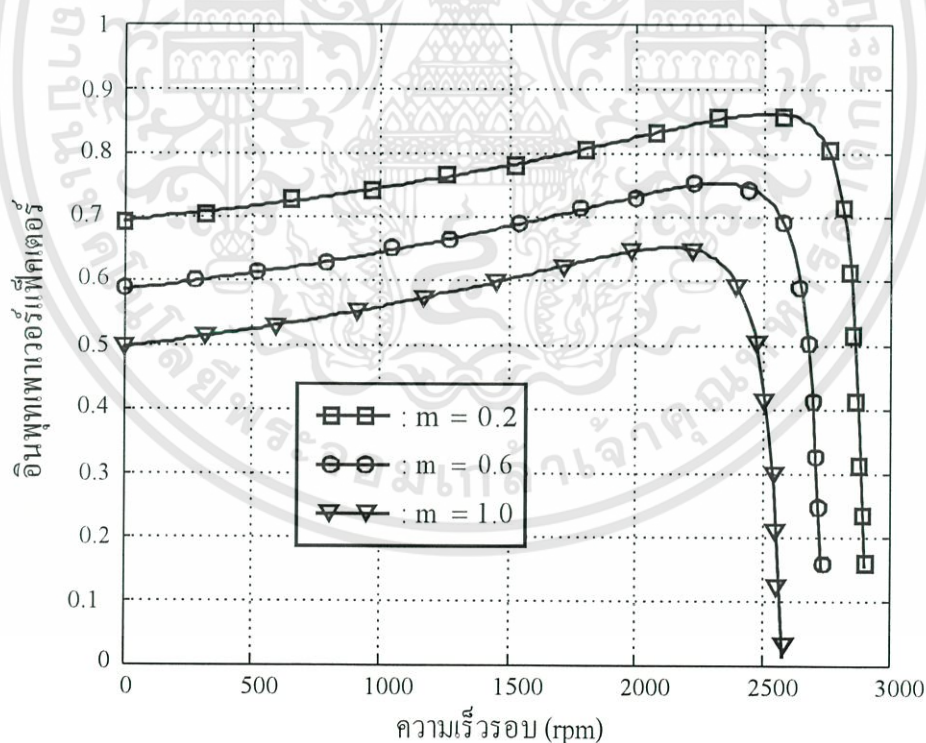
$$\cos \phi_S = \text{displacement factor}$$

เมื่อแทนค่า  $I_{S1}$  จากสมการ (4.44) ค่า  $\phi_S$  จากสมการ (4.45) และค่า  $I_S$  จากสมการ (4.52) ลงในสมการ (4.53) จะได้อินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบมีค่าดังสมการ

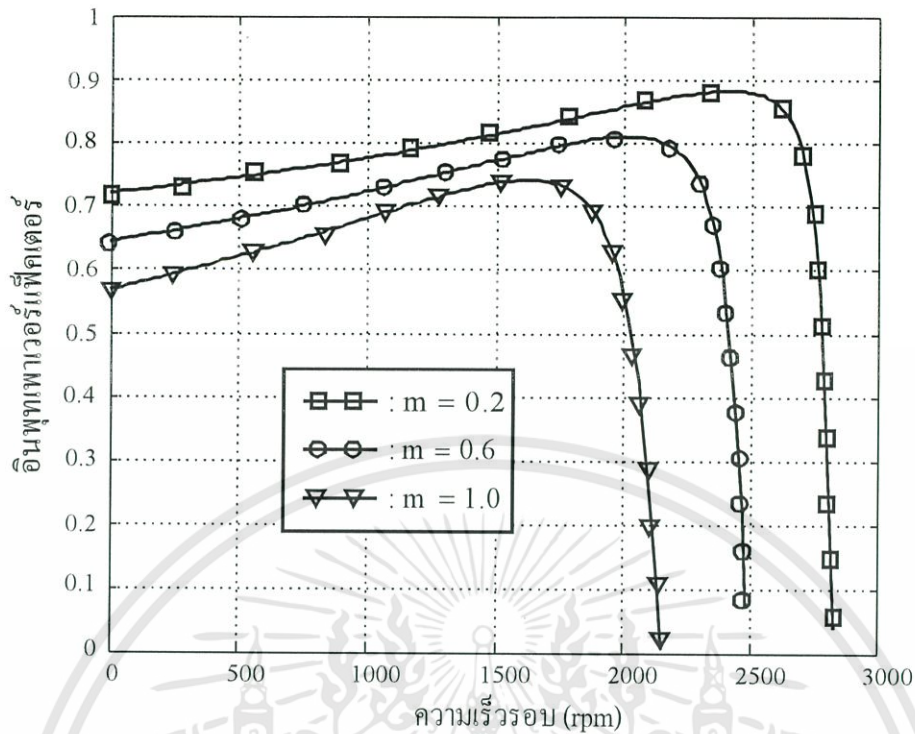
$$\begin{aligned} pf &= \frac{\left[ \left( I'_{21} \cos \phi_{21} - a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] \cos \alpha \right)^2 \right. \\ &\quad + \left( a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] \sin \alpha \right. \\ &\quad \left. \left. + I'_{21} \sin \phi_{21} + V_1 / X_m \right)^2 \right]^{1/2}}{\left[ \frac{2}{\sqrt{3}} a I_1 I'_{21} \left[ \cos(\theta_{i2} - \phi_1) + \cos(\theta_{i4} - \phi_1) + \cos(\theta_{i6} - \phi_1) + \cos(\theta_{i8} - \phi_1) \right] \right. \\ &\quad - \frac{2}{\sqrt{3}} a I_1 I'_{21} \left[ \cos(\theta_{i1} - \phi_1) + \cos(\theta_{i3} - \phi_1) + \cos(\theta_{i5} - \phi_1) + \cos(\theta_{i7} - \phi_1) \right] \\ &\quad \left. + I_1^2 + \frac{\pi}{6} a^2 I_{21}^2 \left[ (\theta_{i2} + \theta_{i4} + \theta_{i6} + \theta_{i8}) - (\theta_{i1} + \theta_{i3} + \theta_{i5} + \theta_{i7}) \right] \right]^{1/2}} \\ &\times \cos \left[ \tan^{-1} \frac{\left( a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] \sin \alpha \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + I'_{21} \sin \phi_{21} + (V_1 / X_m) \right)}{a \frac{I'_{21}}{\sqrt{3}} \left[ (\cos \theta_{i1} + \cos \theta_{i3} + \cos \theta_{i5} + \cos \theta_{i7}) - (\cos \theta_{i2} + \cos \theta_{i4} + \cos \theta_{i6} + \cos \theta_{i8}) \right] \cos \alpha \right.} \right] \\ &\quad \left. + I'_{21} \cos \phi_{21} \right] \end{aligned} \quad (4.54)$$

โดยที่สามารถหาค่าของกระแสในวงจรโรเตอร์ ( $I'_{21}$ ) ได้จากสมการ (4.30) หาค่ามุมเฟส ( $\phi_{21}$ ) ได้จากสมการ (4.31) หาค่ากระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $I_1$ ) ได้จากสมการ (4.34) และหาค่ามุมเฟส  $\phi_1$  ได้จากสมการ (4.35)

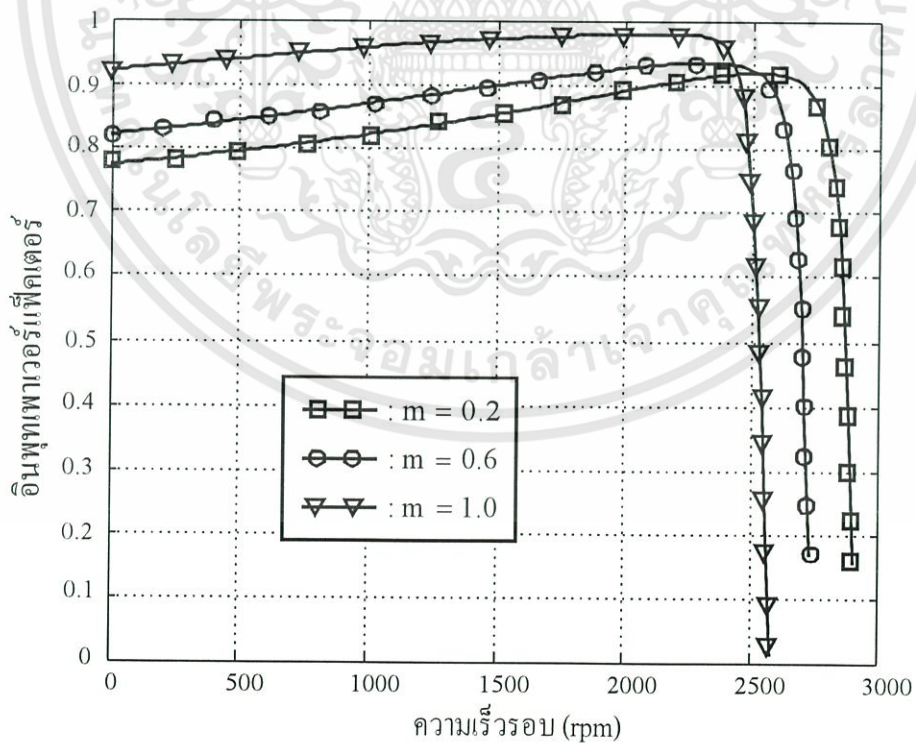
ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ในสมการ (4.54) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเดลต้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะลัดคอร์โรเตอร์ได้ค่า  $R_1=5.2\Omega$ ,  $R'_2=3.6\Omega$ ,  $X_1=3.53\Omega$ ,  $X'_2=3.53\Omega$ ,  $X_m=159.21\Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีหาได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์-แอมป์ ได้ค่า  $R_f=0.14\Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1=0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุทและมีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด  $a_2=2$  จะสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m)ของกระแสที่ดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสที่เท่ากับ 120, 180 และ 240 องศา ได้ดังรูปที่ 4.30, 4.31 และ 4.32 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ดับบลิวเอ็มในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่ค่าอัตราการมอด(m) คงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.33 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ดับบลิวเอ็มในช่วง 180 ถึง 270 องศาโดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.34



รูปที่ 4.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) โดยที่  $\alpha = 120^\circ$  และ  $a_2 = 2$

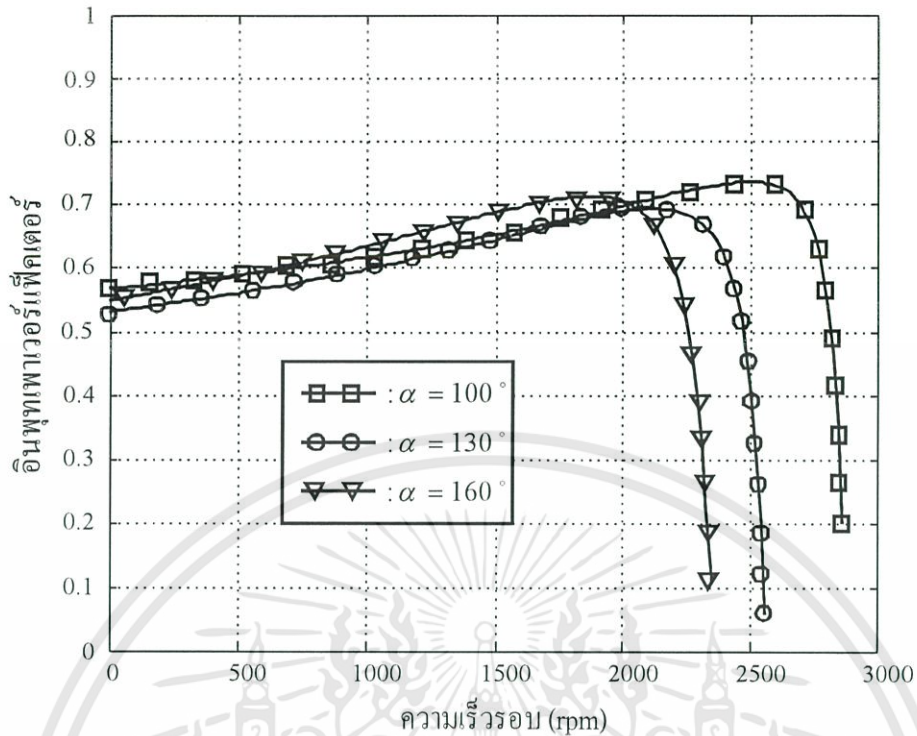


รูปที่ 4.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่  $\alpha = 180^\circ$  และ  $a_2 = 2$

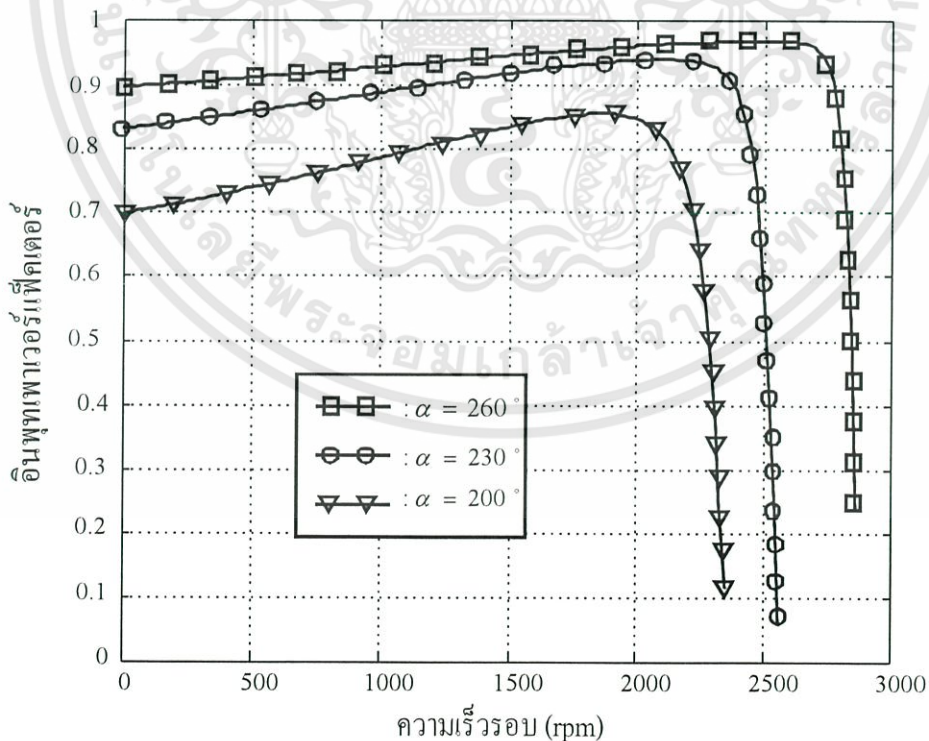


รูปที่ 4.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์และความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่  $\alpha = 240^\circ$  และ  $a_2 = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราเร็วเพลาแฉกและความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.34 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราเร็วเพลาแฉกและความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 180 ถึง 270 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 4.30 ถึง 4.34 จะเห็นได้ว่าในย่านของการปรับมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสที่ดับขั้วเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์จาก 90 องศา ถึง 180 องศา จะทำให้ค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ของระบบมีค่าต่ำ เนื่องจากระบบไม่สามารถป้อนกลับกำลังไฟฟ้รีแอ็คทีฟคืนสู่เอซีไลน์ได้ ในขณะที่ค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ของระบบจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อทำการปรับมุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ )ของกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ในย่านจาก 180 องศา ถึง 270 องศา เนื่องจากระบบจะสามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้รีแอ็คทีฟเข้าสู่เอซีไลน์ได้ด้วย นอกจากนั้นที่มุมเลื่อนเฟสในย่านที่มากกว่า 180 องศา จะให้ค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์มีค่าสูงขึ้นเมื่อปรับค่าอัตราการมีอคให้เพิ่มขึ้น

#### 4.5.4 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อน

ถ้าไม่คิดกำลังสูญเสียทางกลแล้วจะสามารถคำนวณหาประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) ของระบบขับเคลื่อนนี้ได้จากสมการ

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{P_{mech}}{P_{in}} \\ &= \frac{P_{mech}}{P_S - P_r}\end{aligned}\quad (4.55)$$

โดยที่กำลังทางกลสามารถหาได้โดยใช้สมการ

$$P_{mech} = 3 \left[ I_{21}'^2 R_B' + V_2' I_{21}' \right] \left( \frac{1-S}{S} \right) \quad (4.56)$$

และจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.26 จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปโดยมอเตอร์( $P_S$ ) ดังสมการ

$$\begin{aligned}P_S &= P_{ag} + P_{R1} \\ &= 3 \left[ \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} \right) I_{21}'^2 + \left( \frac{V_2'}{S} \right) I_{21}' + I_{21}'^2 R_1 \right]\end{aligned}\quad (4.57)$$

เมื่อ  $P_{R1}$  คือกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ แล้วจะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทของระบบขับเคลื่อนได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
P_{in} &= P_S - P_r \\
&= 3 \left[ \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} \right) I_{21}'^2 + \left( \frac{V_2'}{S} \right) I_{21}' + I_{21}'^2 R_1 - V_2' I_{21}' \right] \\
&= 3 \left[ I_{21}'^2 \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} + R_1 \right) + \left( \frac{1-S}{S} \right) V_2' I_{21}' \right] \quad (4.58)
\end{aligned}$$

เมื่อแทนค่ากำลังทางกลจากสมการ (4.56) และกำลังไฟฟ้าอินพุตจากสมการ (4.58) ลงในสมการ (4.55) จะได้ประสิทธิภาพรวมของระบบขับเคลื่อนมีค่าดังสมการ

$$\eta = \frac{\left( I_{21}'^2 R_B' + V_2' I_{21}' \right) \left( \frac{1-S}{S} \right)}{I_{21}'^2 \left( R_A' + \frac{R_B'}{S} + R_1 \right) + \left( \frac{1-S}{S} \right) V_2' I_{21}'} \quad (4.59)$$

เมื่อแทนค่า  $R_A'$  จากสมการ (4.25)  $R_B'$  จากสมการ (4.26) และ  $V_2'$  จากสมการ (4.27) ลงในสมการ (4.59) จะได้ประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนมีค่าดังสมการ

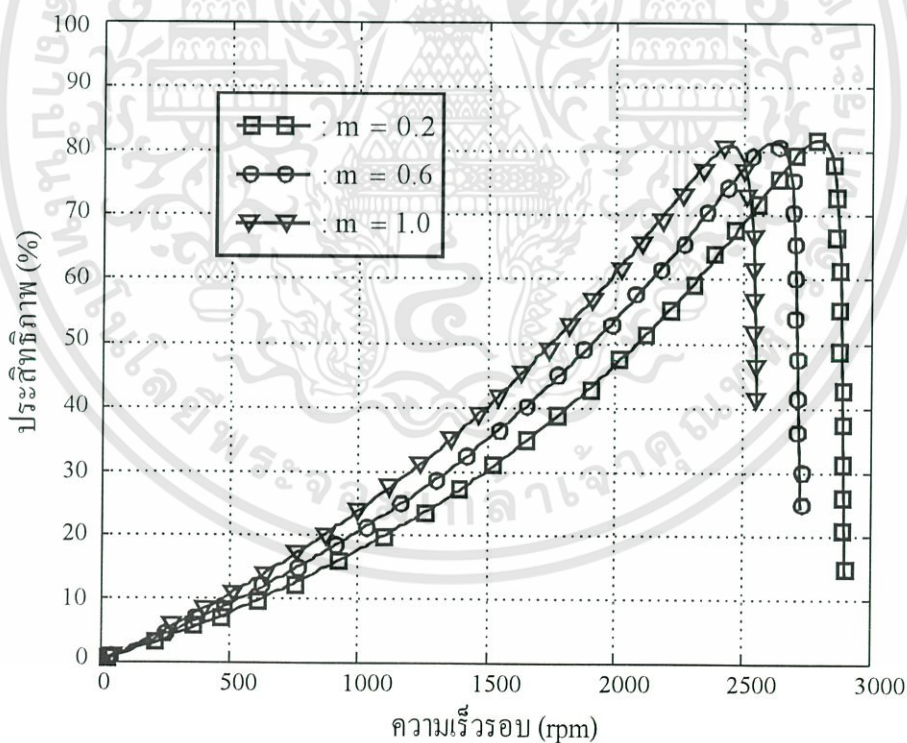
$$\eta = \frac{\left[ I_{21}'^2 a_1^2 (R_2 + 0.5R_f) + \frac{a_1}{a_2} V_1 [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] I_{21}' \right] \left( \frac{1-S}{S} \right)}{I_{21}'^2 \left[ a_1^2 \left( \frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_2 + 0.5R_f) + \frac{a_1^2 (R_2 + 0.5R_f)}{S} + R_1 \right] + \left( \frac{1-S}{S} \right) \frac{a_1}{a_2} V_1 [(\cos \theta_1 - \cos(\theta_1 + \beta)) + (\cos \theta_2 - \cos(\theta_2 + \beta))] I_{21}'} \quad (4.60)$$

โดยที่สามารถหาค่าของกระแส  $I_{21}'$  ได้จากสมการ (4.30) หาค่ามุม  $\theta_1$  ได้จากสมการ (4.2) หาค่ามุม  $\theta_2$  ได้จากสมการ (4.3) และหาค่า  $\beta$  ได้จากสมการ (4.4)

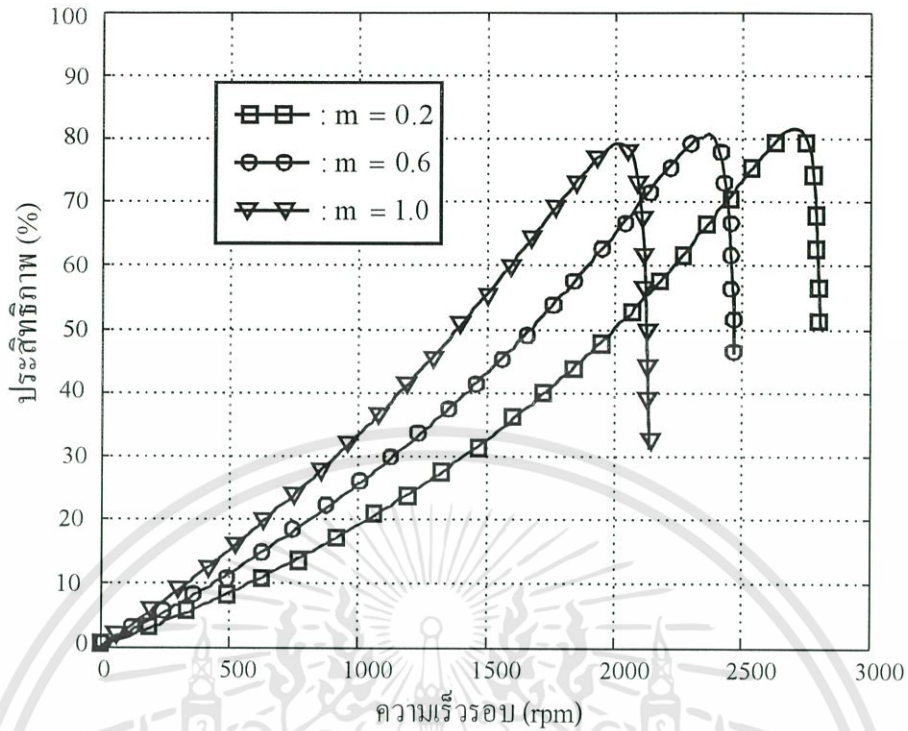
ค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนดังสมการ (4.60) เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220 V ต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเคลด้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากการทดสอบจริงขณะไม่มีโหลดและขณะลัดคโรเตอร์ได้ค่า  $R_1=5.2 \Omega$ ,  $R_2=3.6 \Omega$ ,  $X_1=3.53 \Omega$ ,  $X_2=3.53 \Omega$ ,  $X_m=159.21 \Omega$  ส่วนค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการกรองกระแสดีซีจะได้จากการทดสอบโดยวิธีโวลท์ - แอมป์ ได้ค่า  $R_f=0.14 \Omega$  และมอเตอร์มีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์  $a_1 = 0.97$  โดยที่หม้อแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตและมีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด  $a_2 = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

