

ระบบเชื่อมต่อกรีด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนว
แกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชย
ฮาร์มอนิกที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อรวมกริด

SINGLE-PHASE GRID CONNECTED AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET
GENERATOR SYSTEM WITH REDUCED SWITCHING LOSS AND HARMONIC
COMPENSATION FOR VARIOUS TYPES OF NONLINEAR LOADS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

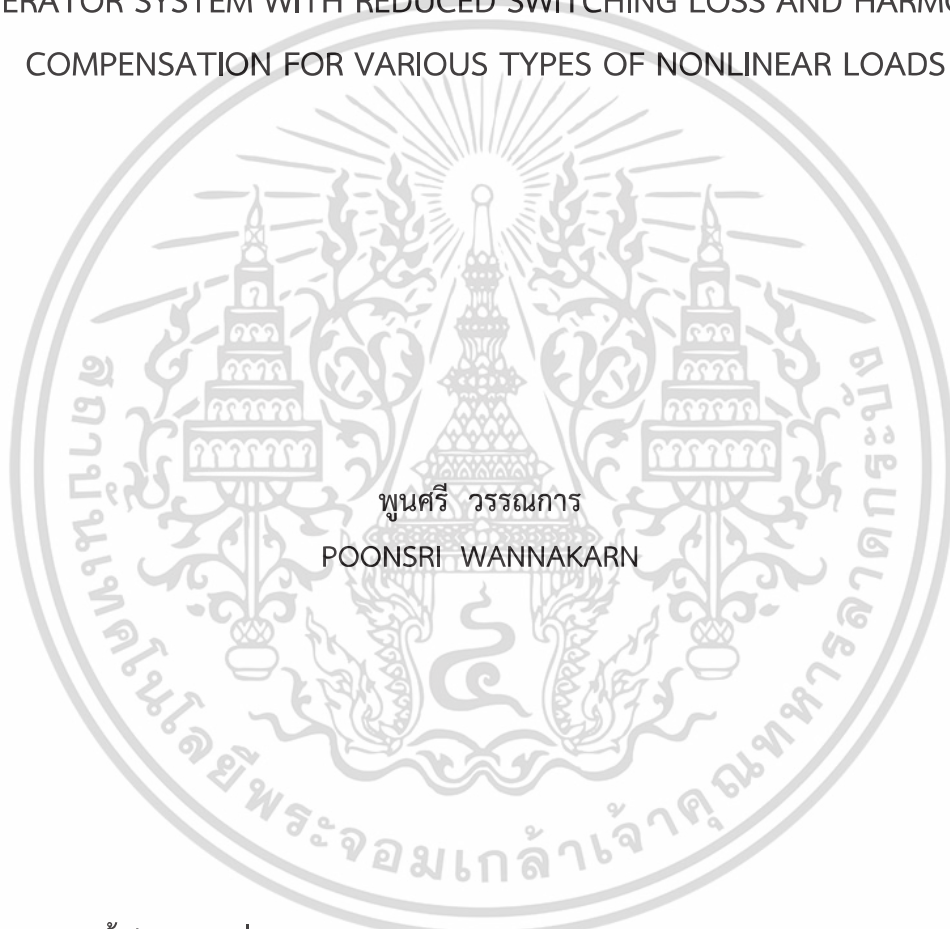
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-113

ระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนว
แกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชย
ฮาร์มอนิกที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริด

SINGLE-PHASE GRID CONNECTED AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET
GENERATOR SYSTEM WITH REDUCED SWITCHING LOSS AND HARMONIC
COMPENSATION FOR VARIOUS TYPES OF NONLINEAR LOADS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SINGLE-PHASE GRID CONNECTED AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET
GENERATOR SYSTEM WITH REDUCED SWITCHING LOSS AND HARMONIC
COMPENSATION FOR VARIOUS TYPES OF NONLINEAR LOADS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018
KMITL-2018-EN-D-018-113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยฮาร์โมนิกที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่าง ๆ ต่อร่วมกริด

Thesis Title Single - Phase Grid Connected Axial Flux Permanent Magnet Generator System with Reduced Switching Loss and Harmonic Compensation for Various Types of Nonlinear Loads

นักศึกษา นายพูนศรี วรรณการ

รหัสประจำตัว 53610145

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-113

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ดร.พุทธพร	เศวตสกุลานนท์	
ดร.ภาพ	จันทร์เจริญสุข	
ผศ.ดร.นิรุช	จิรสวรรณกุล	
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 16 กรกฎาคม พ.ศ. 2561 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้อง HM-306 อาคารเฉลิมพระเกียรติ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น **ฉบับนี้ คณะวิศวกรรมศาสตร์** นี้ดำเนินการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงวันที่ 16 กรกฎาคม พ.ศ. 2561