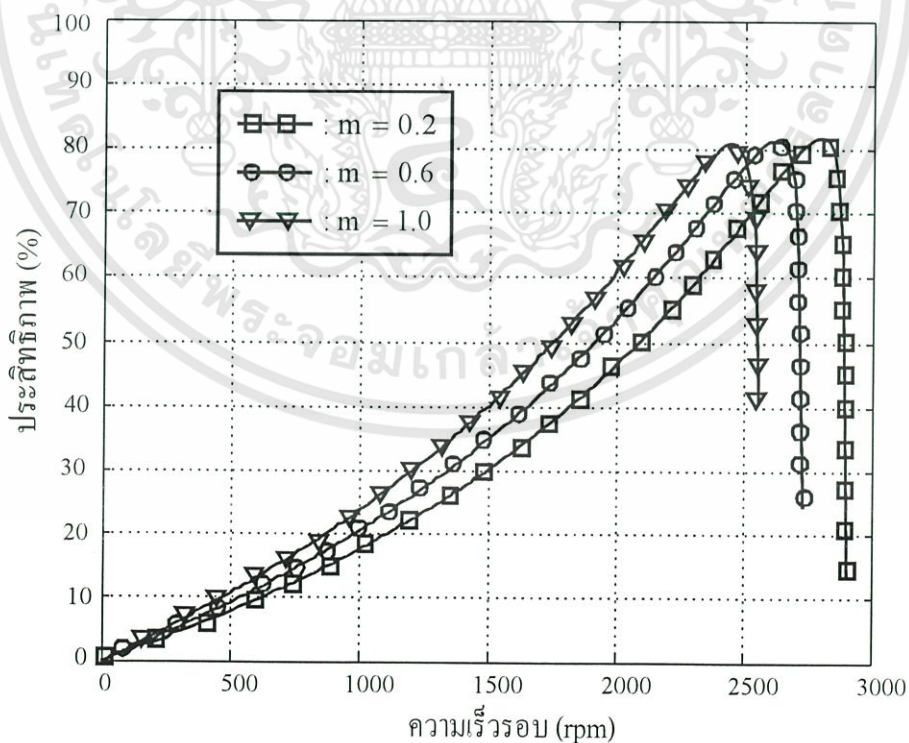
และเมื่อทดสอบมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดที่ความเร็วรอบต่างๆ ปรากฏว่ากำลังสูญเสียเนื่องจากการหมุน(กำลังสูญเสียทางกลรวมกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก)มีค่าขึ้นอยู่กับความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อนำกำลังสูญเสียเนื่องจากการหมุนนี้ไปคำนวณหาประสิทธิภาพร่วมกับสมการ (4.60) แล้วจะสามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและค่าความเร็วรอบของมอเตอร์นี้ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) ของกระแสฟีดแบ็กที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสนี้คงที่เท่ากับ 120 , 180 และ 240 องศา ได้ดังรูปที่ 4.35, 4.36 และ 4.37 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง 90 ถึง 180 องศาโดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.38 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง 180 ถึง 270 องศาโดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 4.39 ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำๆ เนื่องจากการปรับมุมเลื่อนเฟสให้มีค่าเข้าใกล้ 180 องศา หรือเนื่องจากการปรับค่าอัตราการมอดให้เพิ่มขึ้น จะให้ค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนแบบนี้มีค่าต่ำลง แต่อย่างไรก็ตาม ค่าประสิทธิภาพที่ความเร็วรอบต่ำของระบบขับเคลื่อนแบบนี้จะสูงกว่าของระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เห็นย่นาโดยการปรับแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์



รูปที่ 4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่  $\alpha = 120^\circ$  และ  $a_2=2$

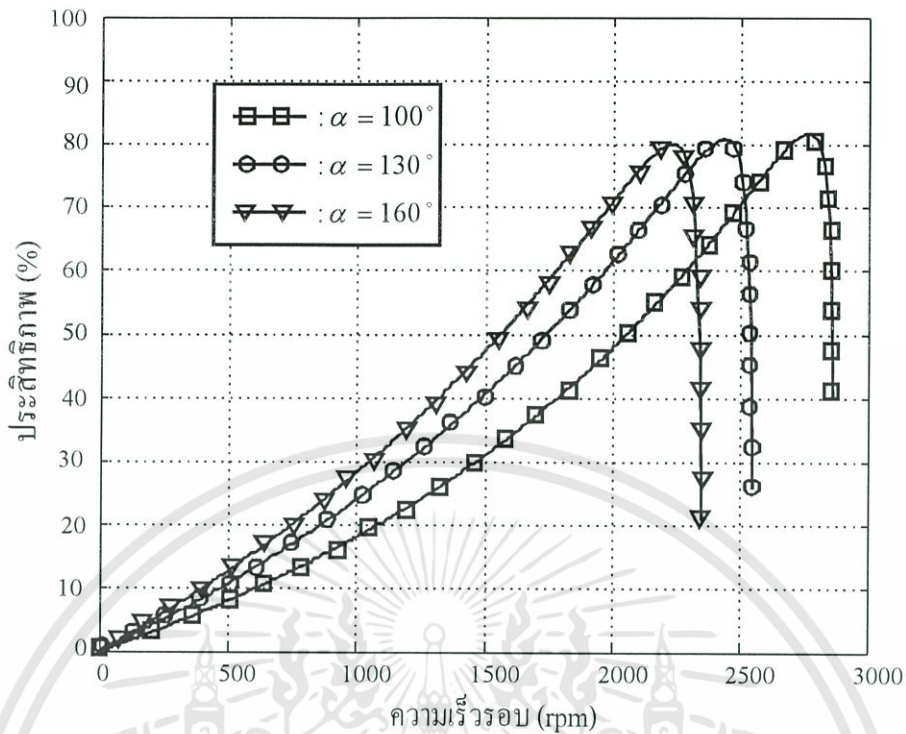


รูปที่ 4.36 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราคร่อม ( $m$ ) โดยที่  $\alpha = 180^\circ$  และ  $a_2 = 2$

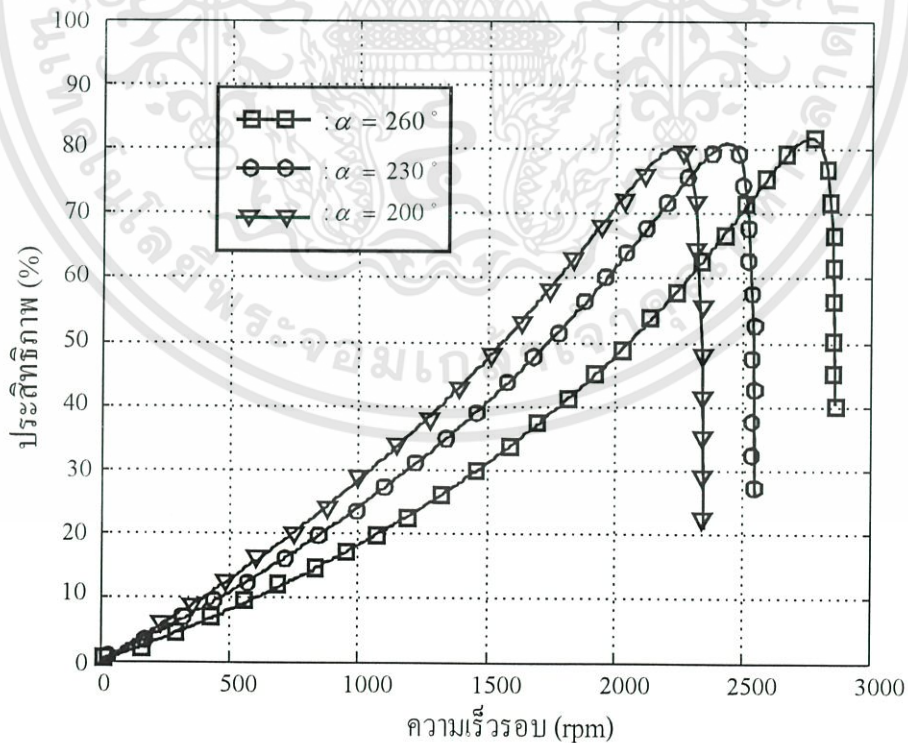


รูปที่ 4.37 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราคร่อม ( $m$ ) โดยที่  $\alpha = 240^\circ$  และ  $a_2 = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 90 ถึง 180 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$



รูปที่ 4.39 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์  
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $\alpha$  ในช่วง 180 ถึง 270 องศา โดยที่  $m = 0.8$  และ  $a_2 = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### ผลการทดลอง

#### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบระบบขับเคลื่อนต้นแบบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลิปริงภายใต้สภาวะการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปกลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ โดยจะแสดงลักษณะของรูปคลื่นกระแสที่ดับลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ รูปคลื่นแรงดันที่ ดีซีลิงค์ รูปคลื่นกระแสอินพุทของระบบขับเคลื่อน รูปคลื่นกระแสอินพุทของมอเตอร์ เมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟสและอัตราการมอดของกระแสที่ดับลิวเอ็ม และแสดงให้เห็นเส้นกราฟต่างๆ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์กของมอเตอร์ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์ของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์

#### 5.2 ลักษณะของรูปคลื่นต่างๆ ของระบบขับเคลื่อน

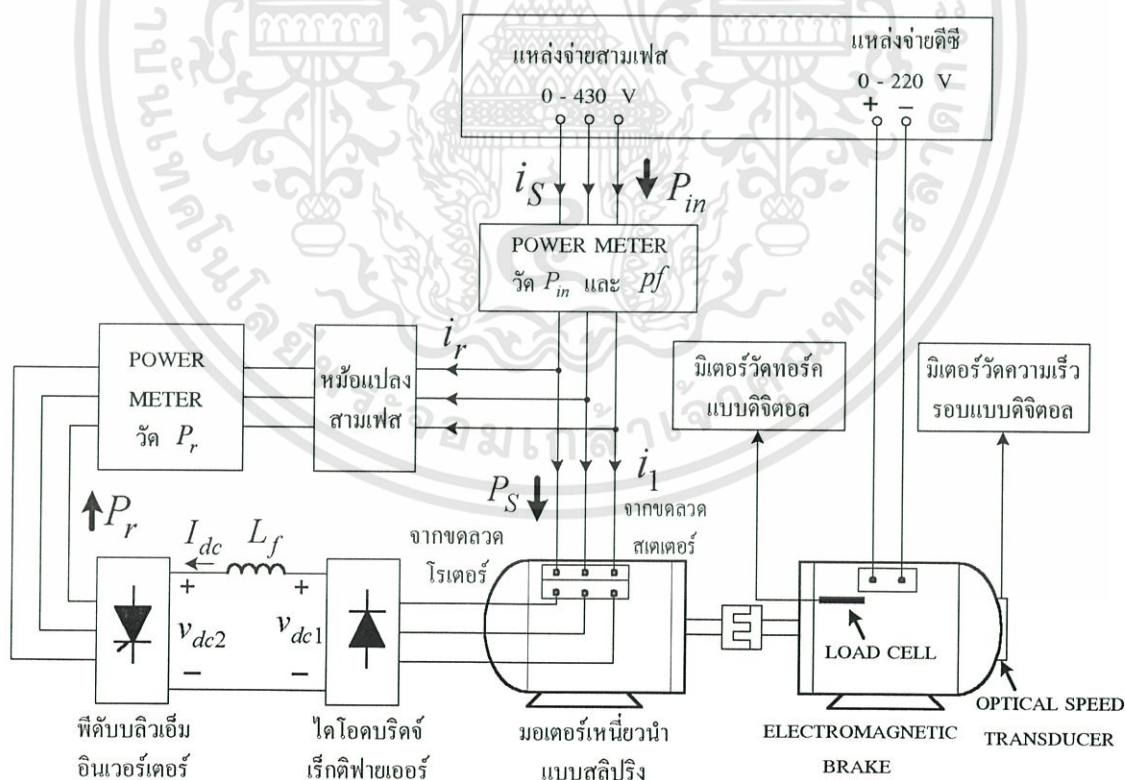
ในการทดสอบระบบขับเคลื่อนต้นแบบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นนั้นจะทำการทดสอบทั้งหมด 4 อย่างคือ ค่าทอร์ก ค่ากำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์ ค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์ของระบบและค่าประสิทธิภาพของระบบเพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี โดยที่สามารถแสดงการต่อวงจรและเครื่องมือวัดค่าต่างๆ ตามที่กล่าวมาแล้วได้ดังรูปที่ 5.1

เมื่อทำการทดสอบระบบขับเคลื่อนต้นแบบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลิปริงขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดันเท่ากับ 220/380 V,  $\Delta/Y$  ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก โดยในการทดสอบจะต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเคลด้า มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อโรเตอร์ ( $a_1$ ) เท่ากับ 0.97 และอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดหม้อแปลง ( $a_2$ ) เท่ากับ 2 ภายใต้สภาวะการป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอซีไลน์ โดยที่มอเตอร์ขับโหลดมีค่าเท่ากับ 3 Nm สามารถแสดงให้เห็นลักษณะของรูปคลื่นกระแสที่ดับลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์เทียบกับแรงดันเฟสด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลงและรูปคลื่นของแรงดันที่ ดีซีลิงค์ของระบบขับเคลื่อน เมื่ออัตราการมอด (m) ของกระแสที่ดับลิวเอ็มมีค่าเท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.2 กรณีที่  $\alpha = 120^\circ$  รูปที่ 5.3 กรณีที่  $\alpha = 180^\circ$  รูปที่ 5.4 กรณีที่  $\alpha = 240^\circ$  เมื่ออัตราการมอด(m)ของกระแสที่ดับลิวเอ็มมีค่าเท่ากับ 1 ได้ดังรูปที่ 5.5 กรณีที่  $\alpha = 120^\circ$  รูปที่ 5.6 กรณีที่  $\alpha = 180^\circ$  รูปที่ 5.7 กรณีที่  $\alpha = 240^\circ$  โดยที่รูปคลื่นทั้งหมดที่วัดได้นี้ใช้ขั้วของแรงดันและทิศทางของกระแสอ้างอิงจากรูปที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นได้จากรูปคลื่นเหล่านี้ว่าที่ค่าอัตราการมอดคงที่ค่าหนึ่งจะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

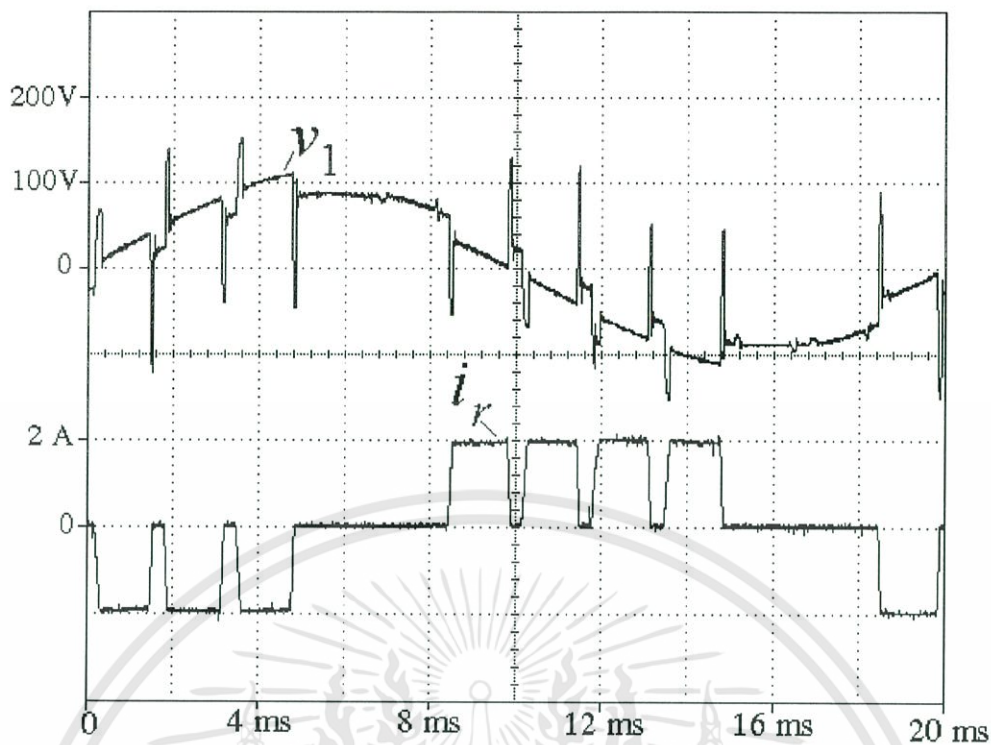
ซีลิงค์ ( $V_{dc2}$ ) มีค่ามากขึ้นเมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ดับบลิวเอ็มจาก  $90^\circ$  เข้าหา  $180^\circ$  หรือ จาก  $270^\circ$  เข้าหา  $180^\circ$  และมีค่ามากที่สุดเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสนี้ให้มีค่าเท่ากับ  $180^\circ$  และค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ซีลิงค์นี้ยังมีค่าแปรผันตามค่าอัตราการมีอคของกระแสที่ดับบลิวเอ็มนี้ด้วย เมื่อพิจารณาข้อของแรงดันและทิศทางของกระแสอ้างอิงจากรูปที่ 4.1 แล้วจะเห็นได้จากรูปที่ 5.2(ก), 5.3(ก), 5.4(ก), 5.5(ก), 5.6(ก) และ 5.7(ก) ว่าระบบนี้สามารถป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอซีไลน์ได้จริง

สามารถแสดงรูปคลื่นกระแสที่ดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ กระแสอินพุทของมอเตอร์ กระแสอินพุทของระบบขับเคลื่อน เมื่อวัดเปรียบเทียบกับแรงดันเฟสด้านแรงดันสูงของหม้อแปลง เมื่อ  $m = 0.8$  ได้ดังรูปที่ 5.8 กรณีที่  $\alpha = 120^\circ$  รูปที่ 5.9 กรณีที่  $\alpha = 180^\circ$  รูปที่ 5.10 กรณีที่  $\alpha = 240^\circ$  เมื่อ  $m = 1$  ได้ดังรูปที่ 5.11 กรณีที่  $\alpha = 120^\circ$  รูปที่ 5.12 กรณีที่  $\alpha = 180^\circ$  รูปที่ 5.13 กรณีที่  $\alpha = 240^\circ$  ทั้งหมดนี้เพื่อแสดงให้เห็นการรวมกันของรูปคลื่นกระแสอินพุทของมอเตอร์และกระแสที่ดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ได้ผลลัพธ์เท่ากับกระแสที่มาจากแหล่งจ่ายเอซีไลน์ และเมื่อพิจารณาจากรูปคลื่นในรูปที่ 5.8(ค), 5.9(ค), 5.10(ค), 5.11(ค) 5.12(ค) และ 5.13(ค) จะเห็นได้ชัดว่ามุมต่างเฟสของแรงดันเฟสและกระแสอินพุทมีค่าลดลงเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสให้มีค่ามากกว่า  $180^\circ$  ซึ่งส่งผลทำให้อินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของระบบมีค่าสูงขึ้น

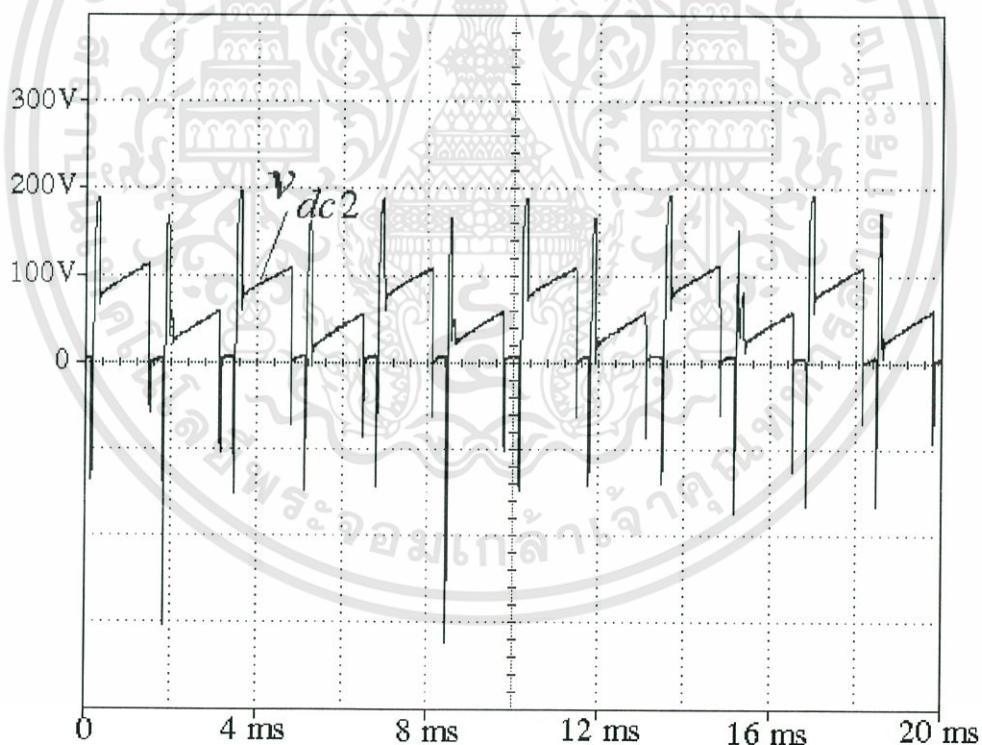


รูปที่ 5.1 วงจรที่ใช้ในการทดสอบจริงของระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบแบบ  
ป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



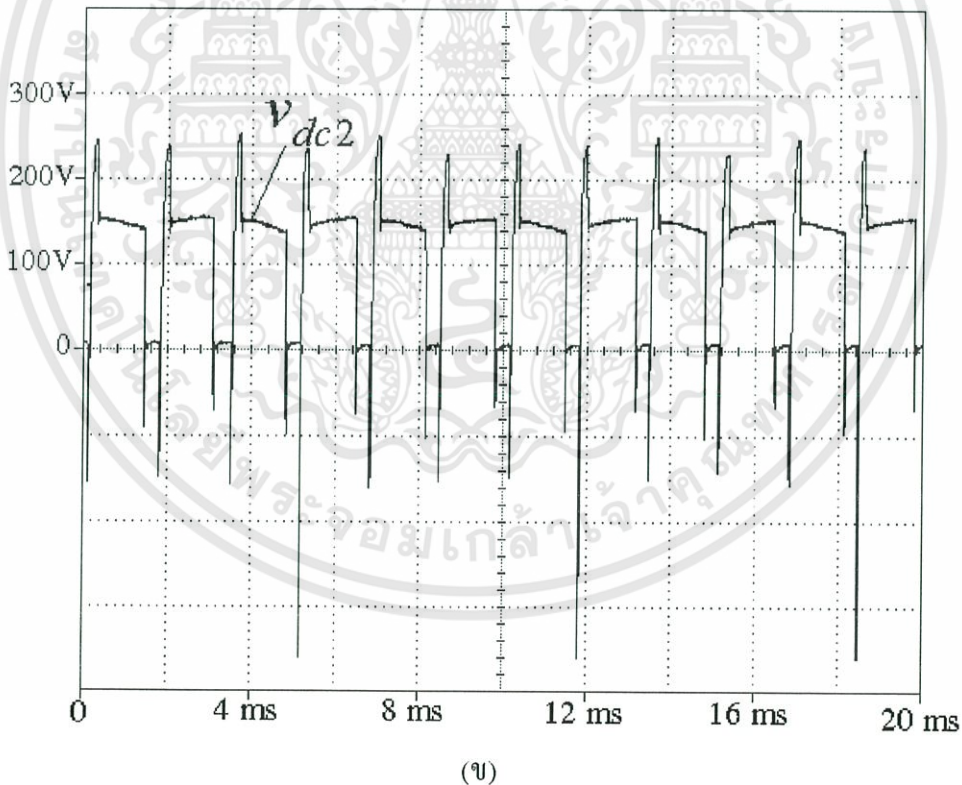
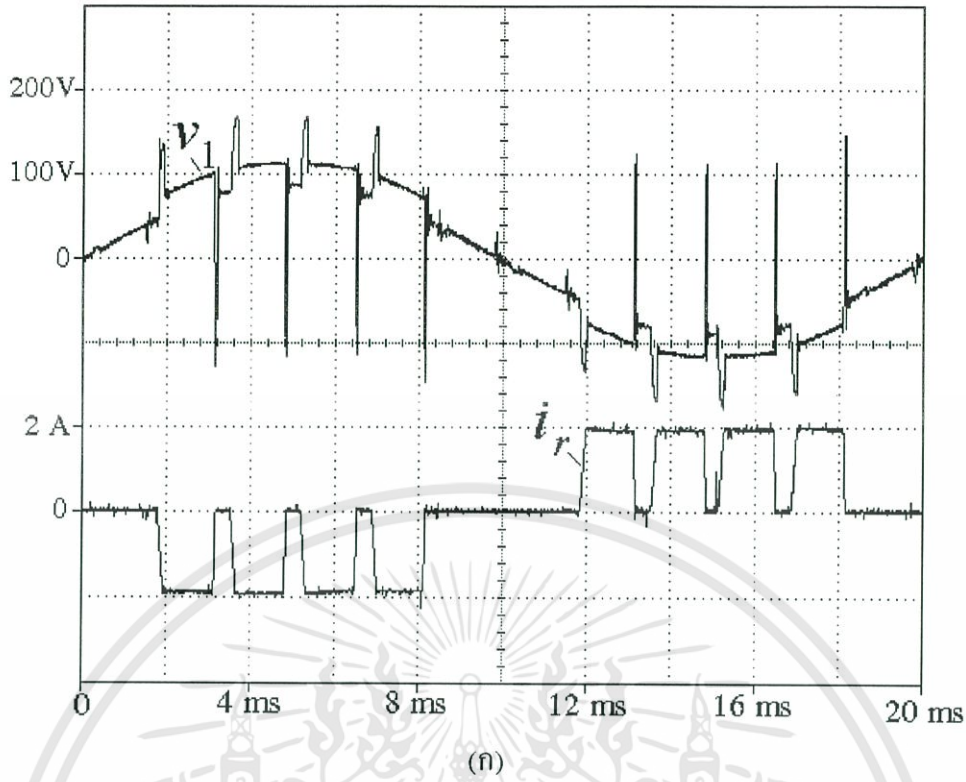
(ข)