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยฮาร์มอนิกที่มีโหนดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริด
นักศึกษา	นายพูนศรี วรรณการ
รหัสประจำตัว	53610145
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยกำลังเสมือน และกระแสฮาร์มอนิกที่มีโหนดไม่เชิงเส้นต่างๆ ที่ต่อร่วมกริด โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอีสเทอร์ริชิสที่มีการตรวจจับตัดผ่านศูนย์ เพื่อสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มควบคุมไอจีบีที ของ อินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ เชื่อมต่อกริดและมีฟังก์ชันการกรองกำลังแบบวงจรรวม ทำให้ไอจีบีทีในกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์สวิตช์ด้วยความถี่กริดและอีกกึ่งหนึ่งสวิตช์ด้วยความถี่สูง ส่งผลทำให้แรงดันเอาต์พุตพีดับบลิวเอ็มเป็นแบบยูนิโพลาร์ วิทยานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์เพื่อศึกษา ออกแบบและสร้างชุดระบบแปลงผันกำลังเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา 5 เฟสเข้ากับกริด 1 เฟส ที่มีโหนดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วย ได้มีการอธิบายรายละเอียด ออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดังกล่าว ได้นำเสนอวิธีการสร้างกระแสอ้างอิงสำหรับกำลังจริงที่ต้องการ กำลังเสมือนและกระแสฮาร์มอนิกที่ต้องการชดเชย จากการควบคุมอินเวอร์เตอร์ จะทำให้กระแสกริดมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง ทำให้คุณภาพของกำลังไฟฟ้าของกริดที่มีโหนดไม่เชิงเส้นต่อใช้งานร่วมอยู่ดีขึ้น นอกจากนี้ยังมีการออกแบบและสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัณ 2 ทางสำหรับเพิ่มแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงที่เรียบให้กับอินเวอร์เตอร์ ในการซิงโครไนซ์กับระบบกริด 1 เฟสอย่างง่ายแบบเปิดตารางไซน์ ซึ่งระบบที่นำเสนอนี้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ราคาถูกเบอร์ dsPIC30F4011 เป็นตัวควบคุมการทำงานของระบบทั้งหมด จากผลการจำลองและการทดลอง ยืนยันความถูกต้องของระบบที่นำเสนอภายใต้เงื่อนไขต่างๆ ได้เป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	SINGLE-PHASE GRID CONNECTED AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET GENERATOR SYSTEM WITH REDUCED SWITCHING LOSS AND HARMONIC COMPENSATION FOR VARIOUS TYPES OF NONLINEAR LOADS
Student	Mr. Poonsri Wannakarn
Student ID.	53610145
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes a single-phase grid connected axial flux permanent magnet (AFPM) generator system with switching loss reduction and compensation for reactive power and harmonic current for various types of nonlinear loads. Hysteresis current control with zero crossing technique generates PWM signals to control IGBTs of a single-phase grid connected full bridge inverter with active filter functionality. As a consequence, IGBTs in one leg of the inverter are switched with grid frequency and those in the another leg is switched with high frequency resulting in unipolar PWM output voltage. This thesis aims at studying, designing and implementing a converter system to connect a five phase AFPM generator to a single phase grid system including nonlinear loads connected to the grid. The description, design and construction of such generator is provided. A method of current reference generation for required real power and reactive power and harmonic compensation is given. With the inverter control, the grid waveform is nearly sinusoidal and the near unity power factor is achieved leading to the improved power quality of the electric system with the non-linear loads. In addition, the design and construction of a two-channel interleave boost converter for increasing the DC link voltage with free ripple for the inverter is given. The synchronization with the grid employs a simple technique based on a sinusoidal look-up table. The whole system is implemented on a low cost dSPIC30F4011 microcontroller. The simulation and experimental results confirm the validity of the proposed system with satisfaction under various conditions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และผู้กองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และ ดร.พุทธพร เสวตสกุลานนท์ ที่ได้ชี้แนะและให้คำแนะนำในการจัดทำเล่มวิทยานิพนธ์แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องวิจัย PMC(ECC405) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่คอยแนะนำและให้คำปรึกษา มาโดยตลอด

ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร ที่ได้มอบทุนการศึกษา ต่อในระดับปริญญาเอกแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้เอื้อเฟื้อเครื่องมือวัดค่าต่างๆ ทางไฟฟ้าแก่ข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณมารดา คุณแม่พรมา วรณการ คุณพ่อสั้น วรณการ ภรรยา นาง นลินรัตน์ วรณการ ที่เป็นกำลังใจ ขอขอบคุณ ด.ช. อธิพันธ์ วรณการ และ ด.ญ. กรชนก วรณการ บุตรชายและบุตรสาว ซึ่งคอยเป็นห่วงเรื่องการเรียนของพ่อและมักถามพ่ออยู่เสมอว่าพ่อเรียนจบหรือยัง จนทำให้ข้าพเจ้ามีกำลังใจจนสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พูนศรี วรณการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และทุกแง่มุมอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร.....	6
1.6 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.....	7
1.7 ขอบเขตของการวิจัย.....	11
1.8 ขั้นตอนของการศึกษา.....	11
บทที่ 2 โครงสร้างและการออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM และการออกแบบสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	13
2.1 บทนำ.....	13
2.2 โครงสร้างและเปรียบเทียบเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา (AFPM) กับแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM)	13
2.2.1 โครงสร้างเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา(AFPM).....	13
2.2.2 เปรียบเทียบเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา (AFPM) กับแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM).....	15
2.3 การออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM.....	16
2.3.1 วงจรสมมูลต่อเฟสและพารามิเตอร์ในการออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดแบบ เส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM).....	16
2.3.2 การสร้างชุดโรเตอร์และสเตเตอร์เครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตาม แนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส.....	18
2.4 การออกแบบสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	19
2.4.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	22
2.5 บทสรุป.....	22
บทที่ 3 ทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า และคุณลักษณะของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสชนิดต่างๆ.....	23
3.1 บทนำ.....	23
3.2 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้า.....	23
3.3 ชนิดของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสชนิดต่างๆ.....	25
3.3.1 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหลดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน.....	26
3.3.2 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาวเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ.....	27
3.3.3 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ.....	29
3.3.4 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ.....	30
3.4 บทสรุป.....	32
บทที่ 4 หลักการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด 1 เฟส.....	33
4.1 บทนำ.....	33
4.2 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	33
4.3 เทคนิคของการกรองกำลังแบบแอคทีฟในการคำนวณหากระแสอ้างอิง.....	34
4.4 เทคนิคการสวิตชิงแบบไปโพลาร์พีดับบลิวเอ็มในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด 1 เฟส.....	38
4.5 เทคนิคการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็มในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด 1 เฟส ในการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง	40
4.6 สมการกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง.....	42
4.7 การออกแบบโปรแกรมการทำงาน.....	43
4.8 บทสรุป.....	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และผู้วางอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 ผลการจำลองระบบเชื่อมต่อกิริต 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตาม แนวแกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยฮาร์มอนิกที่ มีโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกิริต.....	46
5.1 บทนำ.....	46
5.2 การจำลองในส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนว แกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส	46
5.2.1 การจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส.....	46
5.2.2 การจำลองคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส.....	47
5.2.3 การจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ เส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM).....	48
5.3 การจำลองในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	48
5.4 การจำลองส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต 1 เฟส.....	49
5.4.1 การจำลองจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้ รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดีบีลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	49
5.4.2 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่ กิริต 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรง แบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหลดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน.....	49
5.4.3 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิก ที่กิริต 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็น ไฟตรงแบบฮาฟเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ.....	51
5.4.4 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิก ที่กิริต 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรง แบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ.....	53
5.4.5 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิก ที่กิริต 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรง แบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ.....	54
5.5 บทสรุป.....	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และผู้เข้าถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 6 ผลการทดสอบระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยฮาร์มอนิกที่มีโหนดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริด.....	57
6.1 บทนำ.....	57
6.2 การทดสอบในส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส	57
6.2.1 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส.....	57
6.2.2 การทดสอบคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส.....	58
6.2.3 การสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM).....	59
6.3 การทดสอบในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	59
6.4 การทดสอบส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด 1 เฟส.....	60
6.4.1 การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์ โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	60
6.4.2 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหนดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหนดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	60
6.4.3 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหนดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัว โหนดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	62
6.4.4 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหนดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหนดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	64
6.4.5 การสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหนดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหนดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.4.6 การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดย ใช้รูปแบบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM).....	67
6.4.7 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดพลาดของกระแสฮาร์มอนิกที่ กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรง แบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหลดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน โดยใช้รูปแบบการ สวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM).....	67
6.4.8 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดพลาดของกระแสฮาร์มอนิก ที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็น ไฟตรงแบบฮาวเพฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM).....	69
6.4.9 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดพลาดของกระแสฮาร์มอนิก ที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรง แบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM).....	71
6.4.10 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดพลาดของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรง แบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	72
6.5 การเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอ โดยใช้เทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) กับแบบ ดั้งเดิมที่ใช้เทคนิคการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบ โพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Polar PWM).....	74
6.6 ตารางเปรียบเทียบค่ากำลังต่างๆ ของระบบที่นำเสนอที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ ยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)และแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM).....	75
6.7 บทสรุป.....	75
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	77
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	77
7.2 ปัญหาและอุปสรรค.....	80
7.3 ข้อเสนอแนะ.....	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