รูปที่ 5.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบคอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 120^\circ$  และ  $m = 0.8$

(ก) รูปคลื่นแรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอชไอไลน์ ( $i$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ดิสซิ่งค์ ( $v_{dc2}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

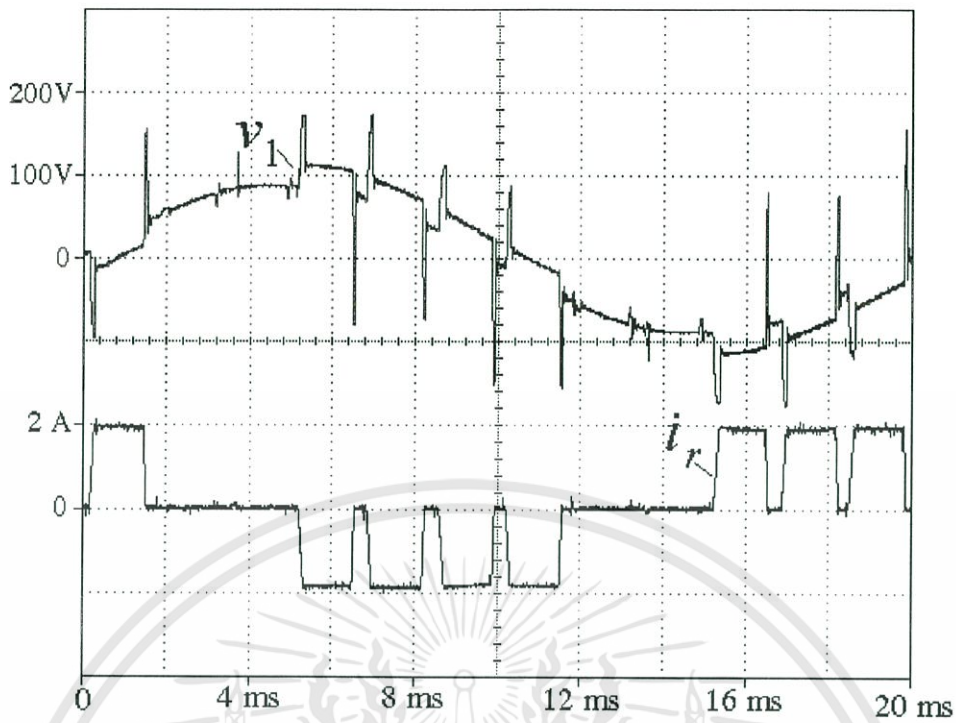


รูปที่ 5.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบคอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 180^\circ$  และ  $m = 0.8$

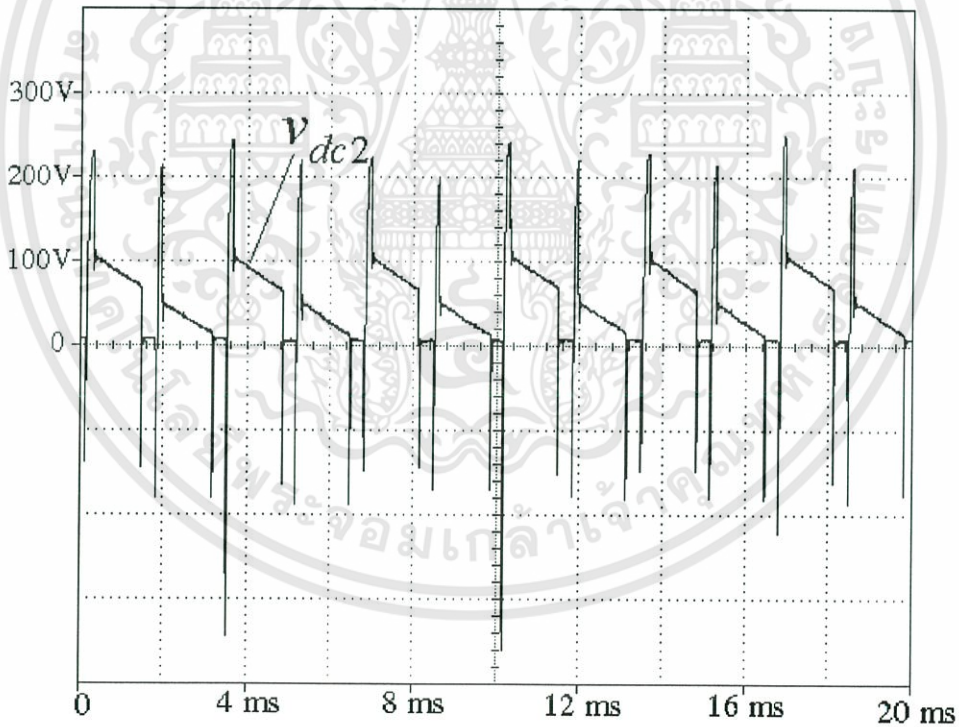
(ก) รูปคลื่นแรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ซีซีลิงก์ ( $v_{dc2}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



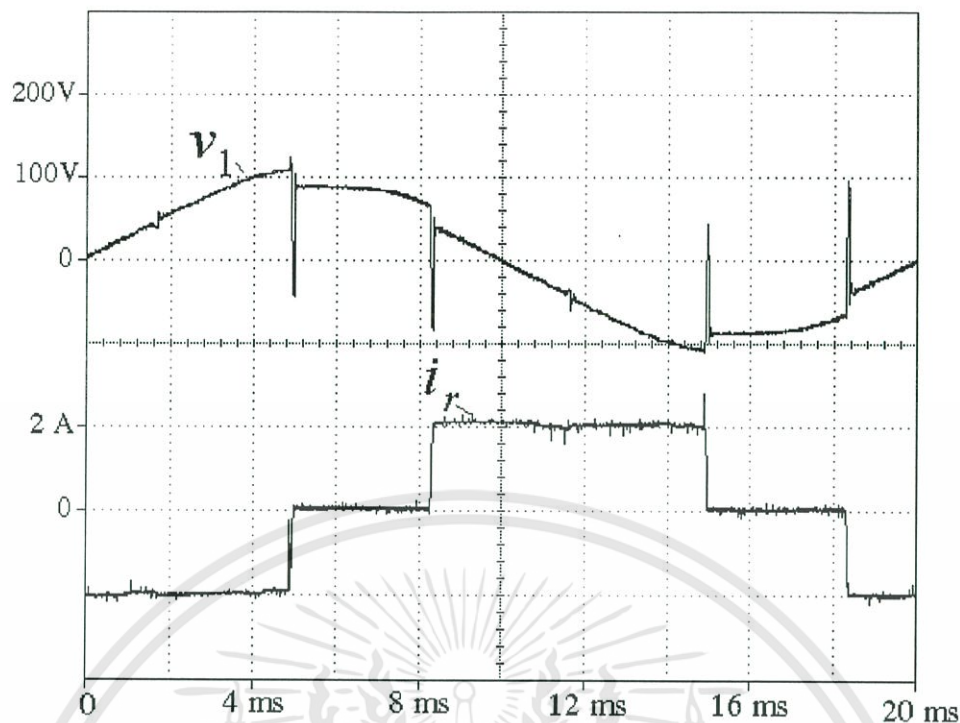
(ข)

รูปที่ 5.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบล็คอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 240^\circ$  และ  $m = 0.8$

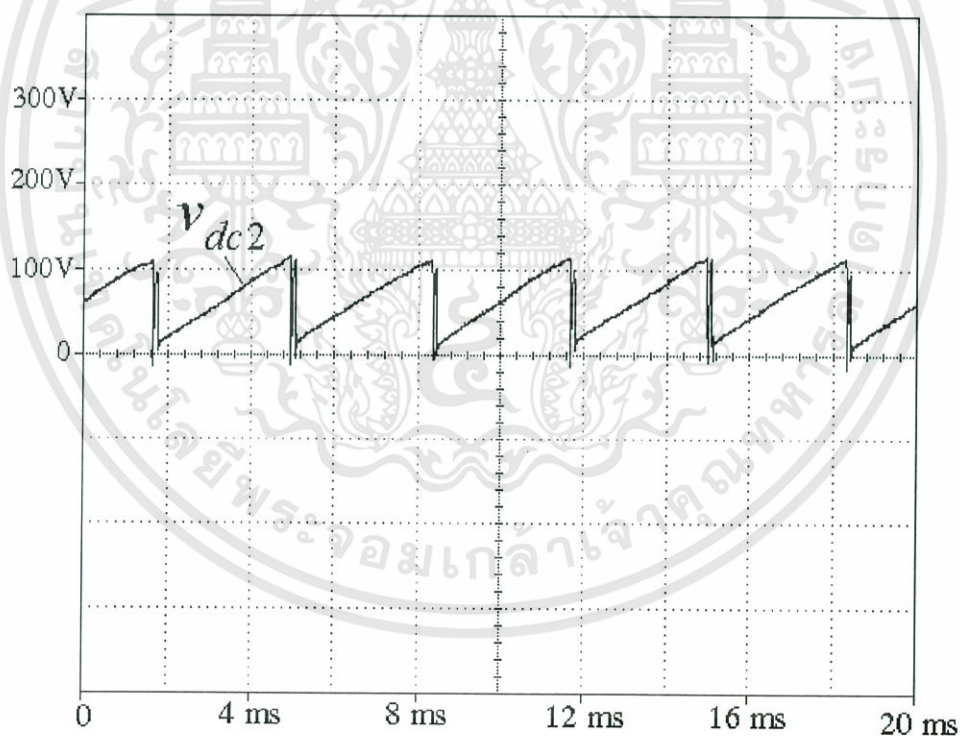
(ก) รูปคลื่นแรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอชไลน์ ( $i_1$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ซีซีลิงก์ ( $v_{dc2}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



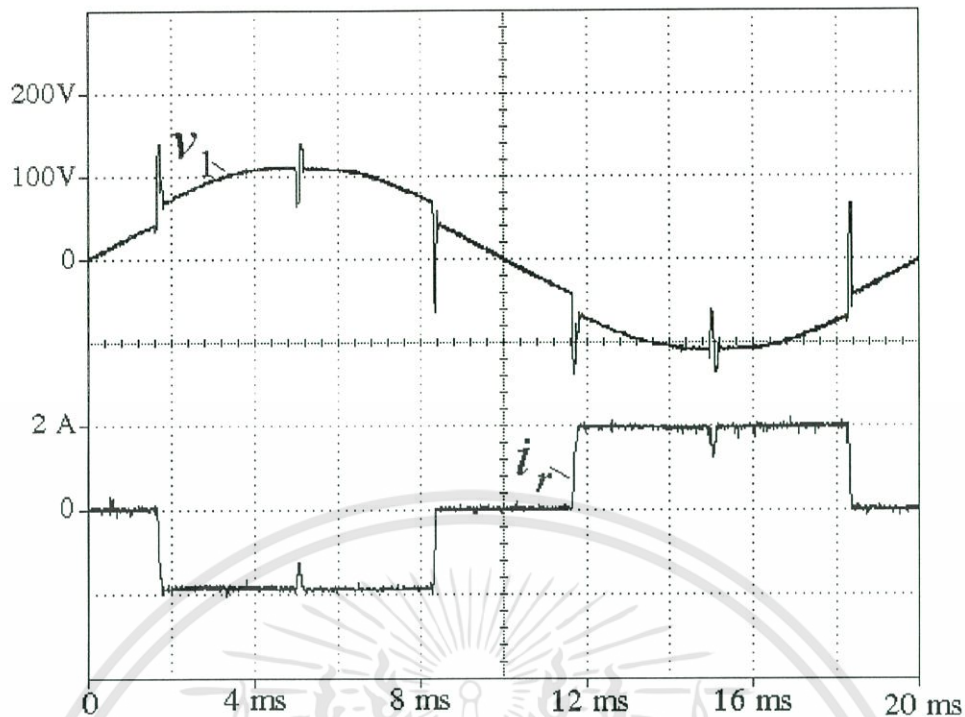
(ข)

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบคอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 120^\circ$  และ  $m = 1$

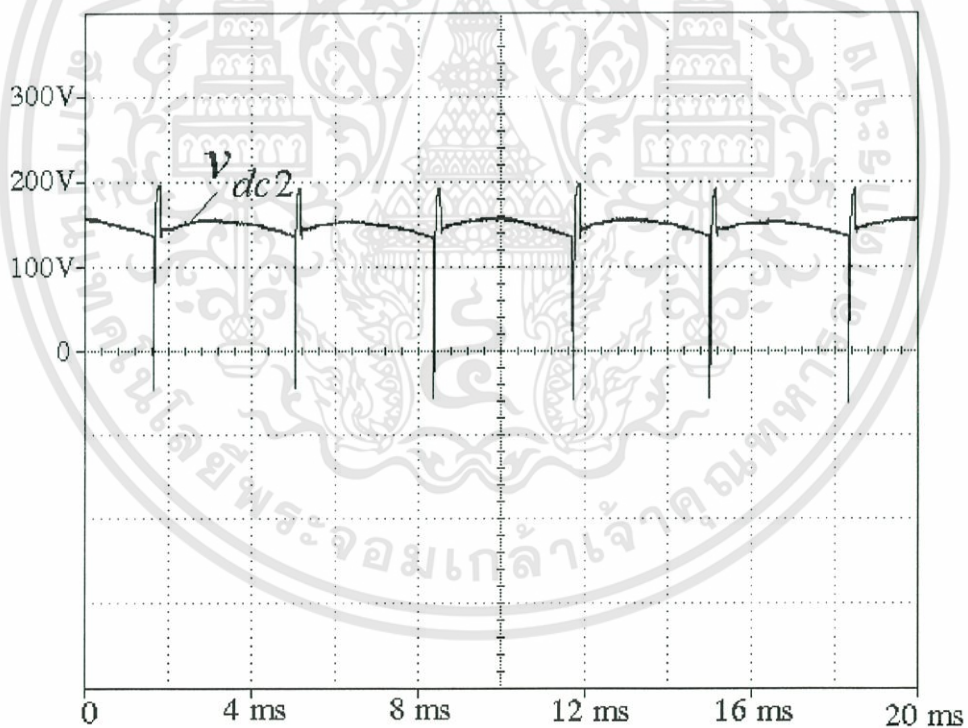
(ก) รูปคลื่นแรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ซีลิ่งค์ ( $v_{dc2}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



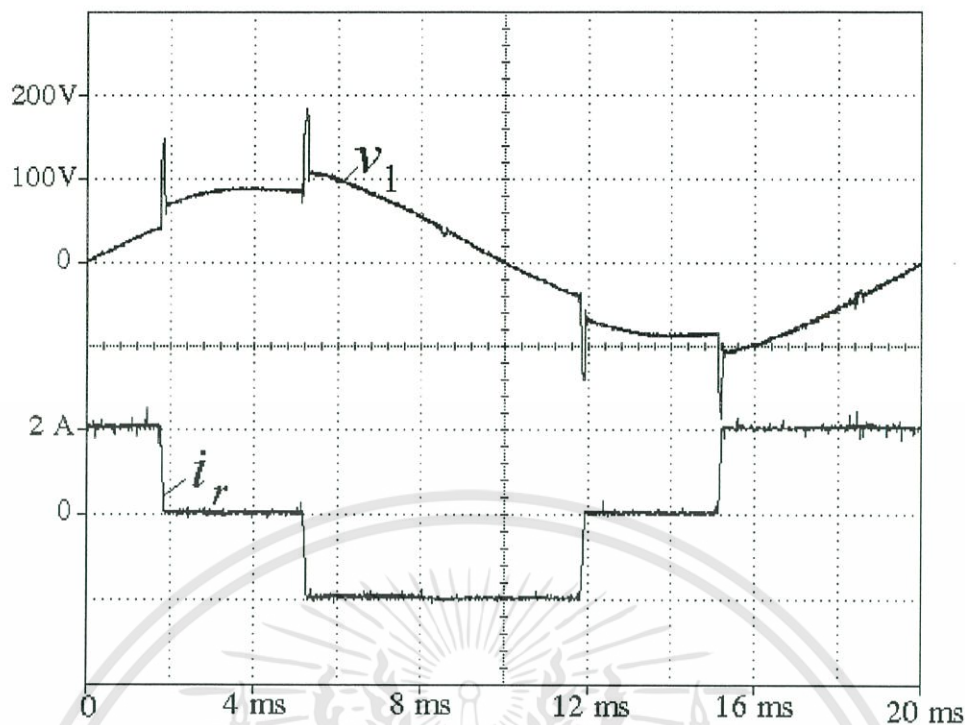
(ข)

รูปที่ 5.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของฟีดแบคอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 180^\circ$  และ  $m = 1$

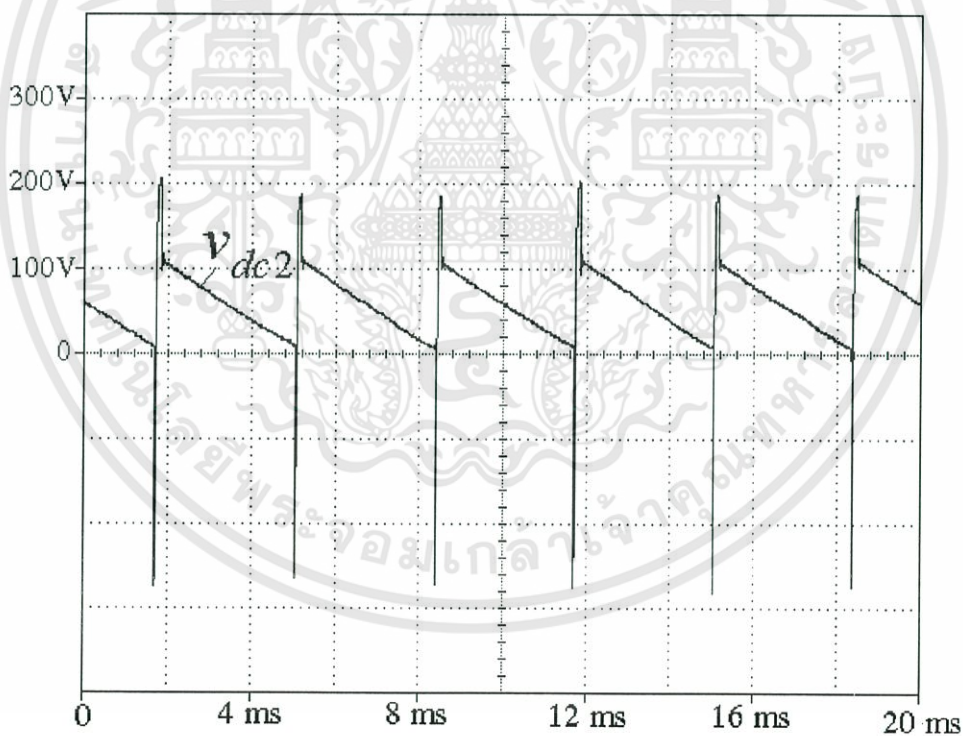
(ก) รูปคลื่นแรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอชไอไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ดีซีลิงก์ ( $v_{dc2}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



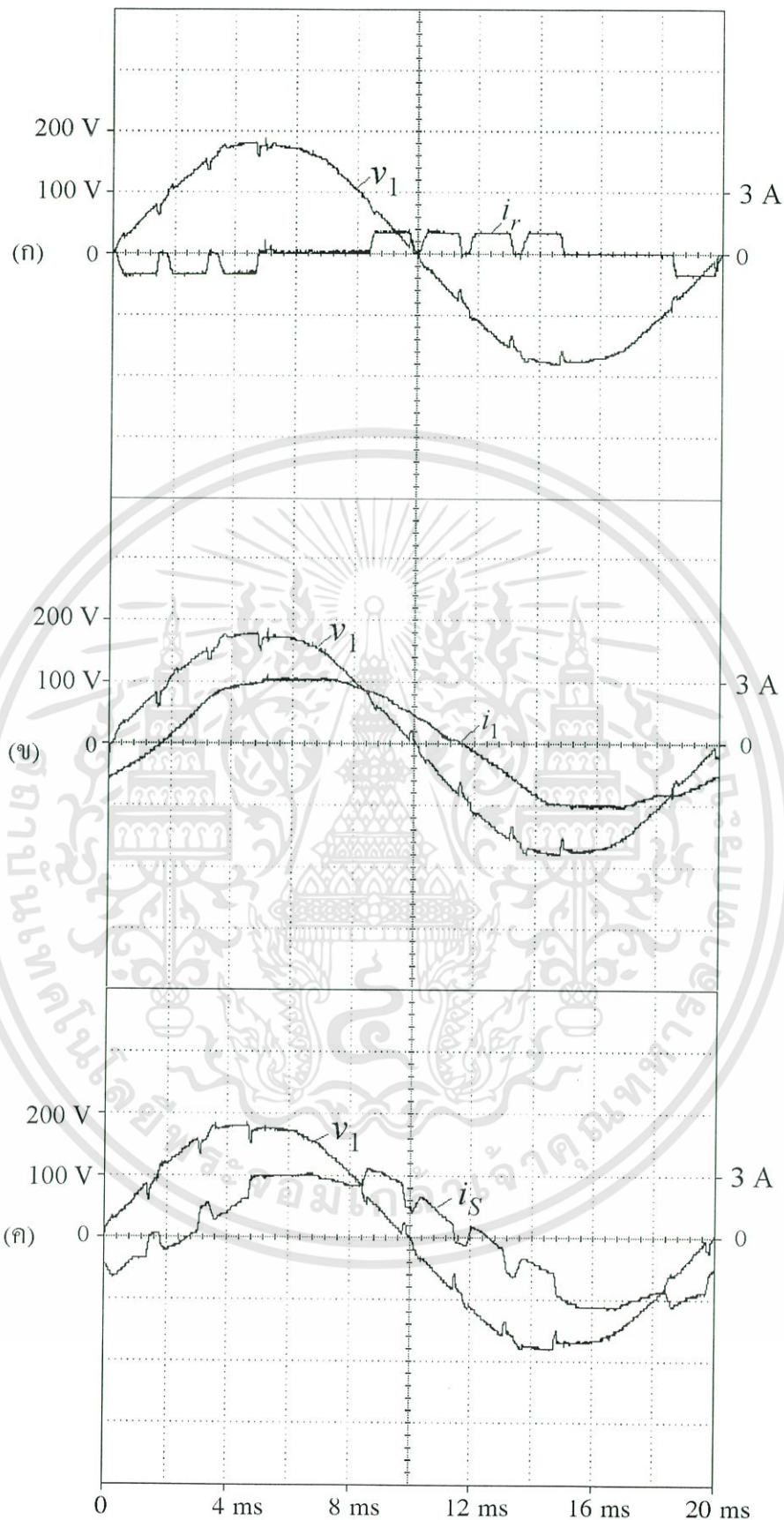
(ข)

รูปที่ 5.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของพีคดับลิแวนอินเวอร์เตอร์ เมื่อ  $\alpha = 240^\circ$  และ  $m = 1$

(ก) รูปคลื่นแรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ ) ทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ตีซีลิงค์ ( $v_{dc2}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

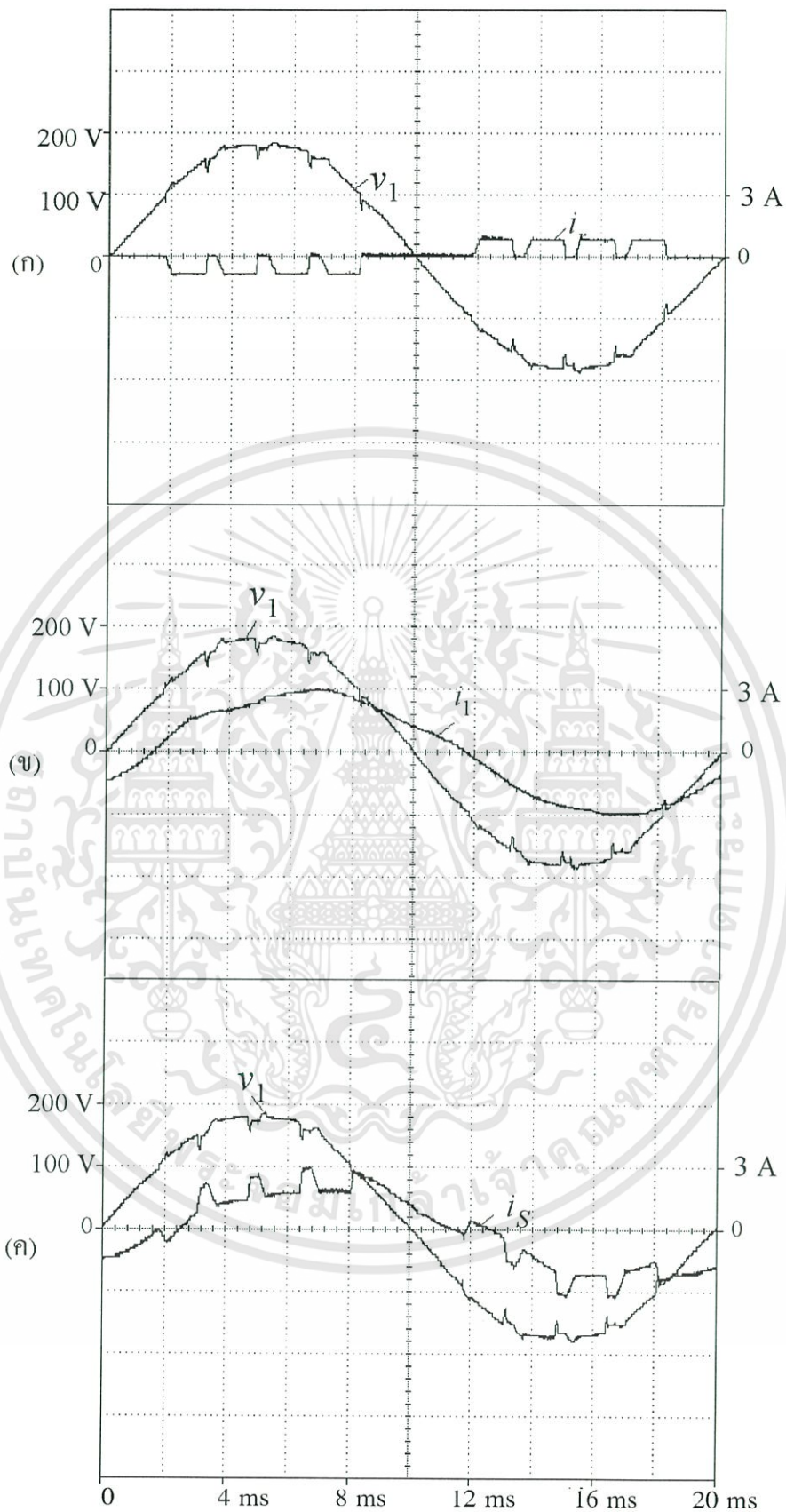


รูปที่ 5.8 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ )

(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ )

(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ  $\alpha = 120^\circ$  และ  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเฉพาะทางเท่านั้น ไม่สามารถนำ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

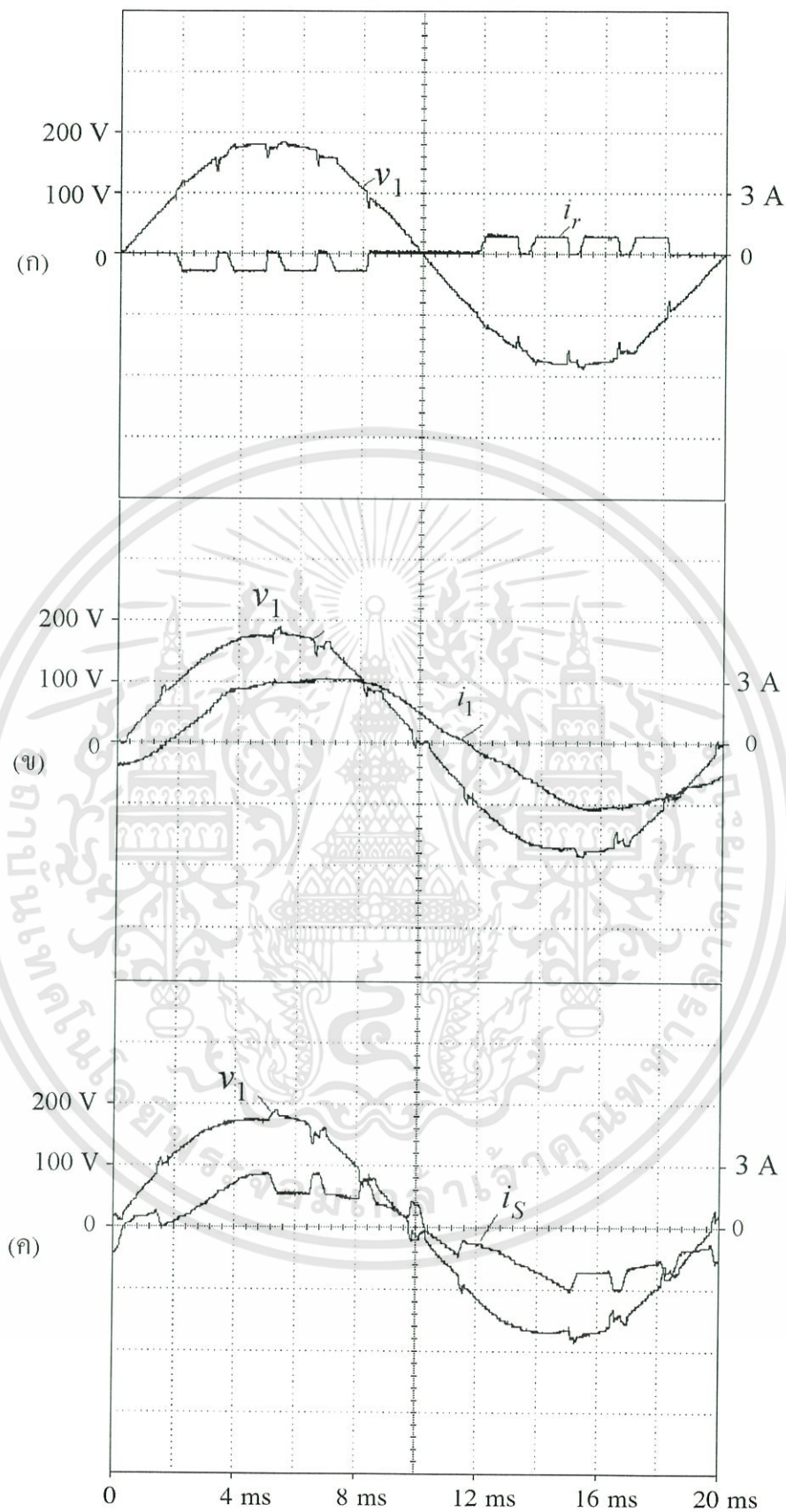


รูปที่ 5.9 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซไนด์ ( $i_1$ )

(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ )

(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ  $\alpha = 180^\circ$  และ  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

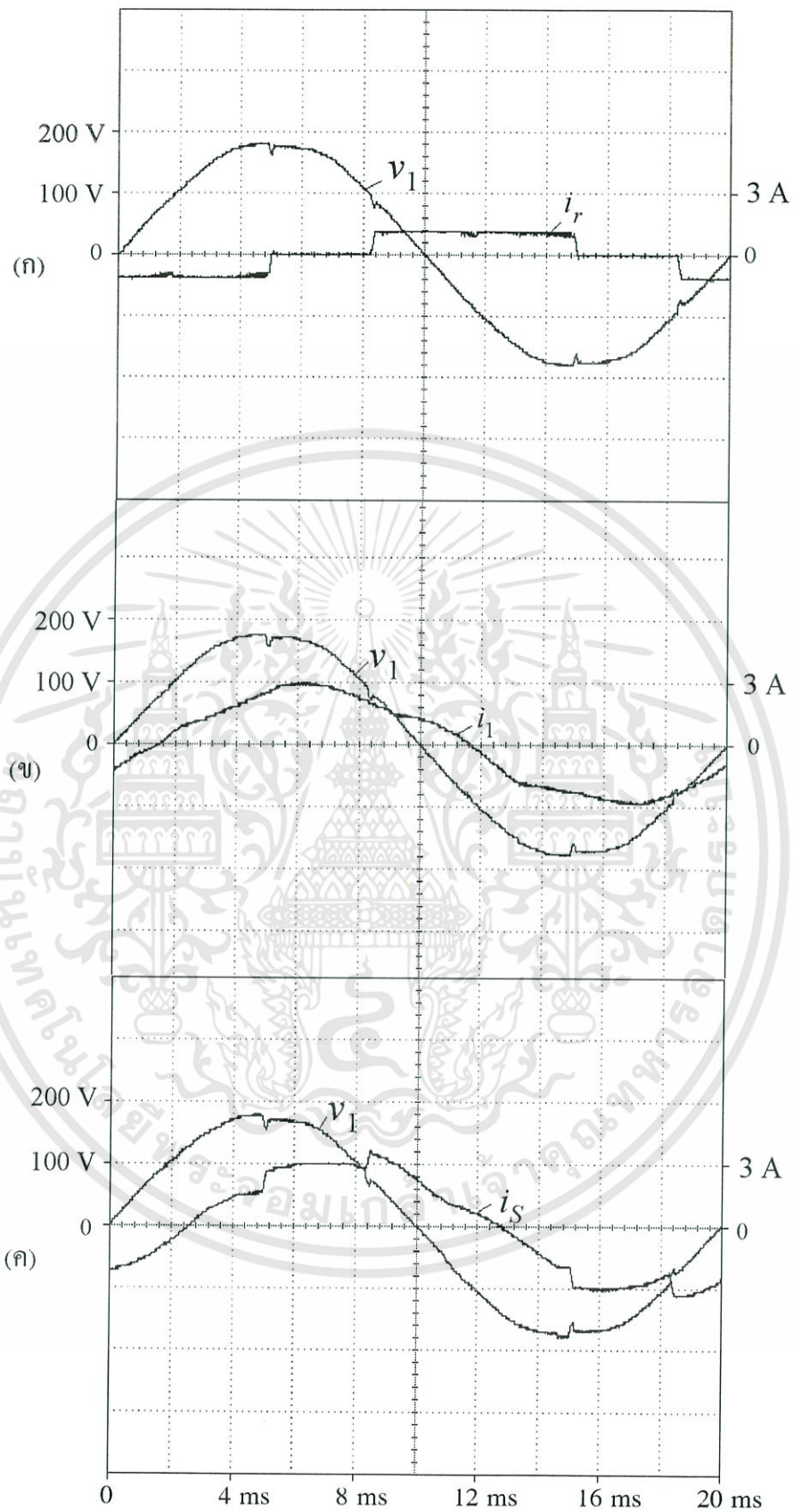


รูปที่ 5.10 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซไนด์ ( $i_r$ )

(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ )

(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ  $\alpha = 240^\circ$  และ  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

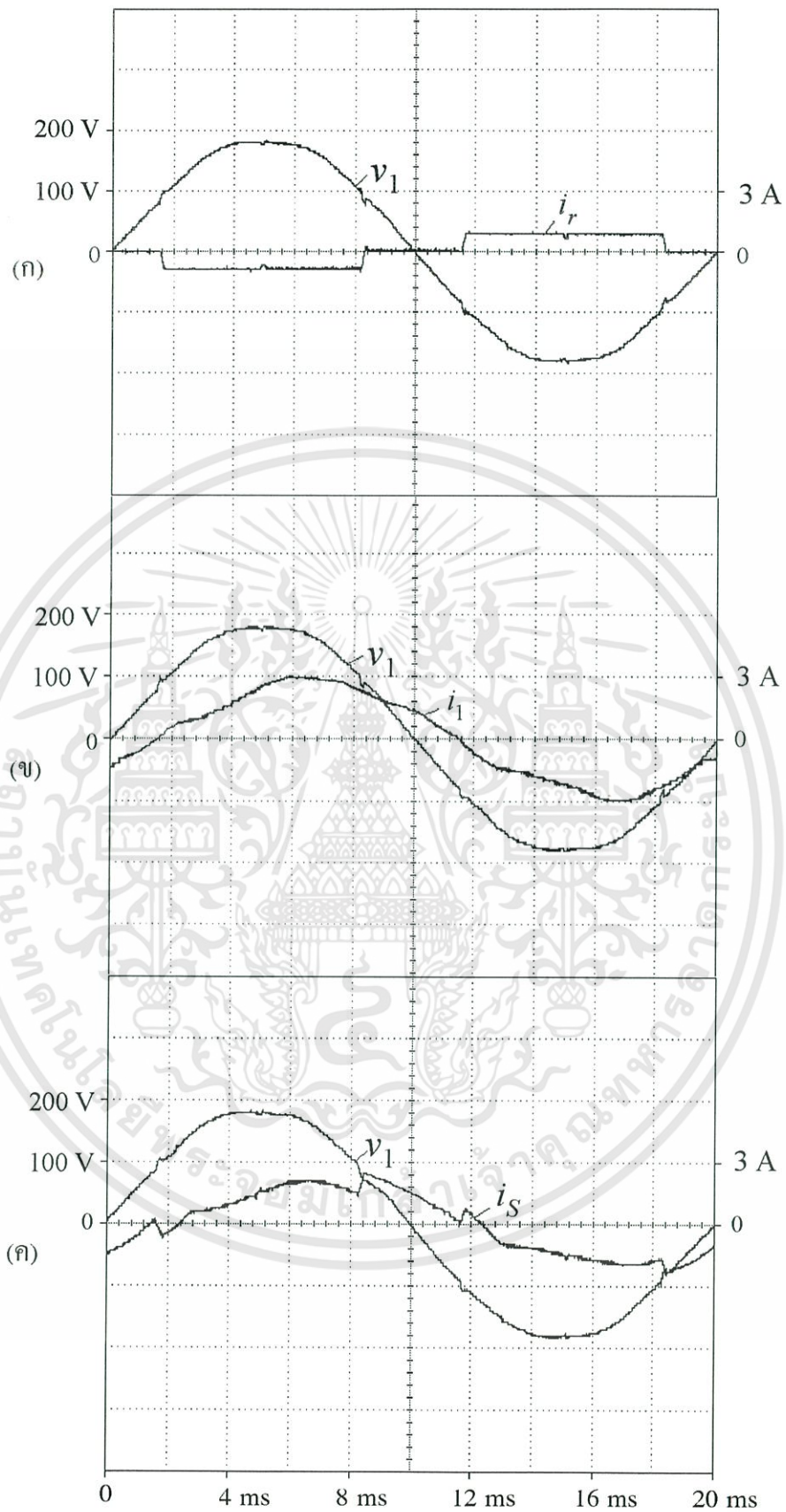


รูปที่ 5.11 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ )

(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_l$ )

(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ  $\alpha = 120^\circ$  และ  $m=1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

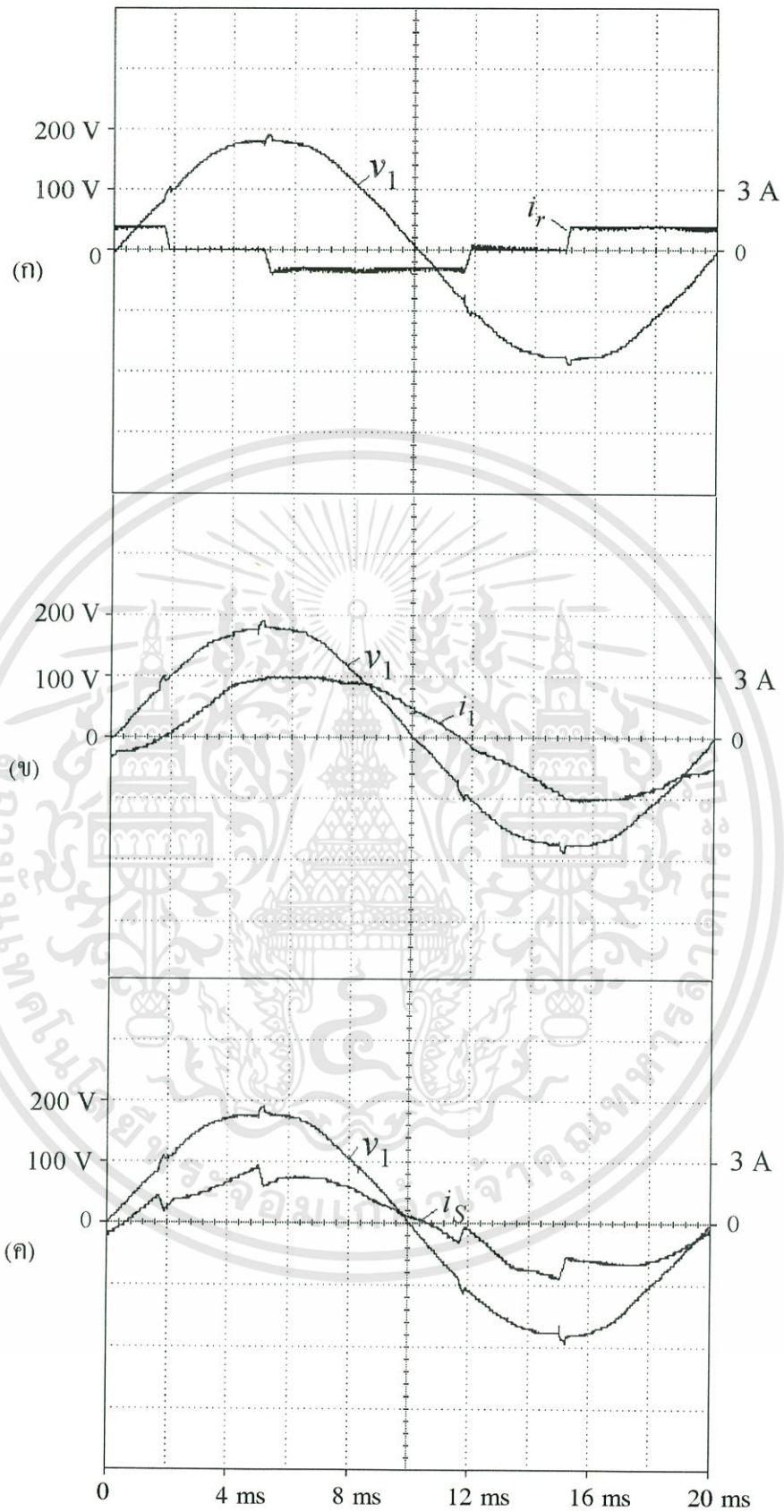


รูปที่ 5.12 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ )

(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ )

(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ  $\alpha = 180^\circ$  และ  $m = 1$  ผ่านการค้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ขอสงวนสิทธิ์ในชื่อผู้จัดทำเอกสาร  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 (ก) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ ( $i_r$ )

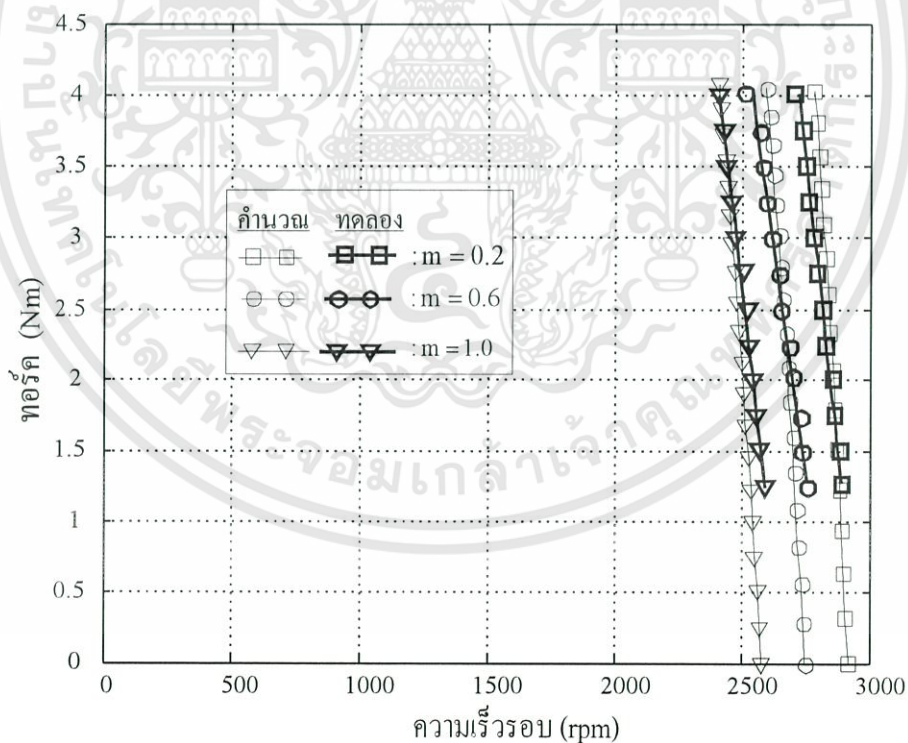
(ข) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของมอเตอร์ ( $i_1$ )

(ค) แรงดันเฟส ( $v_1$ ) และกระแสอินพุทของระบบ ( $i_s$ ) เมื่อ  $\alpha = 240^\circ$  และ  $m = 1$

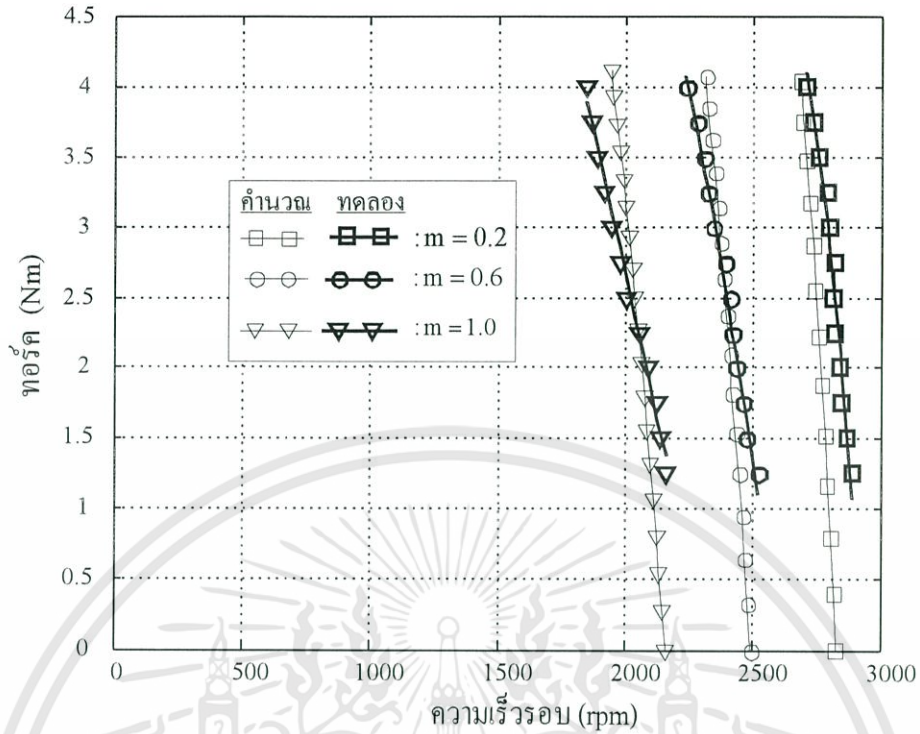
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เพื่อการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบ

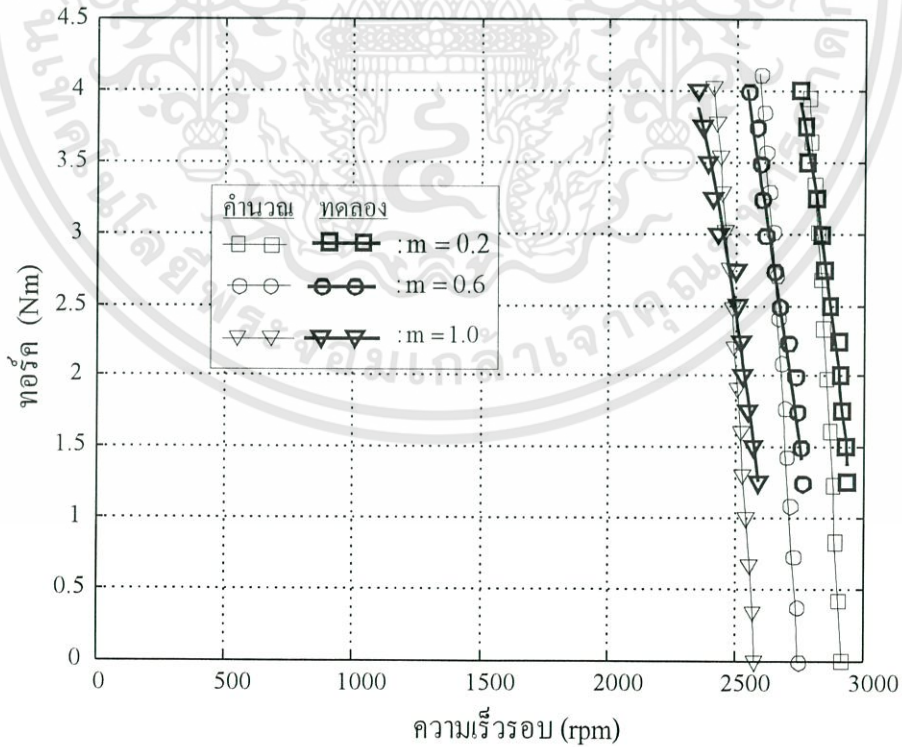
เมื่อทำการทดสอบระบบขับเคลื่อนที่ออกแบบและสร้างขึ้นนี้โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลิปริงขนาด 1.1 kW พิกัดแรงดัน 220/380 V,  $\Delta/Y$  โดยต่อขดลวดสเตเตอร์แบบเคลด้า ความถี่ 50 Hz ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อขดลวดโรเตอร์ ( $a_1$ ) เท่ากับ 0.97 และหม้อแปลงที่ต่อไว้ทางด้านเอซีของอินเวอร์เตอร์มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด ( $a_2$ ) เท่ากับ 2 และหม้อแปลงนี้ต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุท ภายใต้สภาวะการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอซีไลน์ของระบบ สามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและความเร็วรอบมอเตอร์ที่ใช้ระบบขับเคลื่อนแบบป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลิปนี้ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) ของกระแสฟีดแบคทวิเอ็มที่ป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส ( $\alpha$ ) ของกระแสนี้คงที่เท่ากับ  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  และ  $240^\circ$  ได้ดังรูปที่ 5.14, 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.17 และเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่าอัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) โดยที่  $\alpha = 120^\circ$

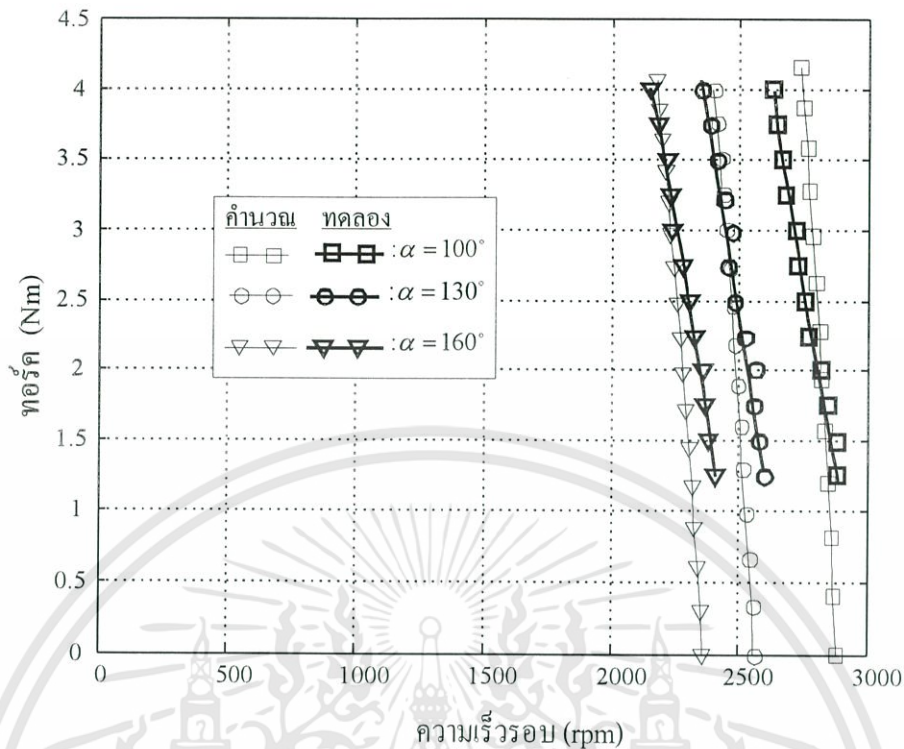


รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่  $\alpha = 180^\circ$

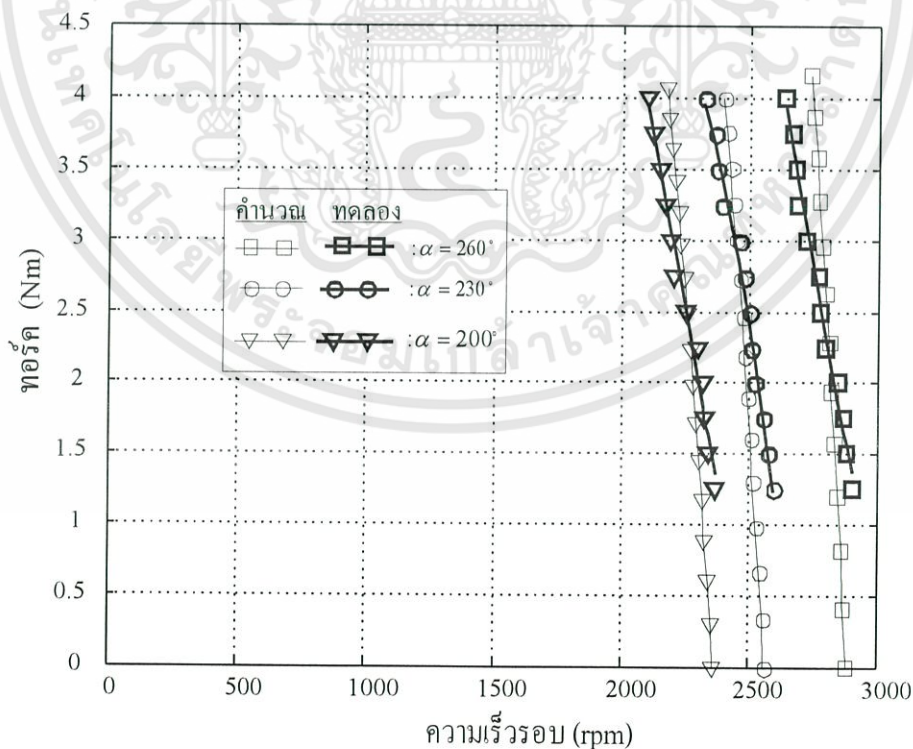


รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด(m) โดยที่  $\alpha = 240^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่  $m = 0.8$



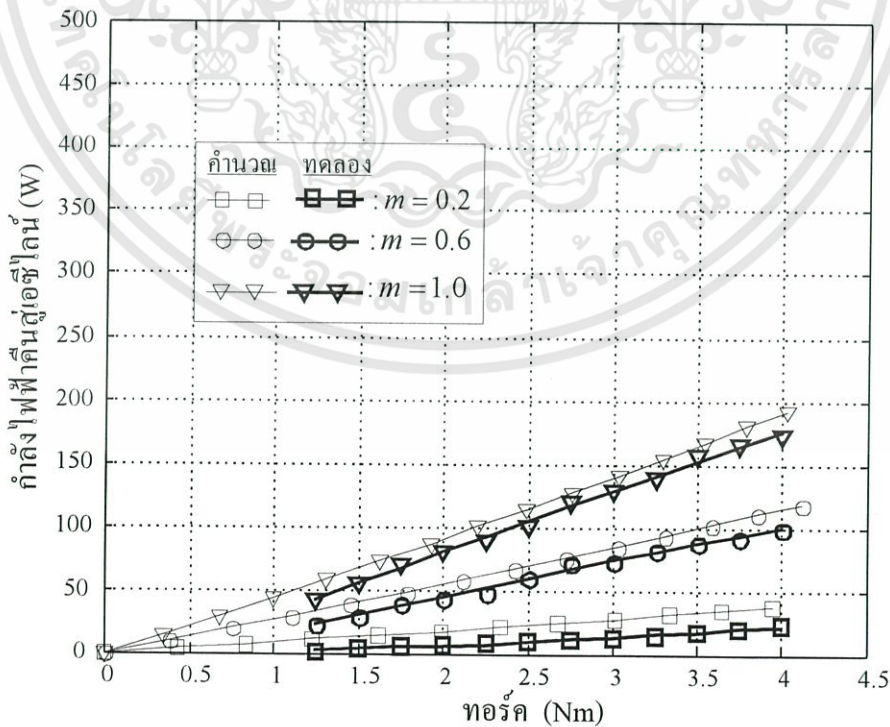
รูปที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์กและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์ที่ได้จากการทดลอง จะเห็นได้ว่าระบบขับเคลื่อนแบบนี้สามารถปรับความเร็วรอบได้จริงโดยการปรับที่ค่าอัตราการมอดของกระแสฟีดแบ็คดิฟเฟอเรนเชียลและปรับที่มุมเลื่อนเฟสของกระแส โดยที่ เมื่อปรับค่าอัตราการมอดให้สูงขึ้นจะทำให้ความเร็วรอบลดลง และเมื่อมุมเลื่อนเฟสเข้าใกล้ 180 องศา จะทำให้ความเร็วรอบลดลง และเมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลจากการคำนวณทางทฤษฎี จะเห็นได้ว่าในแต่เส้นกราฟของทอร์คที่ได้จากการทดลองจะมีการรักษาความเร็วรอบ (speed regulation) ได้ไม่ดีเท่ากับผลการคำนวณ เนื่องจาก การคำนวณไม่ได้รวมกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์และขณะนำกระแสของอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งเข้าไปในกำลังไฟฟ้าสลิปของมอเตอร์ ขณะที่กำลังไฟฟ้าสูญเสียในสวิตช์เหล่านี้คือกำลังไฟฟ้าสลิปส่วนหนึ่งของมอเตอร์ ซึ่งจะส่งผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำลงไปเมื่อกำลังไฟฟ้าสูญเสียในสวิตช์นี้มีค่ามากขึ้น

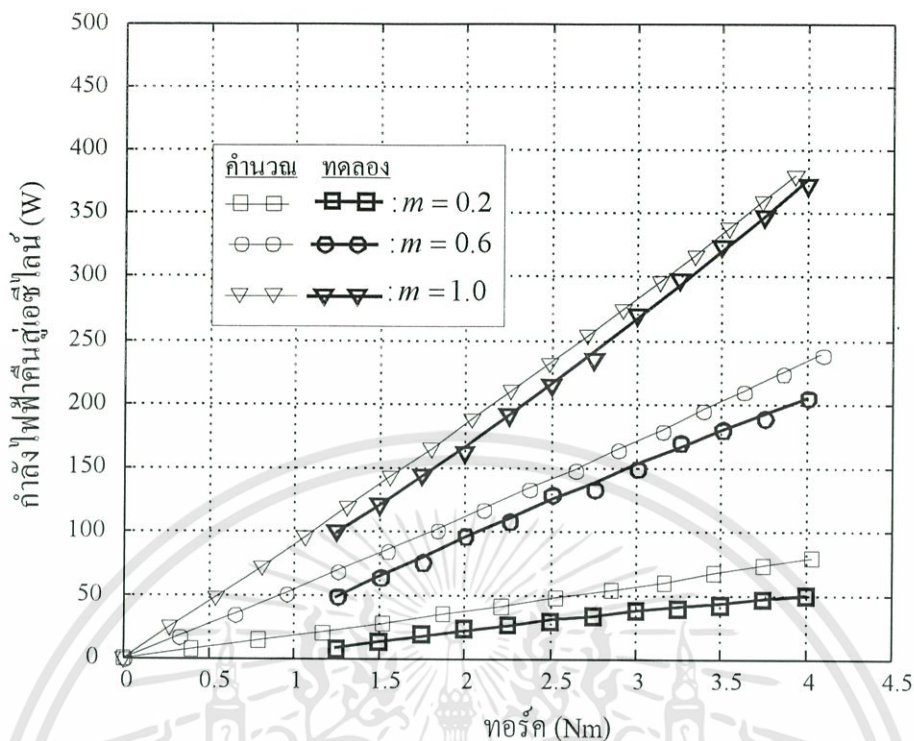
#### 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคืนสู่เอซีไลน์และทอร์ค

เมื่อทำการทดสอบระบบขับเคลื่อนที่ออกแบบและสร้างขึ้นนี้ สามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์และทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอดของกระแสฟีดแบ็คดิฟเฟอเรนเชียล โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสคั้งที่เท่ากับ  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  และ  $240^\circ$  ได้ดังรูปที่ 5.19, 5.20 และ 5.21 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่าอัตราการมอดคั้งที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.22 และเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่าอัตราการมอดคั้งที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.23

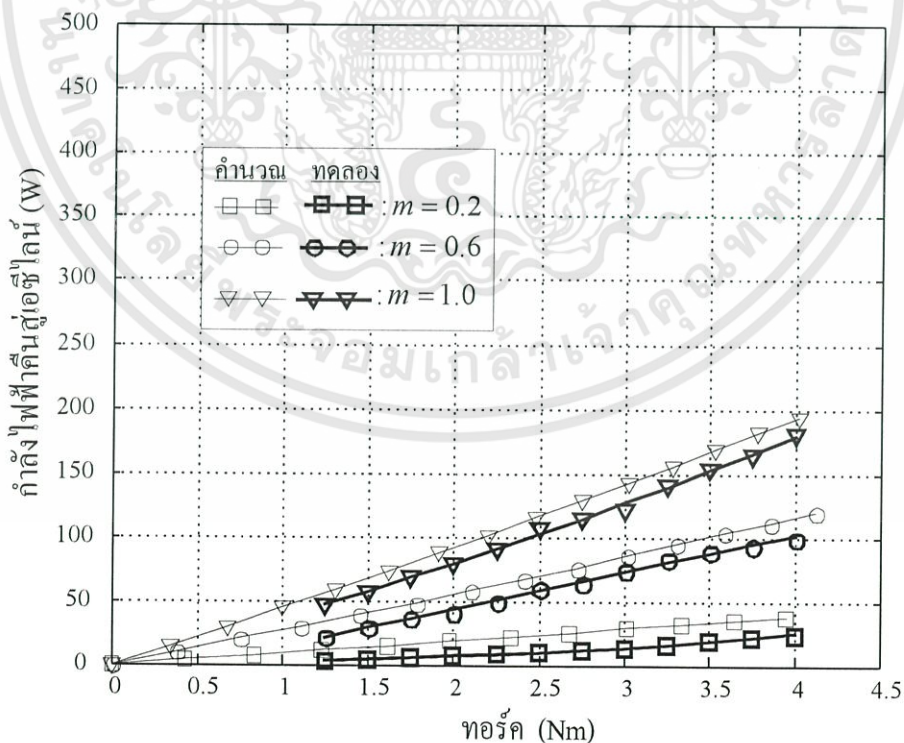


รูปที่ 5.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อ

เปลี่ยนค่าอัตราการมอด ( $m$ ) โดยที่ค่า  $\alpha = 120^\circ$  ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

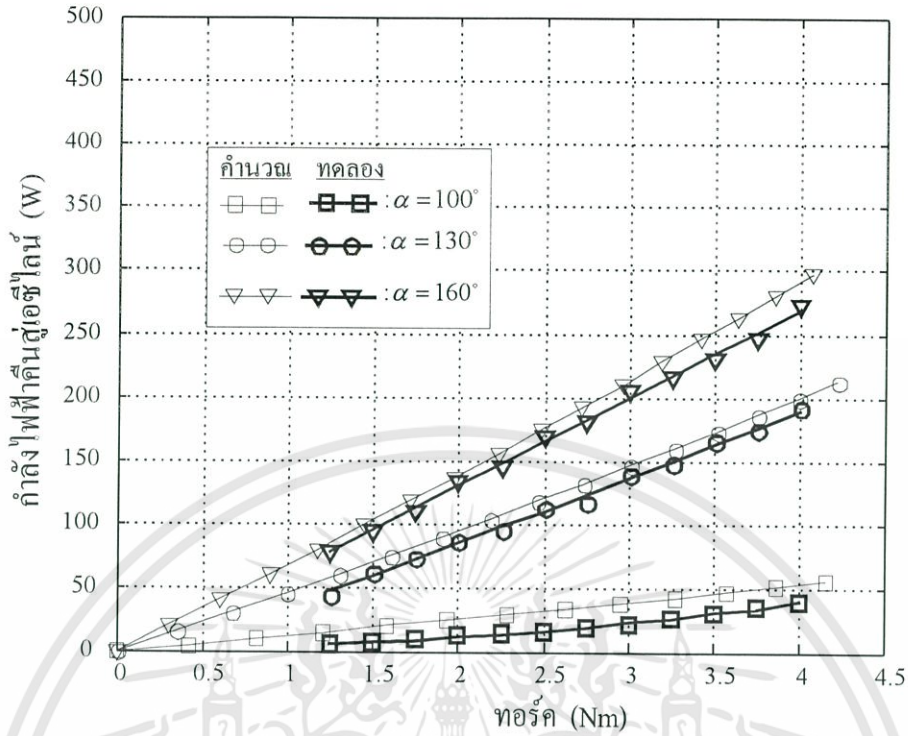


รูปที่ 5.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคินตู้เอชี่ไลนัและค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรากรมอด ( $m$ ) โดยที่ค่า  $\alpha = 180^\circ$

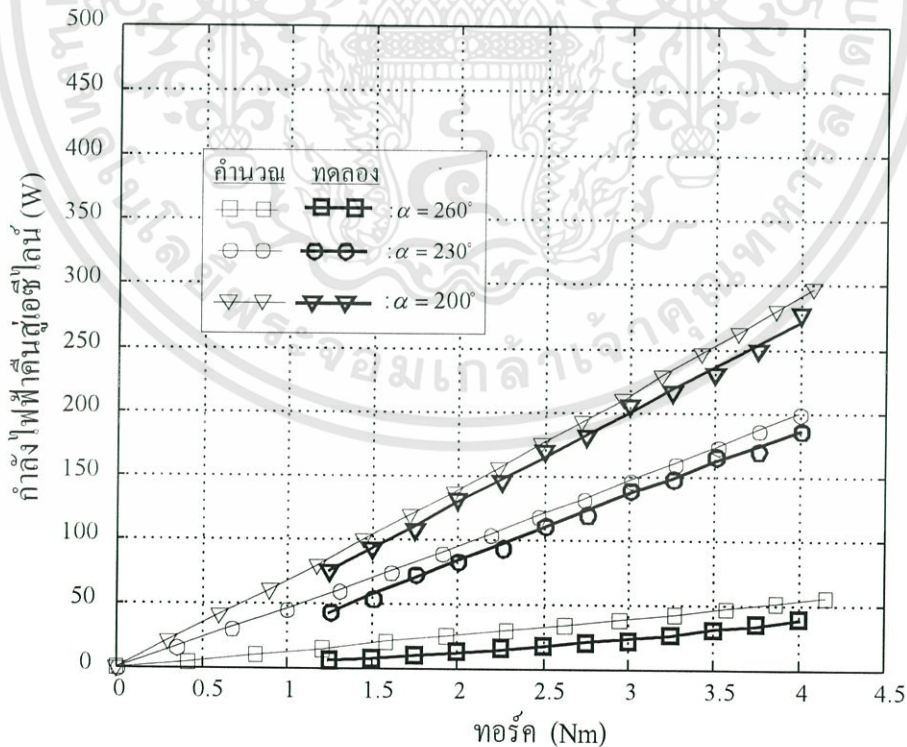


รูปที่ 5.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคินตู้เอชี่ไลนัและค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรากรมอด ( $m$ ) โดยที่ค่า  $\alpha = 240^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคิ่งตู้เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) ในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่า  $m = 0.8$



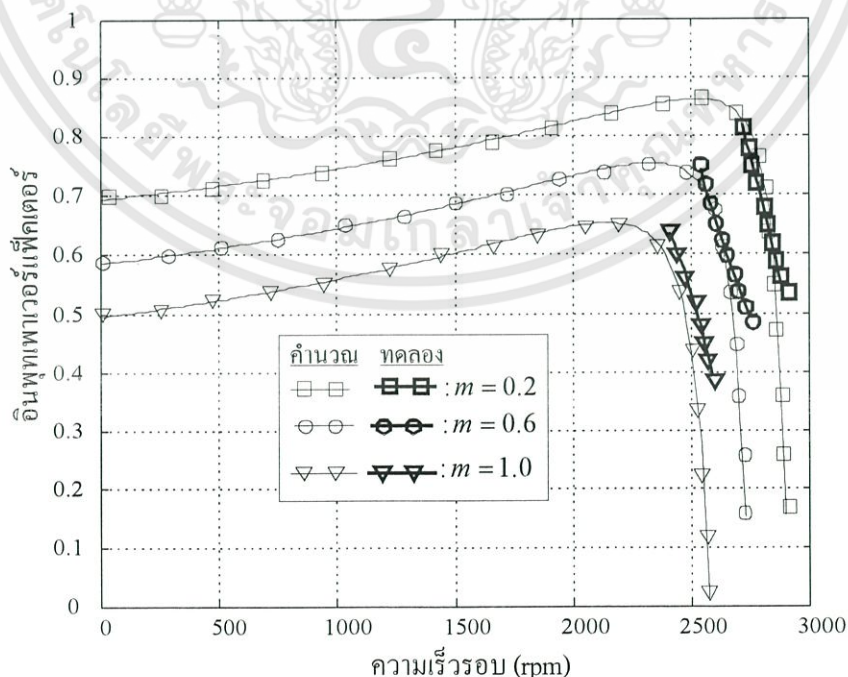
รูปที่ 5.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่ป้อนคิ่งตู้เอชไอไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) ในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่า  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

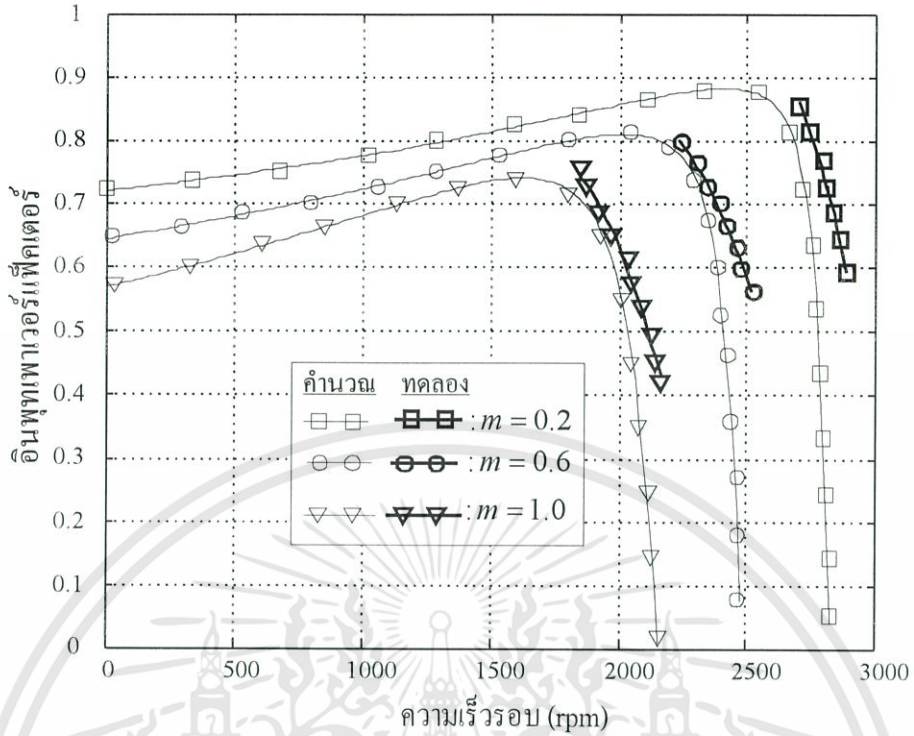
จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์และค่าทอร์คของมอเตอร์ที่ได้จากการทดลอง จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์แปรผันตามค่าทอร์ค และแปรผันตามค่าอัตรากรมืดของกระแสไฟดับบลิวเอ็ม และกำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์นี้จะมีค่ามากขึ้นเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสเข้าใกล้ 180 องศา และเมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลจากการคำนวณทางทฤษฎี จะเห็นว่าผลที่ได้จากการทดลองของระบบนี้จะสามารถคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอซีไลน์ได้ค่าที่ต่ำกว่าจากการคำนวณ เนื่องจากในการคำนวณนั้นจะกำหนดให้ลักษณะคลื่นกระแสไฟดับบลิวที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์และแรงดันทางด้านดีซีของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นในทางอุดมคติ กล่าวคือไม่มีความลาดเอียงทั้งขอบขาขึ้นและขาลงซึ่งจะทำให้การคำนวณได้ค่าเฉลี่ยของกระแสและแรงดันเหล่านี้มีค่าสูงกว่าการทดลองซึ่งผลจากการสวิตช์จะทำให้รูปคลื่นมีความลาดเอียง เมื่อการคำนวณได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันและกระแสเหล่านี้มีค่าสูงกว่า จะส่งผลทำให้การคำนวณได้ค่ากำลังไฟฟ้าสลิปที่ป้อนคืนสู่เอซีไลน์มีค่าสูงกว่าที่ได้จากการทดลอง