เอกสารอ้างอิง.....81

ภาคผนวก

- ภาคผนวก ก การสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเฟลา
- ภาคผนวก ข การสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง
- ภาคผนวก ค การสร้างตัวตรวจจับสัญญาณต่างๆ ทางไฟฟ้าของระบบที่นำเสนอ
- ภาคผนวก ง การสร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริตของระบบที่นำเสนอ
- ภาคผนวก จ เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ
- ภาคผนวก ฉ บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

ประวัติผู้เขียน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา แIX ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM.....	17
2.2 คุณสมบัติของแม่เหล็กชนิด 40NdFeB.....	18
2.3 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	22
3.1 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสไหล (THD _i) จากการผลการจำลองที่โหลดไม่เชิงเส้น ชนิดต่างๆ จำนวน 4 ชนิด.....	32
4.1 การออกแบบค่าต่างๆ ของตัวควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิส.....	39
5.1 เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสไหล (THD _i) จากผลการจำลองการทำงาน ของระบบที่นำเสนอที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อรวม จำนวน 4 ชนิด โดยให้การ สวิตช์แบบยูนิโพลาร์ที่ดับลิ่วเอ็มควบคุมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส.....	56
6.1 กำลังที่จุดต่าง ๆ ของเทคนิคการสวิตช์แบบไบโพลาร์ที่ดับลิ่วเอ็ม(Bipolar PWM).....	75
6.2 กำลังที่จุดต่าง ๆ ของเทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ที่ดับลิ่วเอ็ม(Unipolar PWM)...	75
7.1 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสกริด (THD _g) จากผลการทดสอบการทำงานของระบบที่ นำเสนอที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อรวมกับกริด 1 เฟส จำนวน 4 ชนิด เปรียบเทียบ กับที่ไม่มีการเชื่อมต่อบนระบบที่นำเสนอ.....	78
7.2 เปรียบเทียบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ที่ดับลิ่วเอ็ม (UniPolar PWM) จากการจำลอง และการทดสอบของระบบที่นำเสนอที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อรวมกับกริด 1 เฟส.....	79
7.3 เปรียบเทียบการสวิตช์แบบโพลาร์ที่ดับลิ่วเอ็ม(Polar PWM)แบบดั้งเดิมกับแบบ ยูนิโพลาร์ที่ดับลิ่วเอ็ม(Unipolar PWM)แบบปรับปรุงใหม่ที่นำเสนอ โดยทดสอบกับ โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1.....	79

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟตรงเข้ากับกริดไฟฟ้า 1 เฟส.....	3
1.2 โรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน.....	4
1.3 เส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตัดผ่านช่องว่างอากาศสลับกันระหว่างจานโรเตอร์หมุนคู่ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน.....	4
1.4 โครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ (ก) แบบ RFPM (ข) แบบ AFPM.....	5
1.5 ระบบที่นำเสนอเมื่อประยุกต์ใช้กับพลังงานลม.....	6
1.6 เทคนิคของการควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตามแนวแกนเพลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM)ดั้งเดิม.....	8
1.7 เทคนิคของการควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตามแนวแกนเพลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)ปรับปรุงใหม่.....	8
1.8 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมการสวิตช์แบบไบโพลาร์.....	9
1.9 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม.....	10
2.1 โครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลาแบบจานแม่เหล็กหมุนคู่ซึ่งมีขดลวดสเตเตอร์ไร้แกนเหล็กอยู่ใน.....	14
2.2 โรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน.....	14
2.3 เส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตัดผ่านช่องว่างอากาศสลับกันระหว่างจานโรเตอร์หมุนคู่ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน.....	15
2.4 โครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ.....	16
2.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตามแนวแกนเพลา.....	16
2.6 ลักษณะการวางแท่งแม่เหล็กบนจานเหล็ก.....	18
2.7 ขดลวดขดสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM.....	19
2.8 เครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ต้นแบบที่สร้างเสร็จแล้ว.....	19
2.9 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	20
2.10 สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีทีในวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 (ก) วงจรสมมูลสำหรับส่งผ่านกำลังไฟฟ้าระหว่างแรงดันกริด 1 เฟส(V_g) และแรงดันเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์(V_{conv}) และ (ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมขณะคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตที่ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง.....	24
3.2 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1.....	26
3.3 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 10 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div.....	26
3.4 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1.....	27
3.5 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2.....	27
3.6 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 5 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div.....	28
3.7 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2.....	28
3.8 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3	29
3.9 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 10 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div.....	29
3.10 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3.....	30
3.11 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4.....	30
3.12 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 10 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div.....	31
3.13 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4.....	31
4.1 การควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสในวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส.....	33
4.2 รูปคลื่นกระแสอ้างอิง (i_c^*) และกระแสจริง (i_c) ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์.....	34
4.3 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมและวงจรกำลังของระบบเชื่อมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสเข้ากับกริด 1 เฟสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม.....	35
4.4 โหมดการทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM).....	38
4.5 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมและวงจรกำลังของระบบเชื่อมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสเข้ากับกริด 1 เฟสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	40
4.6 โหมดการทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM).....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และก๊อปปี้ไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7	44
5.1	47
5.2	47
5.3	48
5.4	48
5.5	49
5.6	50
5.7	50
5.8	51
5.9	51
5.10	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อ รวมกริด.....	52
5.12 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ กระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)....	53
5.13 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ แรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	53
5.14 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อ รวมกริด.....	54
5.15 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ กระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)....	54
5.16 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ แรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	55
5.17 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อ รวมกริด.....	55
6.1 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM สเกลแรงดัน 100 V/div , สเกลเวลา 0.02 Sec/div.....	58
6.2 ผลการทดสอบหาค่าล้าไฟฟ้าเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ที่ความเร็วต่างๆ.....	58
6.3 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่อง กำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) สเกลเวลา 5 ms/div และแรงดัน 100 V/div.....	59
6.4 ผลการทดสอบจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานใน วงจร สเกลเวลา 50 μ s/div และกระแส 2 A/div.....	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.5 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตชิ่งแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) สเกล: Time 5 ms/div, V_{G1} - V_{G4} (10 V/div).....	60
6.6 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (20 A/div)....	61
6.7 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	61
6.8 สเปกตรัมฮาร์โมนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด.....	62
6.9 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)....	62
6.10 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	63
6.11 สเปกตรัมฮาร์โมนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด.....	63
6.12 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)....	64
6.13 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.14 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อรวมกริด.....	65
6.15 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ โหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อรวมกริด สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div).....	65
6.16 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ แรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	66
6.17 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อรวมกริด.....	66
6.18 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบ การสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) สเกล: Time 5 ms/div, V_{G1} - V_{G4} (10 V/div).....	67
6.19 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L)ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (20 A/div).....	68
6.20 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ แรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้น ชนิดที่ 1 ต่อรวมกริดสเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	68
6.21 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม โดยมิโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อรวมกริด.....	69
6.22 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และ กระแสโหลด(i_L) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อรวมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div).....	69

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.23 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500V/div), i_s (20A/div), i_c (20A/div) และ V_{conv} (500V/div).....	70
6.24 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด.....	70
6.25 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	71
6.26 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด.....	71
6.27 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด.....	72
6.28 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L)ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div).....	72
6.29 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div).....	73
6.30 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด.....	73
6.31 กราฟเปรียบเทียบกำลังเอาต์พุตและเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่องกริด 1 เฟส ที่ใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) และแบบไบโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM).....	74
7.1 เปรียบเทียบคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสและแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสระหว่างผลการคำนวณกับผลการทดสอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM.....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

เครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเฟลา(AFPM) มีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลายในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานทดแทนโดยเฉพาะพลังงานลมที่มีความเร็วลมต่ำ เนื่องจากมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนจึงสร้างขึ้นง่าย[1,2] นำหนักเบา บำรุงรักษาง่าย เสถียรภาพดี ประสิทธิภาพสูง[3] โดยทั่วไป เครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเฟลา (AFPM) จะมีความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM) คือมีขนาดกระทัดรัดกว่าเมื่อเทียบกับขนาดกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกมาเท่ากัน[4] การนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเฟลาไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับแหล่งพลังงานทดแทนต่างๆ เช่น พลังงานลม ทำให้ผลิตไฟฟ้าได้โดยไม่ต้องอาศัยการกระตุ้นสนามแม่เหล็กจากภายนอก เพียงแค่มีพลังงานทางกลมาดูดเพลลาโรเตอร์ให้เคลื่อนที่ก็สามารถผลิตไฟฟ้าได้ [5-8] โดยแยกการทำงานของเครื่องกำเนิดโดยทั่วไปเป็น 2 แบบ คือ ทำงานเพียงลำพัง และทำงานเชื่อมต่อเข้ากับระบบกริด ซึ่งเครื่องกำเนิดแบบอินดักชันต้องอาศัยคาปาซิเตอร์เป็นตัวกระตุ้นสนามแม่เหล็กในการทำงานผลิตแรงดันไฟฟ้าทำงานเพียงลำพัง(Stand-alone) ส่วนเครื่องกำเนิดแบบ AFPM ไม่ต้องอาศัยคาปาซิเตอร์เป็นตัวกระตุ้นสนามแม่เหล็กในการทำงานผลิตแรงดันไฟฟ้า ทำให้สะดวกและง่ายในการนำเครื่องกำเนิดแบบAFPM ไปผลิตแรงดันไฟฟ้าแบบทำงานเพียงลำพังและทำงานเชื่อมต่อกับกริด หากเรานำเครื่องกำเนิดแบบ AFPM ไปประยุกต์ใช้งานกับพลังงานลมในการผลิตไฟฟ้าเชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส จำเป็นต้องอาศัยวงจรดีซีฟูลตีซีคอนเวอร์เตอร์ในการยกระดับแรงดันไฟตรงให้สูงขึ้นในการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังกริดกริดที่มีความเร็วลมต่ำ และถ้าหากที่กริดมีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมอยู่จะทำให้คุณภาพกำลังไฟฟ้าที่กริดไม่มีมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำ กระแสกริดผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ ก่อให้เกิดปัญหาการรบกวนโหลดอื่นๆ ที่ต่อรวมกับกริดได้ ดังนั้นเมื่อเรานำแต่ละเทคนิค เช่น เทคนิคแอกทีฟฟิลเตอร์[9] มาร่วมทำงานกับเทคนิคการควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิส[10] จะทำให้กำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดไม่เชิงเส้นนี้ได้ และเมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)[13] ก็จะทำให้ลดความสูญเสียจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรภาคอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟสได้

ในการควบคุมการเชื่อมต่อกอนเวอร์เตอร์เข้ากับระบบกริด 1 เฟส ได้มีงานวิจัยที่กล่าวถึงเกี่ยวกับหลักการทฤษฎีต่างๆที่ได้นำเสนอมี่ดังนี้

อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีราคาถูก โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสในการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเฟลา 5 เฟสไป

ยังกริด 1 เฟส[11] ระบบการเชื่อมต่อกริด 1 เฟสที่มีการทำงานจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเฟลา 5 เฟสไปยังกริด 1 เฟส และชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนสำหรับโหลดที่ต่อร่วมอยู่กับกริด 1 เฟส โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซีส์ร่วมกับเทคนิคการกรองกระแสแอกทีฟ[12] การประเมินคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด 1 เฟสแบบที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยหลักการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีส์ทำงานตัดผ่านศูนย์[13] มีการนำเสนอคอนเวอร์เตอร์ที่มีหน้าที่ส่งผ่านกำลังแอกทีฟจากระบบพลังงานแสงอาทิตย์เข้ากริด 1 เฟสและทำหน้าที่เป็นตัวกรองแอกทีฟซึ่งปริมาณกำลังที่ส่งเข้ากริดจะมีค่าลดลงในขณะที่กริดเกิดสถานะแรงดันตก ซึ่งอัลกอริทึมของระบบการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์นี้มีความยุ่งยากซับซ้อน[14] และระบบการเชื่อมต่อคอนเวอร์เตอร์เข้ากับกริด 1 เฟส โดยอาศัยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ซึ่งรูปคลื่นกระแสที่กริดไม่สมมาตรกันทางซีกบวกและซีกลบ โดยเฉพาะสำหรับกรณีที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมอยู่กับกริด เช่น วงจรแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงแบบครึ่งคลื่น[15]