### 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และความเร็วรอบ

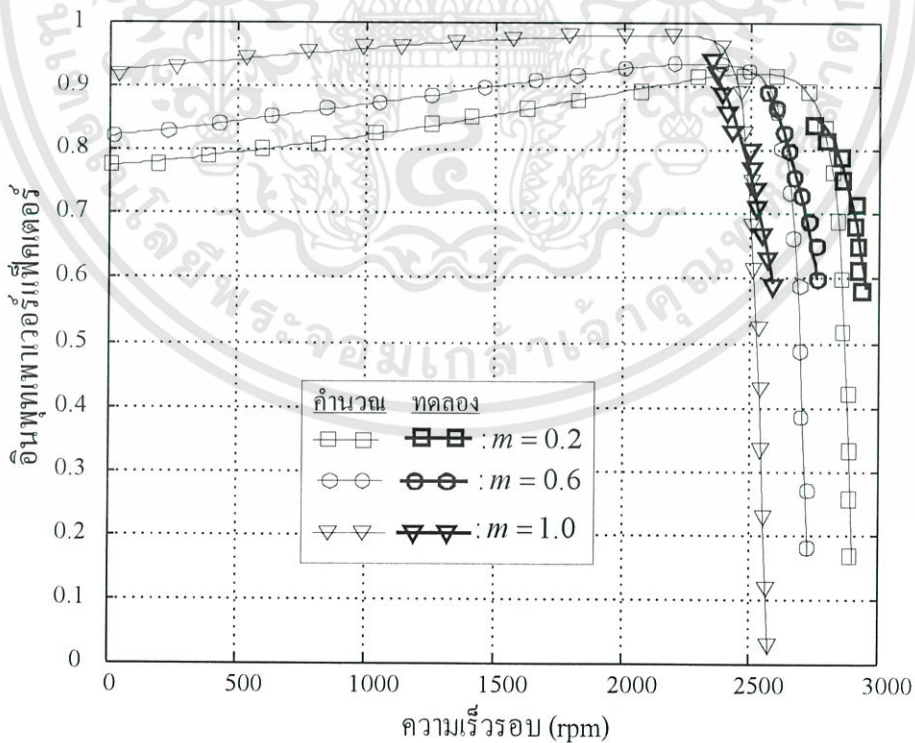
เมื่อทำการทดสอบระบบที่ออกแบบและสร้างขึ้นนี้ สามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรากรมืดของกระแสไฟดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์ โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสนี้คงที่เท่ากับ  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  และ  $240^\circ$  ได้ดังรูปที่ 5.24, 5.25 และ 5.26 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่าอัตรากรมืดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.27 และเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่าอัตรากรมืดคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.28



รูปที่ 5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตรากรมืด (m) โดยที่ค่า  $\alpha = 120^\circ$

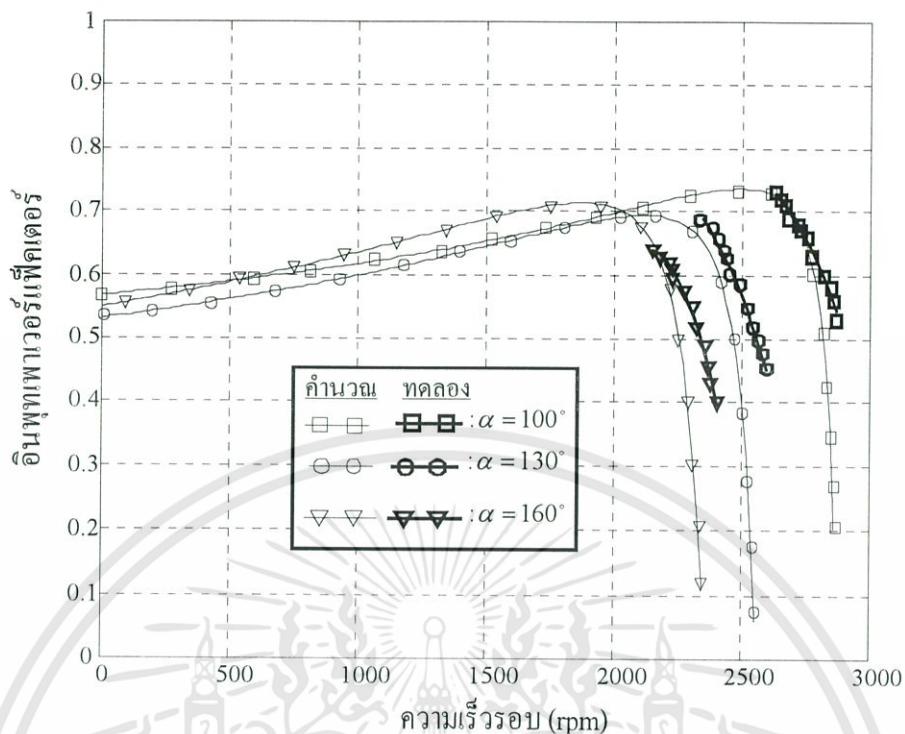


รูปที่ 5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด (m) โดยที่ค่า  $\alpha = 180^\circ$

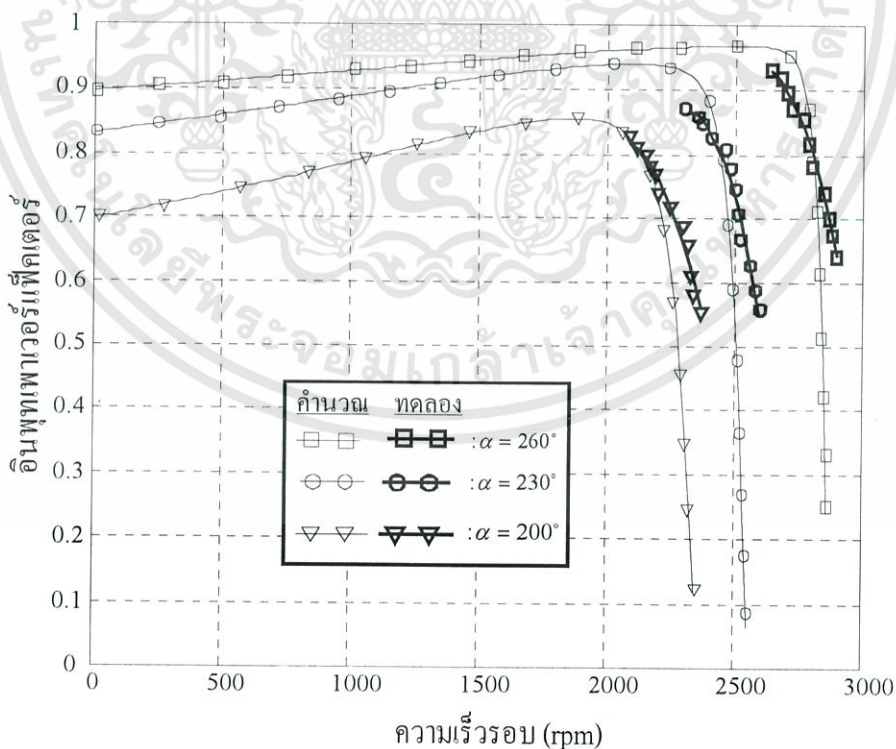


รูปที่ 5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เฟ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมีอด (m) โดยที่ค่า  $\alpha = 240^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื้อนเฟส( $\alpha$ ) ในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่า  $m = 0.8$



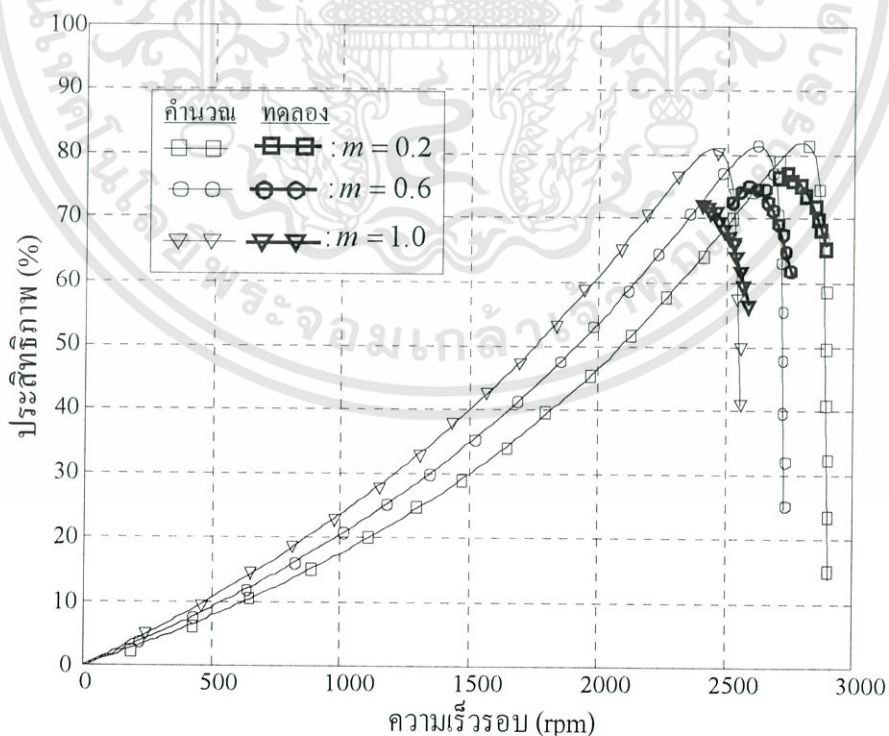
รูปที่ 5.28 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินพุทเพาเวอร์เพ็คเตอร์และค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื้อนเฟส( $\alpha$ ) ในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่า  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบที่ได้จากการทดลอง จะเห็นได้ว่าค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบขับเคลื่อนนี้มีค่าใกล้เคียงกับที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีมาก กล่าวคือจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสในย่านที่เข้าใกล้ 270 องศา ซึ่งเป็นย่านที่เหมาะสมในการใช้งานและในย่านเดียวกันนี้ ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อปรับค่าอัตราเครื่องมือคให้มีค่าสูงขึ้น เป็นไปตามวัตถุประสงค์และสมมติฐานที่ตั้งเอาไว้คือเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสให้มีค่าเข้าใกล้ 270 องศา แล้วระบบนี้จะสามารถคืนกำลังไฟฟ้าสู่เอซีไลน์ได้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟ ส่งผลทำให้สามารถปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นได้

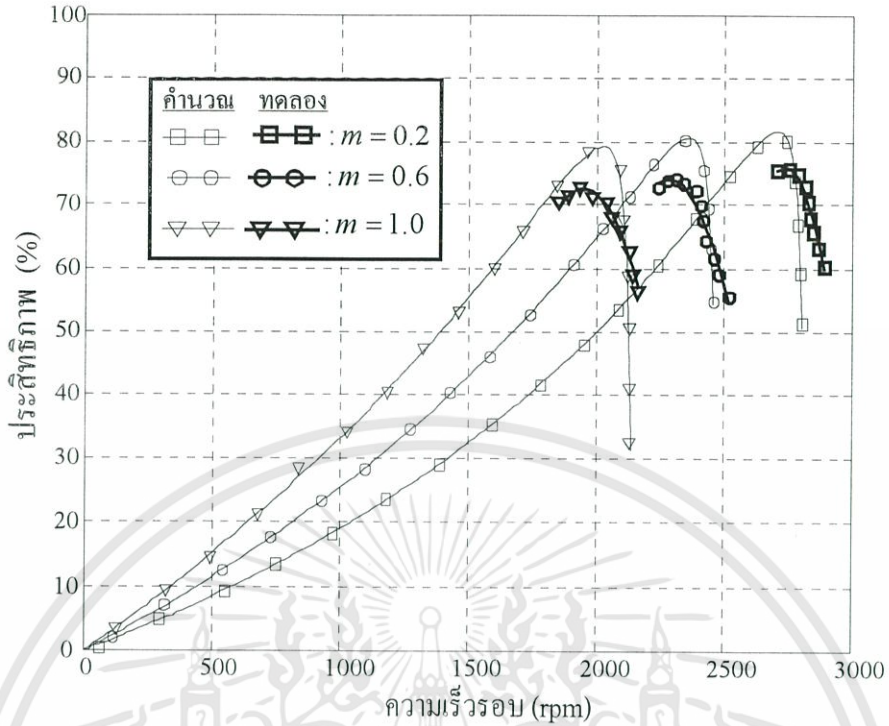
## 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบ

เมื่อทำการทดสอบระบบขับเคลื่อนที่ออกแบบและสร้างขึ้นนี้ภายใต้สภาวะการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอซีไลน์ สามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพรวมของระบบขับเคลื่อนและความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราเครื่องมือค(m)ของกระแสพิสัยบิลิเอ็มที่ป้อนกลับสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ โดยที่ค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )ของกระแสนี้คงที่เท่ากับ  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  และ  $240^\circ$  ได้ดังรูปที่ 5.29, 5.30 และ 5.31 ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่าอัตราเครื่องมือคคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.32 และเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟสในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่าอัตราเครื่องมือคคงที่เท่ากับ 0.8 ได้ดังรูปที่ 5.33

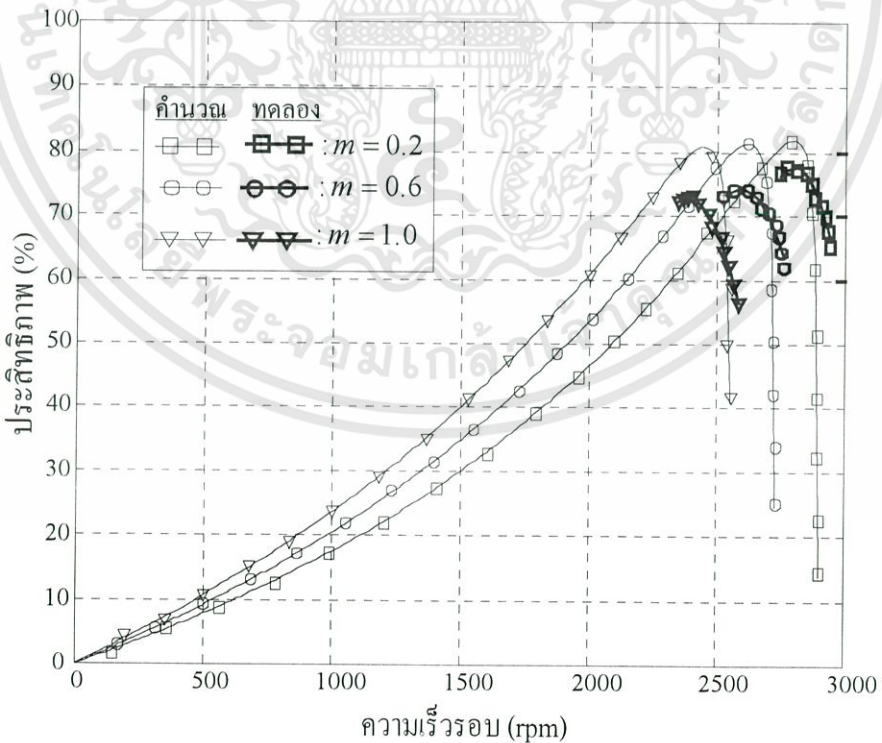


รูปที่ 5.29 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราเครื่องมือค (m) โดยที่ค่า  $\alpha = 120^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

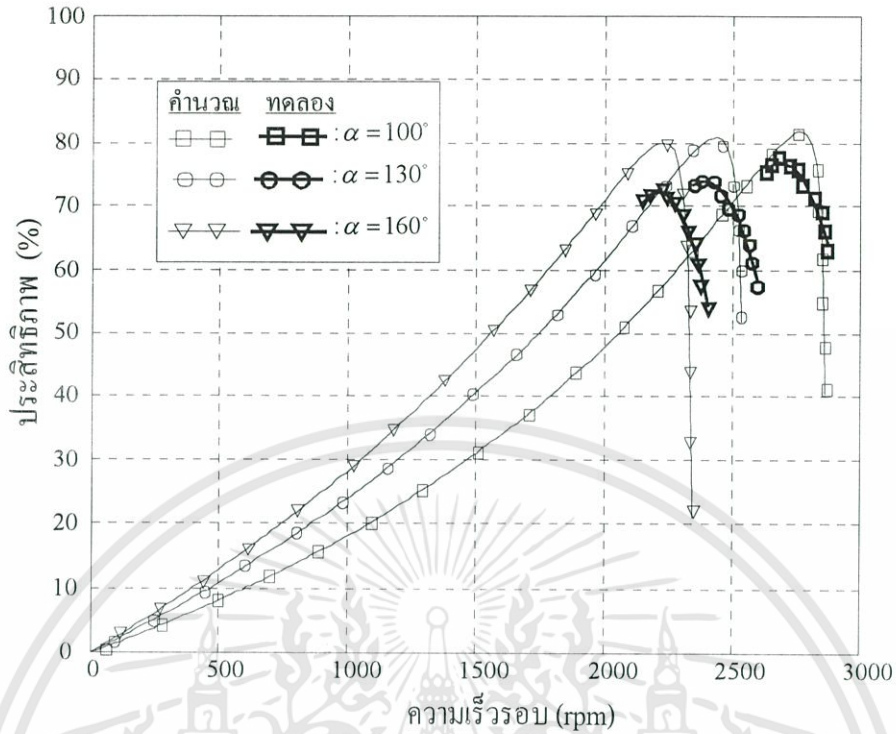


รูปที่ 5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) โดยที่ค่า  $\alpha = 180^\circ$

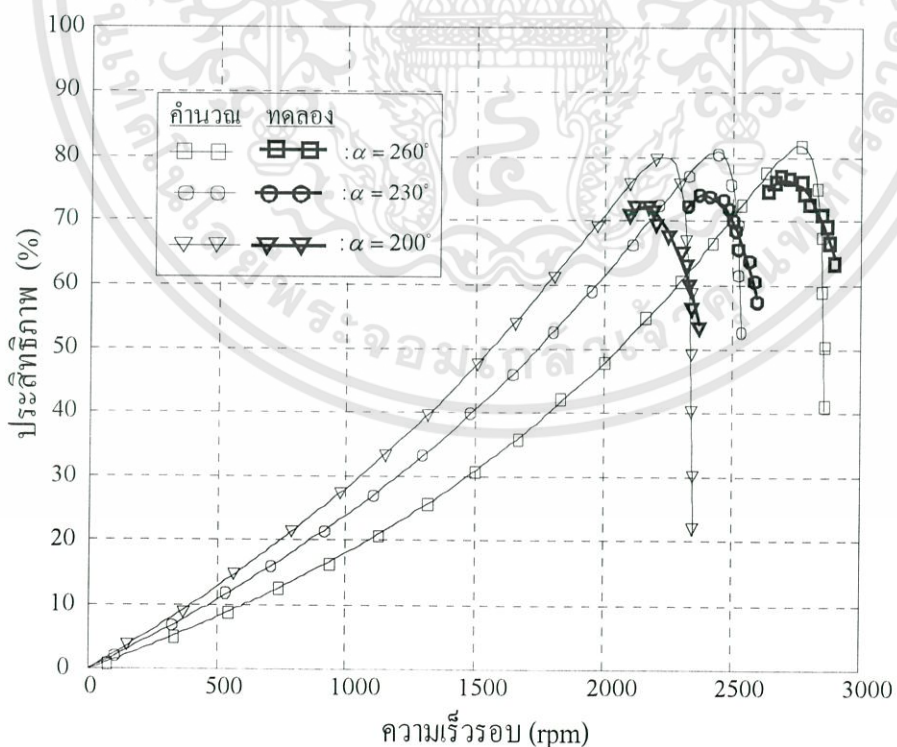


รูปที่ 5.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการมอด (m) โดยที่ค่า  $\alpha = 240^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) ในช่วง  $90^\circ$  ถึง  $180^\circ$  โดยที่ค่า  $m = 0.8$



รูปที่ 5.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนและค่าความเร็วรอบมอเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ามุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) ในช่วง  $180^\circ$  ถึง  $270^\circ$  โดยที่ค่า  $m = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความเร็วรอบมอเตอร์ที่ได้จากการทดลองภายใต้สภาวะการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสู่เอชไลน์ในแต่ละเงื่อนไข เมื่อเปรียบเทียบกับผลจากการคำนวณทางทฤษฎี จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพรวมของระบบที่ได้จากการทดลองจะมีค่าต่ำกว่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี เนื่องจากการคำนวณหาประสิทธิภาพรวมของระบบไม่ได้รวมกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์และขณะนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเข้าไปในกำลังไฟฟ้าสูญเสีย ดังนั้นจึงส่งผลทำให้ค่าประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนนี้ที่ทดลองได้มีค่าต่ำกว่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

จากข้อมูลต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วทั้งหมด สามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของระบบขับเคลื่อนแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตชันอินเวอร์เตอร์และฟีดแบคทวิเอ็มอินเวอร์เตอร์ได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ตารางเปรียบเทียบระบบขับเคลื่อนแบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตชันอินเวอร์เตอร์และฟีดแบคทวิเอ็มอินเวอร์เตอร์

	ไลน์คอมมิวเตชันอินเวอร์เตอร์	ฟีดแบคทวิเอ็มอินเวอร์เตอร์
ย่านการปรับความเร็วรอบ	ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส	ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัส
วิธีการในการปรับความเร็วรอบ	1. ปรับค่ามุมเลื่อนเฟส	1. ปรับค่ามุมเลื่อนเฟส 2. ปรับค่าอัตราการมอด
ย่านการปรับมุมเลื่อนเฟส	90° - 180°	90° - 180° - 270°
ย่านการปรับอัตราการมอด	ไม่มี	ปรับจาก 0 - 1
Speed regulation	ดี	ดี
กำลังไฟฟ้าที่คืนสู่เอชไลน์	1. กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟ	1. กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟ 2. กำลังไฟฟารีแอ็คทีฟ
ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์	ต่ำ	สูง
ประสิทธิภาพของระบบ	สูง	สูง
กระแสป้อนกลับสู่เอชไลน์	สแต็ป	ฟีดแบคทวิเอ็ม
กระแสในขดลวดโรเตอร์	สแต็ป	สแต็ป
ความยุ่งยากของวงจรกำลัง	ไม่มีวงจรคอมมิวเตชัน	มีวงจรคอมมิวเตชัน

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะทำการปรับปรุงระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปแบบเดิมที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีข้อเสียคือ อินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์มีค่าต่ำ เนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถปรับค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสได้ในย่าน 90 องศา ถึง 180 องศา เท่านั้น ทำให้ป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ได้เฉพาะกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟเท่านั้น ขณะที่เมื่อนำฟีดแบ็คลิวเอ็มไอริสเตอร์อินเวอร์เตอร์มาทำหน้าที่ในการคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปแล้วจะสามารถปรับค่ามุมเลื่อนเฟสของกระแสได้ในย่าน 90 องศา ถึง 270 องศา โดยที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสในย่านที่มากกว่า 180 องศา จะสามารถป้อนคั่นกำลังไฟฟ้ากลับสู่เอซีไลน์ได้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟและกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟซึ่งเป็นคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับ ระบบขับเคลื่อนที่มีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นนี้เป็นการประยุกต์ใช้เทคนิคฟีดแบ็คลิวเอ็มไอริสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตทที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนแบบเดิมในส่วนที่ทำหน้าที่ป้อนคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ ซึ่งได้แนวความคิดจากการทำงานของไทรสเตอร์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสที่สามารถแบ่งโหมตการทำงานออกเป็น 4 โหมต ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 ของวิทยานิพนธ์นี้ กล่าวคือในโหมตที่ 1 ทำงานเป็นเรกติฟายเออร์แบบไลน์คอมมิวเตท (line commutated rectifier) เมื่อมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์อยู่ในช่วง 0 องศา ถึง 90 องศา ทั้งกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟและกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟไหลจากด้านเอซีไปยังด้านดีซี โหมตที่ 2 ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์แบบไลน์คอมมิวเตท (line commutated inverter) เมื่อมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์อยู่ในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา กำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟไหลจากด้านดีซีไปยังด้านเอซีแต่กำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟจะไหลจากด้านเอซีไปยังด้านดีซีหรือเป็นอินเวอร์เตอร์ที่รับกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟจากแหล่งจ่ายเอซีไลน์นั่นเอง โหมตที่ 3 ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับ (force commutated inverter) เมื่อมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์อยู่ในช่วง 180 องศา ถึง 270 องศา ทั้งกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟและกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟไหลจากด้านดีซีไปยังด้านเอซีหรือเป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟให้กับแหล่งจ่ายเอซีไลน์นั่นเอง และโหมตที่ 4 ทำงานเป็นเรกติฟายเออร์ที่มีการคอมมิวเตทแบบบังคับ (force commutated rectifier) เมื่อมุมจุดชนวนของไทรสเตอร์อยู่ในช่วง 270 องศา ถึง 360 องศา เนื่องจากการป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้าสลิปในระบบขับเคลื่อนแบบเดิมนั้นใช้อินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานในโหมตที่ 2 จึงไม่สามารถป้อนกลับคั่นกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟให้กับแหล่งจ่ายเอซีไลน์ได้ ส่งผลทำให้เพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบมีค่าต่ำ แต่ถ้าเราสามารถควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมตที่ 3 ได้จะสามารถป้อนกลับคั่นได้ทั้งกำลังไฟฟ้าแอ็คทีฟและกำลังไฟฟ้ารีแอ็คทีฟสู่แหล่งจ่ายเอซีไลน์ ซึ่งเป็นเหตุผลหลักที่เลือกใช้ฟีดแบ็คลิวเอ็มไอริสอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิว

เขตแบบบังคับชนิดหนึ่งและมีการเพิ่มวงจรเพื่อรีเซตวงจรคอมมิวเตทเพื่อให้สามารถใช้กับเทคนิคพีดับบลิวเอ็มได้ โดยกระบวนการคอมมิวเตทแบบบังคับนี้ได้แสดงการวิเคราะห์หาช่วงเวลาในการคอมมิวเตทไว้ในบทที่ 2 ของวิทยานิพนธ์

ในบทที่ 3 ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นการอธิบายหลักการและการวิเคราะห์ระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสลิปริงแบบป้อนกลับคิ่งกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ในส่วนของการป้อนกลับคิ่งกำลังไฟฟ้าสลิปไปยังเอซีไลน์ โดยได้แสดงการวิเคราะห์ในเรื่องของทอร์คของมอเตอร์ กำลังไฟฟ้าป้อนกลับคิ่งสู่เอซีไลน์จากวงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ อินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ของระบบขับเคลื่อน ประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนจากวงจรสมมูลทางด้านเอซีของระบบ ระบบขับเคลื่อนที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์นี้จะให้กระแสที่ป้อนกลับสู่เอซีไลน์มีลักษณะเป็นสตีปซึ่งจะเหมือนกับกรณีที่ใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แล้วปรับค่าอัตราการมอดูเลตเท่ากับ 1 เนื่องจากการวิเคราะห์ระบบขับเคลื่อนที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ไม่ยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นในการทำงานวิจัยนี้จึงเริ่มต้นจากการศึกษาระบบที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ก่อน และในขณะเดียวกันได้ใช้ผลการวิเคราะห์ต่างๆ จากระบบที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ไว้ตรวจสอบว่าการวิเคราะห์ในระบบที่ใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ถูกต้องหรือไม่ โดยเปรียบเทียบผลเมื่อปรับค่าอัตราการมอดูเลตของกระแสพีดับบลิวเอ็มให้มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งจะได้ผลของการวิเคราะห์เหมือนระบบที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์

ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสลิปริงแบบป้อนคิ่งกำลังไฟฟ้าสลิปโดยใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของการป้อนกลับคิ่งกำลังไฟฟ้าสลิปเข้าสู่เอซีไลน์ซึ่งเป็นเทคนิคที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์นี้ โดยจะเริ่มต้นจากการกำหนดรูปแบบของสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โปรแกรมที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่สามารถปรับได้ทั้งอัตราการมอดูเลตและมุมเลื่อนเฟสเพื่อควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์อินเวอร์เตอร์จากไมโครโปรเซสเซอร์ การเชื่อมต่อไมโครโปรเซสเซอร์กับวงจรอินพุทและเอาต์พุท จากนั้นจะเป็นการวิเคราะห์หาค่าทอร์ค กำลังไฟฟ้าที่ป้อนกลับคิ่งสู่เอซีไลน์โดยใช้วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ และวิเคราะห์หาค่าอินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์และประสิทธิภาพของระบบจากวงจรสมมูลทางด้านเอซี โดยผลลัพธ์ต่างๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์นี้จะทำการตรวจสอบความถูกต้องโดยการปรับค่าอัตราการมอดูเลตให้มีค่าเท่ากับ 1 แล้วเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์กับระบบที่ใช้ไลน์คอมมิวเตทอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นกรณีที่สามารถวิเคราะห์ได้ง่ายกว่า

ในบทที่ 5 คือผลการทดลองเพื่อพิสูจน์ว่าเมื่อใช้พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แล้วจะสามารถปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านอินพุทของระบบขับเคลื่อนให้สูงขึ้นได้เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสพีดับบลิวเอ็มที่ป้อนกลับไปยังเอซีไลน์ในย่าน 180 องศา ถึง 270 องศา โดยที่ความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถปรับได้โดยการปรับที่มุมเลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนคิ่งสู่แหล่ง

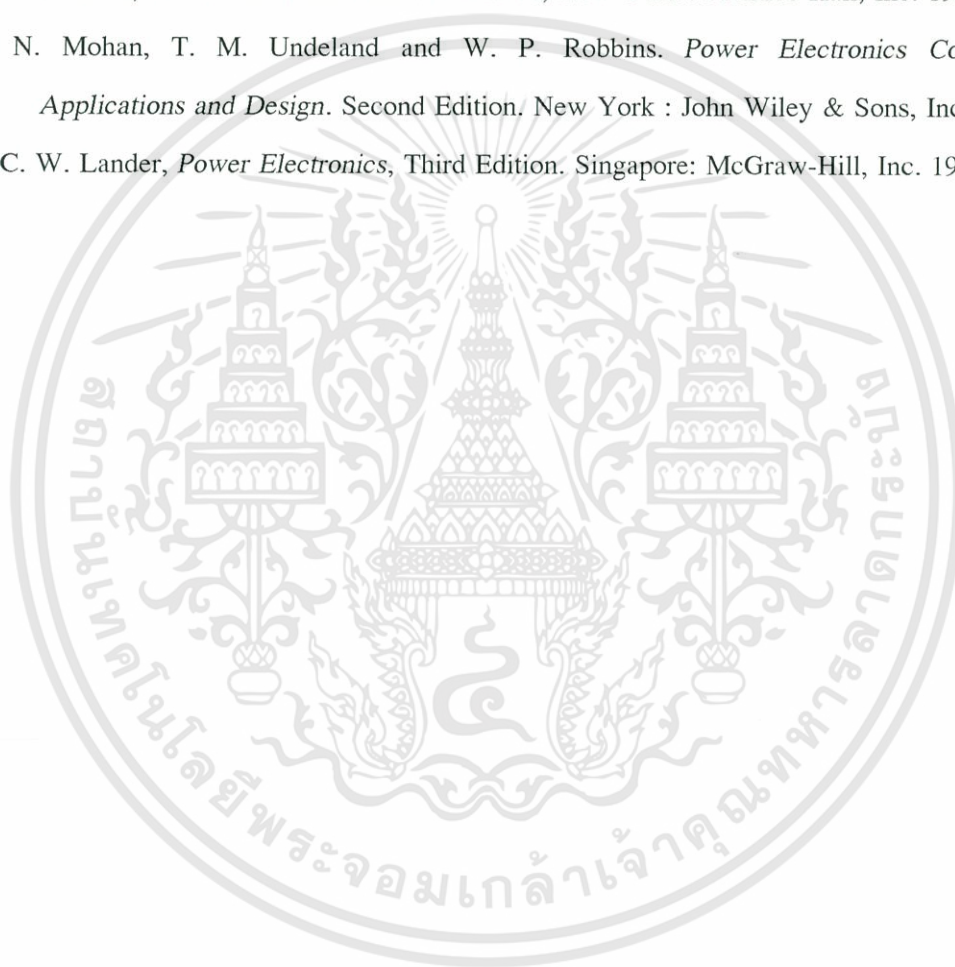
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายเอซีโวลต์และแต่ละค่าของมุมเลื่อนเฟสนี้ยังสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยการปรับที่อัตราการมอด (modulation depths) ของกระแสพีดับเบิลเอ็มนี้ โดยทำการทดสอบเครื่องต้นแบบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลีปรังขนาด 1.1 kW, 220/380 V, 4.8/2.8 A  $\Delta/Y$ , ชนิด 2 ขั้วแม่เหล็ก อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อโรเตอร์เท่ากับ 0.97 โดยที่หมีอแปลงต่อแบบสตาร์ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตและมีค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด( $a_2$ )เท่ากับ 2 เพื่อหาคุณลักษณะในการทำงานภายใต้สภาวะการป้อนกลับคืนกำลังไฟฟ้าสลีปส์โวลต์ เมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟสและอัตราการมอดของกระแสพีดับเบิลเอ็มที่ค่าต่างๆ ของระบบขับเคลื่อนนี้ได้แก่ ความสัมพันธ์ระหว่างทอร์คและความเร็วรอบมอเตอร์ กำลังไฟฟ้าสลีปส์ที่ป้อนกลับคืนสู่แหล่งจ่ายและค่าทอร์ค เพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุตของระบบและความเร็วรอบมอเตอร์ ประสิทธิภาพของระบบและความเร็วรอบมอเตอร์ และเมื่อนำผลการทดลองไปเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์แล้วสอดคล้องกับทฤษฎีและสมมุติฐานที่ตั้งเอาไว้ตั้งแต่ต้นและได้ผลลัพธ์เป็นที่น่าพอใจโดยเฉพาะตรงกับจุดประสงค์หลักคือสามารถปรับปรุงค่าอินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบขับเคลื่อนให้สูงขึ้นได้เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสของกระแสพีดับเบิลเอ็มในย่านที่มากกว่า 180 องศา นอกจากนี้ในผลการทดลองยังได้แสดงให้เห็นลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดันตามจุดต่างๆ ในระบบขับเคลื่อนเพื่อแสดงให้เห็นการคืนกำลังไฟฟ้าสลีปส์โวลต์ของระบบด้วย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ขงยุทธ นารายณ์ และ วิริยะ พิเชษฐจำเริญ “การประยุกต์ใช้พีดีบีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลลิป.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22, 2542, หน้า 689 - 692
- [2] N.S. Wani, and M. Ramamooyty. “Chopper Controlled Slipring Induction Motor.” IEEE Trans. on Ind. Electron. Contr. Instrum., Vol. IECI-24, no. 2, May 1977, pp. 153-161.
- [3] G. K. Dubey. *Power Semiconductor Controlled Drives*. International Edition. New Jersey: Prentice Hall, Inc. 1989.
- [4] W. Shepherd and A. Q. Khalil. “Capacitive Compensation of Thyristor-Controlled Slip-Energy-Recovery system.” IEE Proc. Inst. Elec. Eng, vol. 117, no. 5, May 1970, pp. 948-956.
- [5] W. Drury, B. L. Jones and J. E. Brown. “Application of controlled flywheeling to the recovery bridge of a static Kramer drive.” IEE Proc., vol. 130, Pt B, no. 2, March 1983, pp. 73-85.
- [6] N. M. Rao, G. K. Dubey, S. S. Prabhu. “Slip-power recovery scheme employing a fully controlled convertor with half-controlled characteristics.” IEE Proc., vol. 130, Pt B, no. 1, January 1983, pp. 33-38.
- [7] G. Olivier, V. R. Stefanovic and G.E. April. “Evaluation of Phase-Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Motor Drives.” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, Jan./Feb. 1983, pp. 105-112.
- [8] F. Liao, J. Sheng and T. A. Lipo. “A New Recovery Scheme for Doubly Fed, Adjustable-Speed Induction Motor Drives.” IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 27, no. 4, July/August 1991, pp. 728-733.
- [9] K. Taniguchi and H. Mori. “Application of a Power Chopper to the thyristor Scherbius.” IEE Proc., vol. 133, Pt B, no. 4, July 1986, pp. 225-229.
- [10] K. Taniguchi, Y. Takeda and T. Hirasu. “High-performance slip-power recovery induction motor.” IEE Proc., vol. 134, Pt B, no. 4, July 1987, pp. 193-197.
- [11] Seshagiri R. Doradla, Sudarshan Chakravorty, and Kashinath E. Hole. “A New Slip Power Recovery Scheme with Improved Supply Power Factor.” IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no.2, April 1986, pp. 200-207.

- [12] B. Wu, S. B. Dewan and P. C. Sen. "A Modified Current-Source Inverter (MCSI) For a Multiple Induction Motor Drive System." IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 1, pp. 10-16, Jan. 1988.
- [13] T. A. Lipo and L. H. Walker. "Design and Control Techniques for Extending High Frequency Operation of a CSI Induction Motor Drive." IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, no. 5, pp. 744-752, Sep./Oct. 1983.
- [14] P. C. Sen, *Power Electronics*, New Delhi : McGraw-Hill, Inc. 1987.
- [15] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, New York : Prentice Hall, Inc. 1986.
- [16] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins. *Power Electronics Converters, Applications and Design*. Second Edition. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1989.
- [17] C. W. Lander, *Power Electronics*, Third Edition. Singapore: McGraw-Hill, Inc. 1993.

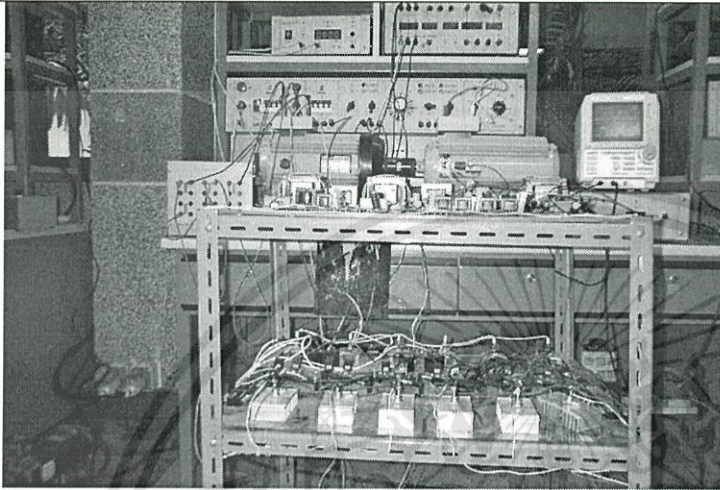

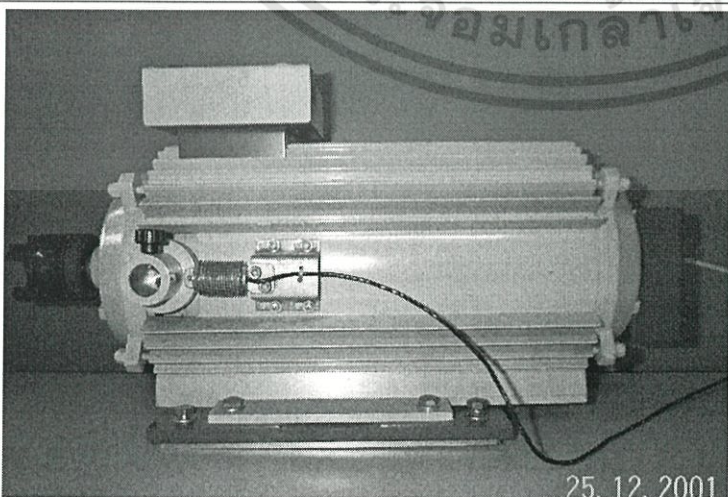




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

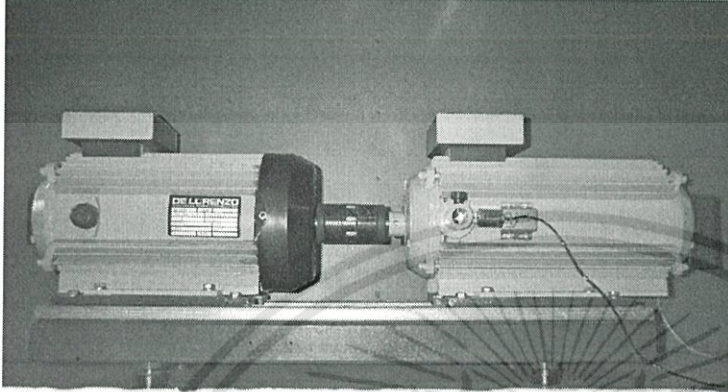
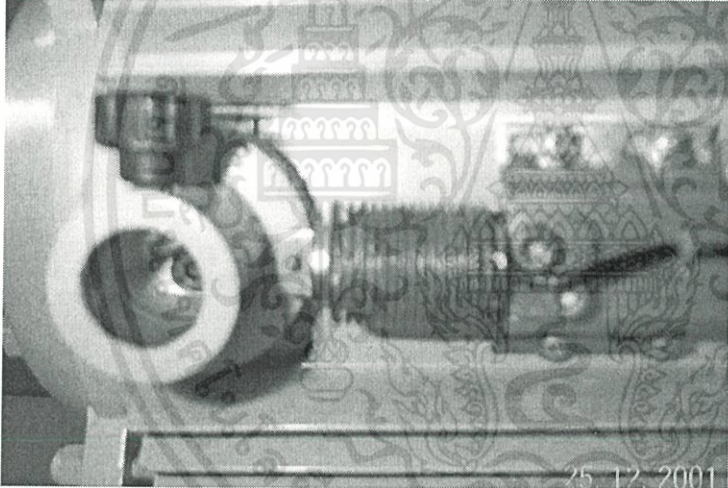
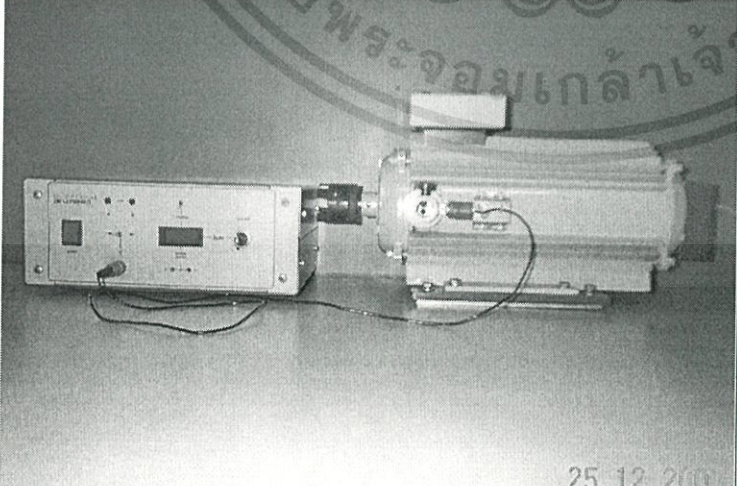
## ภาคผนวก ก.

## ภาพถ่ายและข้อมูลของอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง

ภาพถ่าย	รายละเอียด
	<p>ระบบขับเคลื่อนที่ใช้พีดีบีบลิว เอ็มอินเวอร์เตอร์ในการปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปสตูเอซีไลน์</p>
	<p>3-phase Slip-ring Induction Motor 1.1 kW Stator : 220/380 V , 4.8/2.8 A <math>\Delta/Y</math> <math>\cos\theta = 0.9</math> , 2830 rpm, 2 pole, 50 Hz Rotor : 390 V, 2.2 A</p>
	<p>Electromagnetic Brake <math>V_{\max} = 250 \text{ V}</math> <math>P = 1.4 \text{ kW}</math> <math>n = 4000 \text{ rpm}_{\max}</math></p>


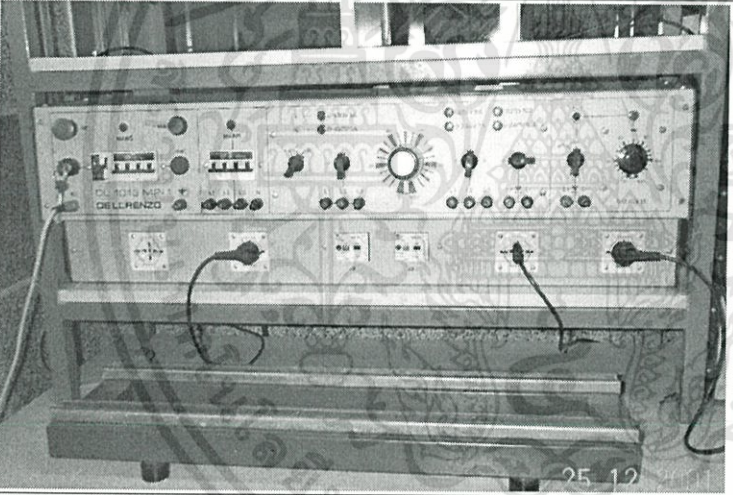
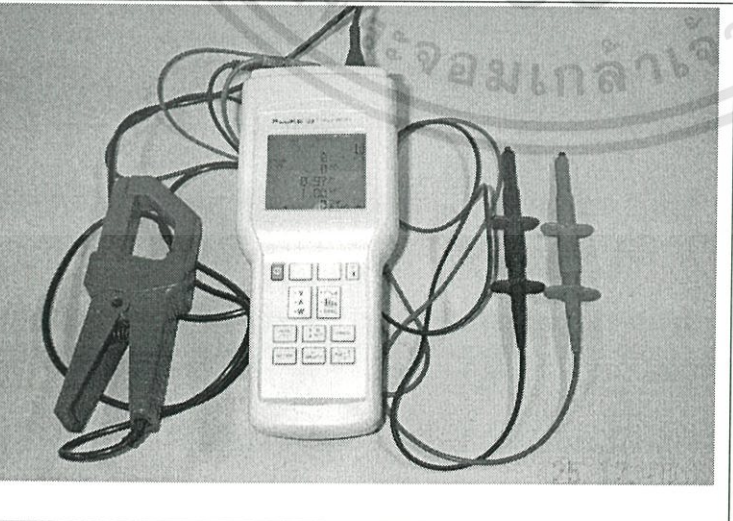
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาพถ่ายและข้อมูลของอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง

ภาพถ่าย	รายละเอียด
	<p>การคัปปลิงระหว่างมอเตอร์ กับ Electromagnetic Brake</p>
	<p>LOAD CELL</p>
	<p>การต่อ LOAD CELL เข้า กับ DIGITAL TORQUE METER</p>

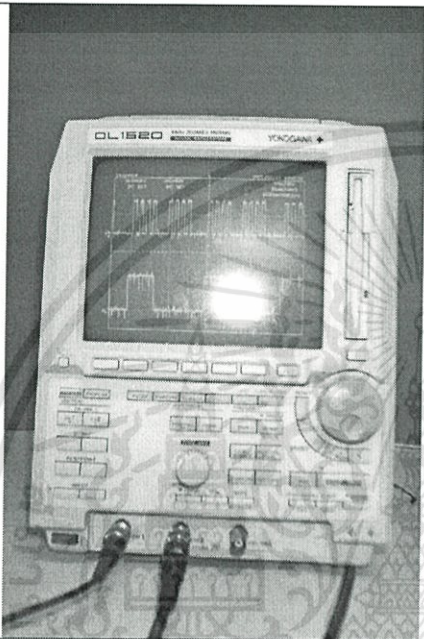
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาพถ่ายและข้อมูลของอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง

ภาพถ่าย	รายละเอียด
	รายละเอียด การต่อ OPTICAL SPEED TRANSDUCER เข้ากับ DIGITAL ELECTRONIC TACHOMETER
	POWER SUPPLY : 3 Phase 0 - 430 V, 5 A 3 Phase 0 - 240 V, 8 A DC 0 - 240 V, 10 A DC 0 - 225 V, 1 A
	POWER METER : FLUKE Model-39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาพถ่ายและข้อมูลของอุปกรณ์ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลอง

ภาพถ่าย	รายละเอียด
	<p>Digital Storage Scope DL-1520 YOGOGAWA</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ที่ได้รับการตีพิมพ์เพื่อเผยแพร่ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาควิชาวิศวกรรม  
Electrical Engineering  
(EECON)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาปัตยกรรมคุณค่าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม  
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

# การประยุกต์ใช้พีดีดับลิเอ็มอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลิป

## Application of PWM Inverter in Induction Motor Speed Control Using the Principle of Slip-Power Recovery

ยงยุทธ นารายณ์ และ รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร. (02) 326-6052 โทรสาร 326-7338

### บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้พีดีดับลิเอ็มอินเวอร์เตอร์อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสลิปริงโดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปซึ่งสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสโดยการปรับอัตราการมอดหรือมุมเลื่อนเฟสของกระแสในลักษณะคลื่นพีดีดับลิเอ็มซึ่งทำหน้าที่ป้อนคืนกำลังไฟฟ้าสลิปเข้าสู่เอชไลน์ สัญญาณกระแสพีดีดับลิเอ็มที่สามารถเลื่อนมุมเฟสได้ และสามารถปรับค่าอัตราการมอดต่างๆ ทั้งหมดนี้สร้างขึ้นจากไมโครโปรเซสเซอร์ จากผลการทดลองได้แสดงให้เห็นรูปคลื่นกระแสพีดีดับลิเอ็มและแรงดันที่ได้ที่คำนวณเลื่อนเฟสและค่าอัตราการมอดต่างๆ ภายใต้สภาวะขณะคืนกำลังไฟฟ้าสลิปของระบบขับเคลื่อนนี้ นอกจากนี้ในบทความวิจัยนี้ยังได้แสดงให้เห็นเส้นกราฟต่างๆ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กและความเร็วรอบที่ได้ ในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบระบบขับเคลื่อนคั่นแบบเดียวกับมอเตอร์สามเฟสขนาด 1 kW โดยสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสในย่าน 90° ถึง 270° และอัตราการมอดจาก 0 ถึง 1

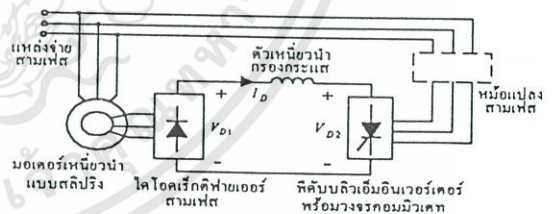
### Abstract

This paper presents the application of a PWM CSI thyristor inverter in the slip-ring-type 3-phase induction motor speed control, using the principle of slip-power recovery. By this method, the motor speed can be varied within a sub-synchronous speed control range by adjusting the modulation depth or phase shift angle of the PWM ac current waveform recovered to the AC-line. All the phase-shift-controlled PWM current signals with various modulation depth are generated by a microprocessor. The experimental results show the PWM current and voltage waveforms obtained at various phase-shift angles and modulation depths under the operating condition of slip-power recovery of the drive system. In addition, the operating characteristics of the motor speed-torque curves are also obtained. As a result, the slip - power recovery of a 1 kW 3 - phase induction motor can be performed with a phase - shift control range

from 90° to 270° and the modulation depth from 0 to 1.