อย่างไรก็ตามมีบทความที่ตีพิมพ์เผยแพร่มากมายได้กล่าวถึงการเชื่อมต่อคอนเวอร์เตอร์เข้ากับกริด แต่เทคนิคการควบคุมคอนเวอร์เตอร์เข้ากับกริด 1 เฟส อย่างง่ายที่เป็นที่น่าพอใจในการทำงานภายใต้การเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขต่างๆ จนถึงปัจจุบันนี้ยังไม่มีมีการนำเสนอออกมาตีพิมพ์เผยแพร่แก่สาธารณชนรับรู้ โดยส่วนใหญ่มีบทความมากมายกล่าวเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งานเครื่องกำเนิดแบบ AFPM ไปผลิตไฟฟ้าใช้งานจ่ายโหลดเพียงลำพัง แต่ไม่ค่อยมีบทความที่กล่าวถึงการนำเครื่องกำเนิดแบบ AFPM ไปใช้งานผลิตไฟฟ้าทำงานเชื่อมต่อกับกริดไฟฟ้าเท่าที่ควร

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาและนำเสนอหลักการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซีส์ ทำงานร่วมกับเทคนิคการกรองกำลังแบบแอกทีฟและเทคนิคยูนิโพลาร์พีดีบีบลิวเอ็มมาประยุกต์ใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM เข้ากับกริด 1 เฟส ที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริด จะทำให้กระแสกริดมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง ทำให้คุณภาพของกำลังไฟฟ้าของกริดที่โหลดไม่เชิงเส้นต่อใช้งานร่วมอยู่ดีขึ้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นในหัวข้อต่างๆ ดังนี้

1.2.1 ศึกษาการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM ในสภาวะทำงานเพียงลำพังจ่ายโหลด และในสภาวะทำงานเชื่อมต่อกับกริด 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมอยู่ด้วย

1.2.2 ศึกษาการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง ในการทำหน้าที่ยกระดับแรงดันไฟตรงให้มีขนาดสูงขึ้นเพื่อป้อนแรงดันไฟตรงเข้าสู่ชุดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

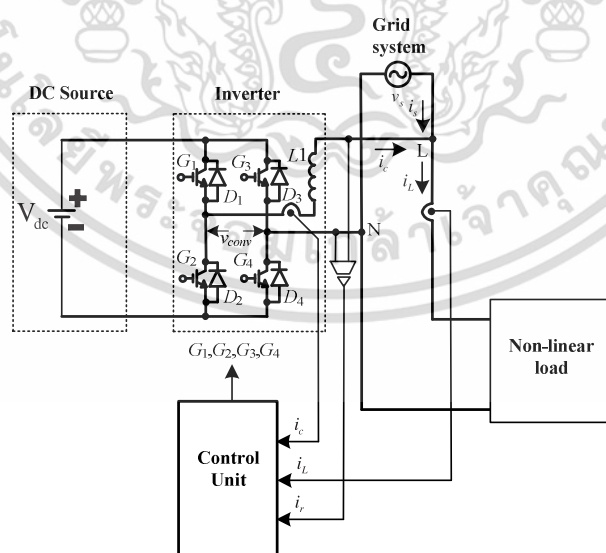
1.2.3 ศึกษาคุณลักษณะของรูปคลื่นกระแสกริด และความผิดเพี้ยนรวมของกระแสกริดเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นมาต่อใช้งานร่วมกับกริด 1 เฟสของระบบที่นำเสนอ โดยใช้เทคนิคการสวิตช์แบบไปโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) และแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เชื่อมต่อการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM เข้ากับกริด 1 เฟส

1.2.4 เพื่อนำทฤษฎีการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบ AFPM ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ไปยังกริด 1 เฟส และมีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นที่มีการใช้งานต่อร่วมกริด 1 เฟส

1.2.5 เพื่อทดสอบระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาที่มีหน้าที่กรองฮาร์มอนิกไวงาน สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ที่นำมาต่อใช้งานร่วมกับกริด 1 เฟส

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การเชื่อมต่อกริด 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมเข้ากับแหล่งจ่ายไฟตรงจะต้องอาศัยอินเวอร์เตอร์เป็นตัวเชื่อมต่อดังรูปที่ 1.1 โดยมีตัวตรวจจับแรงดันและกระแสในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยหากใช้หลักการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสสร้างสัญญาณแบบไปโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในอุปกรณ์สวิตช์ ดังนั้นแนวทางแก้ไขหากอาศัยหลักการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสทำงานตัดผ่านศูนย์เพื่อสร้างสัญญาณแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด ทำให้สามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์ได้