### 1. บทนำ

การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสลิปริงโดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลิป โดยทั่วไปในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะเป็นทรินสเตอร์อินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส (1),(2) โดยใช้ไดโอดบริดจ์เรกติไฟเออร์ 3 - เฟส ทำหน้าที่ป้อนกำลังไฟฟ้าสลิปผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส จากนั้นอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่คืนกำลังไฟฟ้าสลิปไปยังแหล่งจ่าย สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยควบคุมที่มุมเลื่อนเฟสของกระแส หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปแบบควบคุมเฟสของอินเวอร์เตอร์มีข้อเสียคือกระแสที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉาก ส่วนประกอบของฮาร์โมนิกสลับค้ำมีขนาดสูง



รูปที่ 1 ระบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปที่นำเสนอ

หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลิปที่ใช้พีดีดับลิเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้แสดงได้ดังรูปที่ 1 โดยใช้พีดีดับลิเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสแทนอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟส ซึ่งจะช่วยลดทอนฮาร์โมนิกสลับค้ำของกระแสที่ป้อนคืนพลังงานสลิปได้ และสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้โดยการควบคุมมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ )และควบคุมอัตราการมอด(m)ของกระแสพีดีดับลิเอ็มที่ไหลเข้าสู่แหล่งจ่าย

### 2. ระบบและการทำงานของระบบ

ระบบควบคุมความเร็วรอบในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วรอบซิงโครนัสที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้สามารถแสดงระบบโดยรวมพร้อมวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์และวงจรคอมมิวเตทได้ดังรูปที่ 1 และรูปที่

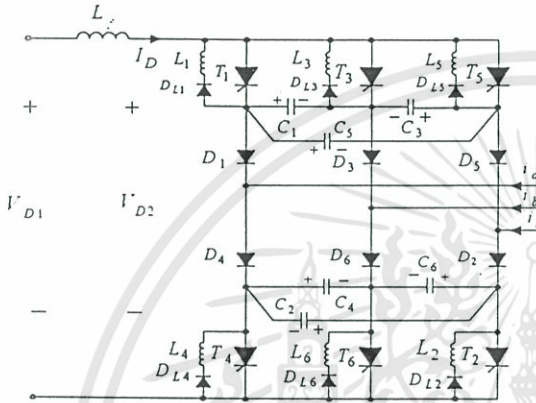
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีสิทธิ์และจะขอสงวนไว้ และขอสงวนไว้สำหรับงานวิจัยที่มีกรรมสิทธิ์

PW021

การประยุกต์ใช้ฟิสิกส์ควมเหนี่ยวนำในการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าผลป

2 ตามลำดับ แรงดันไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นที่วงจรมอเตอร์มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าสลิปถูกเรียกคิพารโดยใช้ไดโอดบริจตามเฟสแล้วใช้ตัวเหนี่ยวนำ(L<sub>p</sub>) ลคริปเปลของกระแสคิซ (I<sub>p</sub>) ในคิซลิ่งค กระแสคิซคงที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ กำลังไฟฟ้าสลิปจากโรเตอร์จะถูกป้อนคืนผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังแหล่งจ่าย โดยมีหม้อแปลงสามเฟสทางค้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เพื่อทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมระหว่างเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์กับแรงดันเอชไลน์



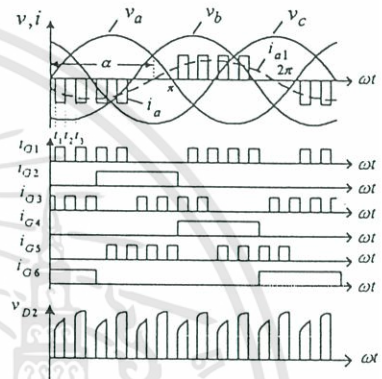
รูปที่ 2 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์พร้อมวงจรมอเตอร์

วงจรมอเตอร์ในรูปที่ 2 ประกอบด้วยทริสเตอร์ 6 ตัว T<sub>1</sub> ถึง T<sub>6</sub> และวงจรมอเตอร์แบบ ASC ที่ใช้ในการหยุดนำกระแสของทริสเตอร์ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C<sub>1</sub> ถึง C<sub>6</sub> ไดโอด D<sub>L1</sub> ถึง D<sub>L6</sub> และตัวเหนี่ยวนำ L<sub>1</sub> ถึง L<sub>6</sub> ส่วนไดโอด D<sub>1</sub> ถึง D<sub>6</sub> ใช้ในการคิซารจตัวเก็บประจุคอมมิวเตทไปยังโหลด

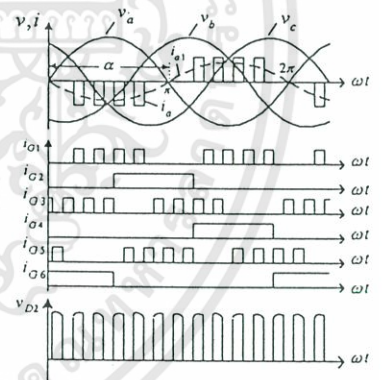
สัญญาณคิดับลิวเอมที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของทริสเตอร์ทั้ง 6 ตัวที่อัตราการมอด(m) เท่ากับ 0.5 และมุมเลื่อนเฟส(α) เท่ากับ 150°, 180° และ 210° แสดงได้คังรูปที่ 3 โดยที่การทำงานในช่วงเวลา t<sub>1</sub> ถึง t<sub>2</sub> ในรูปที่ 3(a) ทริสเตอร์ T<sub>1</sub> และ T<sub>6</sub> นำกระแสได้แรงดันทางด้านคิซลิ่งคของอินเวอร์เตอร์ (V<sub>D2</sub>) เป็นบวกเท่ากับแรงดันไลน์ v<sub>ab</sub> ที่เวลา t<sub>2</sub> ทริสเตอร์ T<sub>3</sub> เริ่มนำกระแสทำให้ทริสเตอร์ T<sub>1</sub> คอมมิวเตทในช่วงเวลา t<sub>2</sub> ถึง t<sub>3</sub> ทริสเตอร์ T<sub>3</sub> และ T<sub>6</sub> นำกระแสซึ่งเป็นช่วงของฟรีวิลลิ่งไม่มีกระแสป้อนคืนสู่แหล่งจ่าย จนกระทั่งเวลา t<sub>3</sub> ทริสเตอร์ T<sub>1</sub> เริ่มนำกระแสและทริสเตอร์ T<sub>3</sub> คอมมิวเตท ถ้าค่าความเหนี่ยวนำ L<sub>p</sub> มีค่ามากพอและไม่ลคริปเปลของกระแสคิซแล้วจะ ได้คิคลิ่งกระแสที่ทำหน้าที่คิณพลังงานไปยังแหล่งจ่ายของเฟส a (i<sub>a</sub>) และส่วนประกอบหลักมูลของกระแสคิ (i<sub>1p</sub>) คังรูปที่ 3

มุมเลื่อนเฟส (α) ของกระแสปรับได้จาก 90° ถึง 270° โดยการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณคิดับลิวเอม เมื่อให้อัตราการมอดคงที่ ที่มุมเฟสเท่ากับ 90° หรือ 270° ได้รับแรงดันคิซลิ่งคเฉลี่ย(V<sub>D2</sub>เป็นศูนย์) กำลังไฟฟ้าสลิปที่คิณสู่แหล่งจ่ายเป็นศูนย์ทำให้มอเตอร์มีความเร็วรอบสูงสุด เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสจาก 90°หรือ 270° เข้าหา 180° ได้แรงดันคิซลิ่งคเฉลี่ยเพิ่มขึ้นกำลังไฟฟ้าสลิปคิณสู่แหล่งจ่ายเพิ่มขึ้นทำให้ความเร็ว

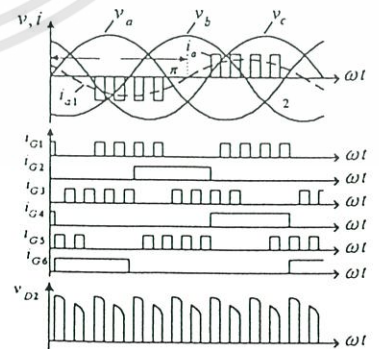
รอบของมอเตอร์ลดลง ที่มุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 180° ได้แรงดันเฉลี่ยคิซลิ่งคสูงสุด กำลังไฟฟ้าสลิปคิณสู่แหล่งจ่ายสูงสุด ได้ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำสุด รูปคลิ่งของแรงดัน กระแสและสัญญาณคิดับลิวเอมเมื่ออัตราการมอดเท่ากับ 0.5 ที่มุมเฟสเท่ากับ 150°, 180° และ 210° แสดงได้คังรูปที่ 3(a),3(b)และ3(c) ตามลำดับ แต่ละค่าของมุมเลื่อนเฟสนั้นความเร็วรอบของมอเตอร์ยังควบคุมได้ด้วยการควบคุมที่อัตราการมอด ซึ่งจะทำให้แรงดันเฉลี่ยคิซลิ่งคเพิ่มขึ้นเมื่ออัตราการมอดเพิ่มขึ้นและกำลังไฟฟ้าสลิปคิณสู่แหล่งจ่ายมีค่าสูงขึ้นส่งผลให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลง



(a) α = 150°



(b) α = 180°



(c) α = 210°

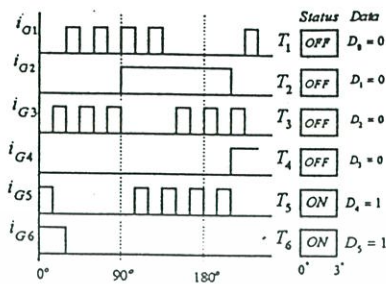
รูปที่ 3 รูปบนคือคิณของแรงดันสามเฟสและกระแสคิดับลิวเอมเฟส a รูปกลางคือสัญญาณคิดับลิวเอมเพื่อคิดับลิวเอมเฟส ทริสเตอร์ รูปล่างคือแรงดันคิซลิ่งค เมื่อ m = 0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์หรือผู้ที่มีอำนาจไปใช้

การประยุกต์ใช้พีคดับลิแวนอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลับ

8 การสร้างสัญญาณพีคดับลิแวน

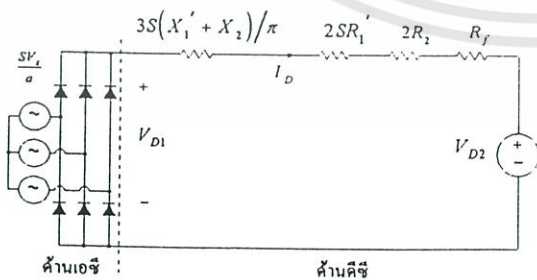


รูปที่ 4 สภาวะการทำงานของไทรสเตอร์เพื่อใช้ในการหาข้อมูล ที่  $m = 0.5$  ได้ข้อมูลของ 3 องศาแรกเป็น 30H

สัญญาณพีคดับลิแวนในรูปที่ 3 สร้างจากไมโครโปรเซสเซอร์ Z-80 โดยการเก็บข้อมูลของสภาวะการทำงานของไทรสเตอร์ที่อัตราการมอดค่างๆ ไว้เป็นตารางในหน่วยความจำ(look up table) แต่ละค่าของข้อมูลเป็นสภาวะการทำงานของไทรสเตอร์ในช่วง 3° หรือ 1/6 วินาที ดังนั้นจะทำให้มีข้อมูลทั้งหมด 120 ค่าคือ 1 ตาราง ในรูปที่ 4 เป็นการแสดงวิธีการหาข้อมูลของสภาวะการทำงานของไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัวที่อัตราการมอดเท่ากับ 0.5 ได้รับข้อมูล 3 องศาแรกเป็น 1100000B หรือ 30H ส่วนในการเลื่อนเฟสของกระแสที่ดับลิแวนที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายทำได้โดยการเลื่อนมุมเฟสของแรงดันเฟส a เป็นเฟสอ้างอิงแล้วใช้แรงดันนี้ไปสร้างสัญญาณอินเวอร์รท์ให้กับไมโครโปรเซสเซอร์เพื่อให้ได้สัญญาณพีคดับลิแวนทั้งสามเฟสที่ซิงโครไนซ์กับแรงดันจากไลน์ทั้งสามเฟส

4. คุณลักษณะของระบบ

คุณลักษณะของความเร็รรอบและทอร์คหาได้โดยใช้วงจรสมมูลทางด้านดีซีของระบบ[4] ดังแสดงในรูปที่ 5 ซึ่งจะไม่เกิดความสูญเสียในวงจรบริดจ์ไดโอดและอินเวอร์เตอร์จะได้กำลังไฟฟ้าที่วงจรโรเตอร์ของมอเตอร์กับกำลังไฟฟ้าที่ดีซีลิงค์มีค่าเท่ากันและไม่คิดกระแสแม็กเนโตเซชั่นของมอเตอร์ จากนั้นทำการย้ายอิมพีแดนซ์จากด้านสเตเตอร์ไปไว้ทางด้านโรเตอร์

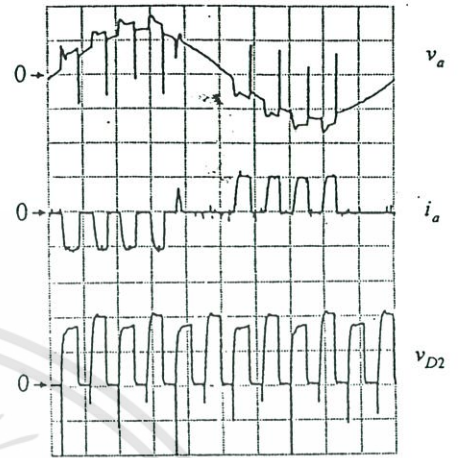


รูปที่ 5 วงจรสมมูลทางด้านดีซี

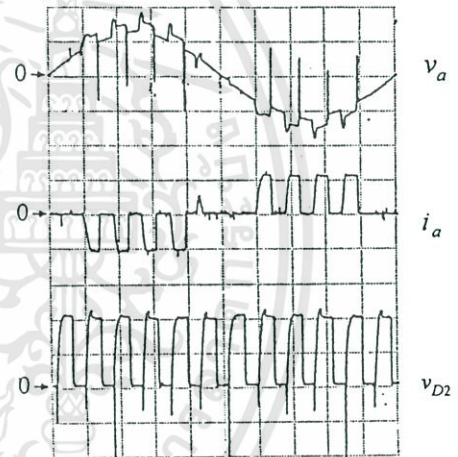
จากวงจรสมมูลในรูปที่ 5 จะได้สมการ :

$$I_D = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{(3/\pi)S(X_1' + X_2') + (2SR_1' + 2R_2 + R_f)} \quad (1)$$

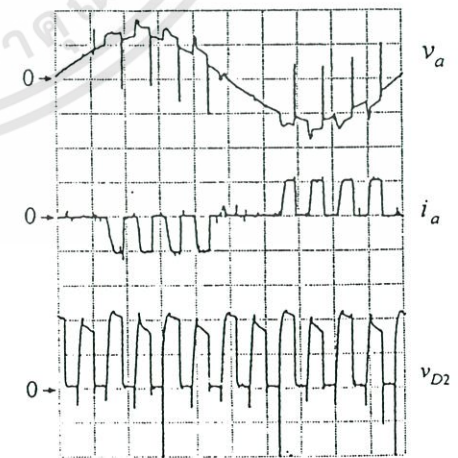
รูปที่ 6 รูปคลื่นของแรงดันเฟส a กระแสที่ดับลิแวนเฟส a และแรงดันที่ดีซีลิงค์ ที่  $m = 0.5$ , Volt/div = 100 V, Amp/div = 1 A,



(a)  $\alpha = 150^\circ$



(b)  $\alpha = 180^\circ$



(c)  $\alpha = 210^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น Time/div = 2 ms นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PW021

การประยุกต์ใช้พีดีดับลิแวมอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้หลักการคืนกำลังไฟฟ้าสลิป

เมื่อ  $V_{D1}$  คือแรงดันเอาต์พุตของบริดจ์ไดโอดเรกติฟายเออร์สามเฟส

$$\text{ค่าเป็น } \frac{3\sqrt{6}V_s}{\pi a}$$

$a$  คืออัตราส่วนของจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ต่อโรเตอร์

$V_{D2}$  คือแรงดันเฉลี่ยทางด้านคิซีของอินเวอร์เตอร์

$X_1'$  คือรีแอ็กแตนซ์ที่ขยับมาจากด้านสเตเตอร์

$X_2'$  คือรีแอ็กแตนซ์ทางด้าน โรเตอร์

$R_1'$  คือความต้านทานที่ขยับมาจากด้านสเตเตอร์

$R_2'$  คือความต้านทานทางด้าน โรเตอร์

$R_f$  คือความต้านทานของรีแอ็กเตอร์ที่ใช้ในการกรองกระแสคิซี

$S$  คือค่าสลิปของมอเตอร์

และได้กำลังไฟฟ้าสลิป ( $P_2$ ) ของมอเตอร์ ดังสมการ [3]

$$P_2 = (V_{D1}I_D - (3/\pi)S(X_1' + X_2')I_D^2) - 2SR_fI_D^2 \quad (2)$$

กำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจรรีโเตอร์ ( $P_{in}$ ) จะประกอบด้วยกำลังทางกล ( $P_{mech}$ ) และกำลังไฟฟ้าสลิป โดยที่  $P_{in} = P_2/S$  ดังนั้น จะได้

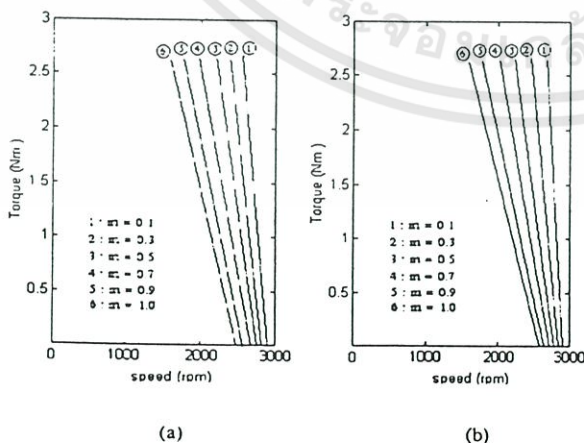
$$P_{in} = (V_{D1}I_D/S) - (3/\pi)(X_1' + X_2')I_D^2 - 2R_fI_D^2 \quad (3)$$

ทอร์กของมอเตอร์  $T = P_{in}/\omega_s$  เมื่อ  $\omega_s$  คือความเร็วรอบเชิงมุมเชิงโรตัส ดังนั้น

$$T = \{(V_{D1}I_D/S) - (3/\pi)(X_1' + X_2')I_D^2 - 2R_fI_D^2\}/\omega_s \quad (4)$$

5. ผลการทดลอง

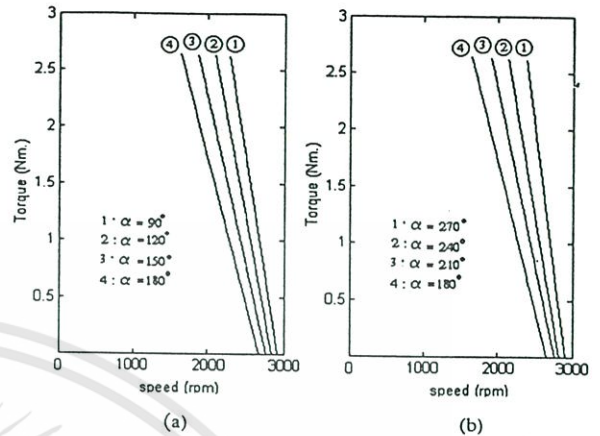
เมื่อทดสอบระบบที่ออกแบบขึ้นนี้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบสตลิปริงขนาด 1 kW, 2 ขั้วแม่เหล็ก, 220 V, 50 Hz จะได้รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เงื่อนไขต่างๆ ดังรูปที่ 6 ได้กราฟลักษณะของทอร์กกับความเร็วรอบดังรูปที่ 7 และ 8 เมื่ออัตราการมอดเปลี่ยนแปลงโดยให้มุมเลื่อนเฟสคงที่ที่ 150° และ 210° ได้กราฟดังรูปที่ 7(a) และ 7(b) ตามลำดับ และเมื่ออัตราการมอดคงที่เท่ากับ 0.8 แล้วปรับมุมเลื่อนเฟสให้น้อยกว่า 180° และมากกว่า 180° จะได้กราฟดังรูปที่ 8(a) และ 8(b) ตามลำดับ



รูปที่ 7 ความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วรอบของมอเตอร์

a) เมื่ออัตราการมอด ( $m$ ) เปลี่ยนแปลง ที่  $\alpha = 150^\circ$

b) เมื่ออัตราการมอด ( $m$ ) เปลี่ยนแปลง ที่  $\alpha = 210^\circ$



รูปที่ 8 ความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วรอบของมอเตอร์

a) เมื่อมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) < 180° ที่อัตราการมอด( $m$ ) = 0.8

b) เมื่อมุมเลื่อนเฟส( $\alpha$ ) > 180° ที่อัตราการมอด( $m$ ) = 0.8

6. สรุป

จากผลการทดสอบของระบบคืนกำลังไฟฟ้าสลิปที่นำเสนอนี้ แสดงให้เห็นว่ากระแสที่ป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นที่คล้ายกับคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามเหลี่ยมทอนฮาร์โมนิกอันดับต่ำได้ รีปเปลของกระแสในคิซีจึงมีค่าต่ำ และได้กราฟลักษณะของทอร์กกับความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อให้อัตราการมอดคงที่แล้วปรับมุมเลื่อนเฟสจาก 90° ถึง 180° จะได้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงและเมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสจาก 180° ถึง 270° จะได้ความเร็วรอบของมอเตอร์สูงขึ้นที่ค่าโหลดเดียวกัน เมื่อให้มุมเลื่อนเฟสคงที่แล้วปรับอัตราการมอดเพิ่มขึ้นจะได้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงที่ค่าโหลดเดียวกัน ซึ่งเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] W. Shepherd and J. Stanway, "Slip energy recovery in an induction motor by the use of a thyristor inverter," IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., vol. IGA-5, no. 1, February 1969, pp. 74-82.
- [2] G. Olivier, V. R. Stefanovic and G.E. April, "Evaluation of Phase-Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, Jan./Feb. 1983, pp. 105-112.
- [3] K. Taniguchi, Y. Takeda and T. Hirasu, "High-performance slip-power recovery induction motor," IEE Proc., vol. 134, Pt B, no. 4, July 1987, pp. 193-197.
- [4] Seshagiri R. Doradla, Sudarshan Chakravorty, and Kashinath E. Hole, "A New Slip Power Recovery, Scheme with Improved Supply Power Factor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no.2, April 1986, pp. 200-207.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีแบบสิ่งนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

## ประวัติผู้เขียน

นายชยยุทธ นารายณ์ เกิดเมื่อวันพุธที่ 19 มีนาคม 2512 ที่จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2534

พ.ศ. 2535 - ปัจจุบัน เป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้