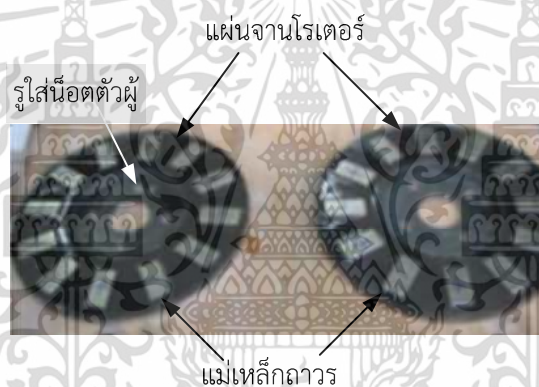


รูปที่ 1.1 อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟตรงเข้ากับกริดไฟฟ้า 1 เฟส

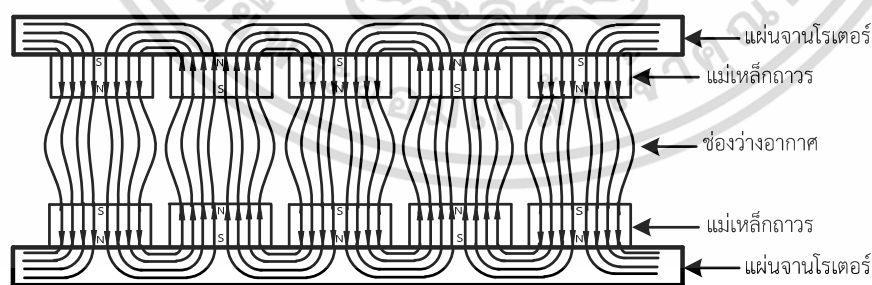
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทั่วไปการใช้งานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน (AFPM Generator) สามารถนำไปใช้งานร่วมกับกังหันลมและกังหันน้ำได้ โดยอาจมีโครงสร้างเป็นแบบแผ่นจานโรเตอร์ที่ยึดติดกับแม่เหล็กถาวรหมุนแบบจานหมุนเดียว [16] จานหมุนคู่ [17] และแบบหลายจาน [18] เป็นต้น เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนจะมีขนาดอย่างไรและค่าก่อสร้างมากน้อยเพียงใดก็ขึ้นอยู่กับขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าที่ต้องการผลิตและแรงบิดอินพุตที่จุดเครื่องกำเนิด อีกทั้งการพิจารณาโครงสร้างของเครื่องกำเนิดและการเลือกใช้วัสดุต่างๆที่เหมาะสมในการสร้าง และการออกแบบที่ดีจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนมีลักษณะการติดตั้งแม่เหล็กถาวรลงบนจานโรเตอร์หมุนคู่แสดงดังรูปที่ 1.2 และลักษณะของเส้นแรงแม่เหล็กที่พุ่งออกจากขั้วเหนือไปยังขั้วใต้ตัดผ่านช่องว่างอากาศสลับกันไปมาแสดงดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.2 โรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน



รูปที่ 1.3 เส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตัดผ่านช่องว่างอากาศสลับกันระหว่างจานโรเตอร์หมุนคู่ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา (AFPM) จะมีความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM) คือมีขนาดกระทัดรัดกว่าเมื่อเทียบกับขนาดกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกมาเท่ากัน[19, 20, 21, 22] โดยคุณสมบัติของเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM โดยทั่วไป เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องกลไฟฟ้าแบบ RFPM สามารถสรุป[21, 23] ได้ดังนี้

- สามารถทำให้ปรับช่องว่างอากาศได้
- มีความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูงกว่าทำให้ประหยัดวัสดุแกนเหล็กที่นำมาทำเครื่องกำเนิด
- โครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM ในอุดมคติทำให้สามารถปรับกำลังไฟฟ้าหรือแรงบิดได้ตามต้องการ
- ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกใหญ่กว่าเครื่องกลไฟฟ้าแบบ RFPM ทำให้มีจำนวนขั้วมากกว่า นั่นคือเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM จึงมีความเหมาะสมในการเลือกนำมาใช้ในงานที่ต้องการความถี่สูง หรือการใช้งานที่ต้องการความเร็วต่ำ

ดังนั้นเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM จึงมีความเหมาะสมสำหรับใช้เป็นตัวผลิตไฟฟ้า หรือการใช้งานพิเศษ เมื่อคุณสมบัติของมันมีการนำไปใช้งานได้ประโยชน์กว่าเครื่องกลไฟฟ้าแบบ RFPM เมื่อเทียบที่ขนาดเท่ากัน โดยโครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ แสดงดังรูปที่ 1.4 ซึ่งในงานวิจัยเลือกใช้นิยามหมุนคู่ ซึ่งสามารถนำไปใช้งานร่วมกับกังหันลมและกังหันน้ำได้กันอย่างแพร่หลาย

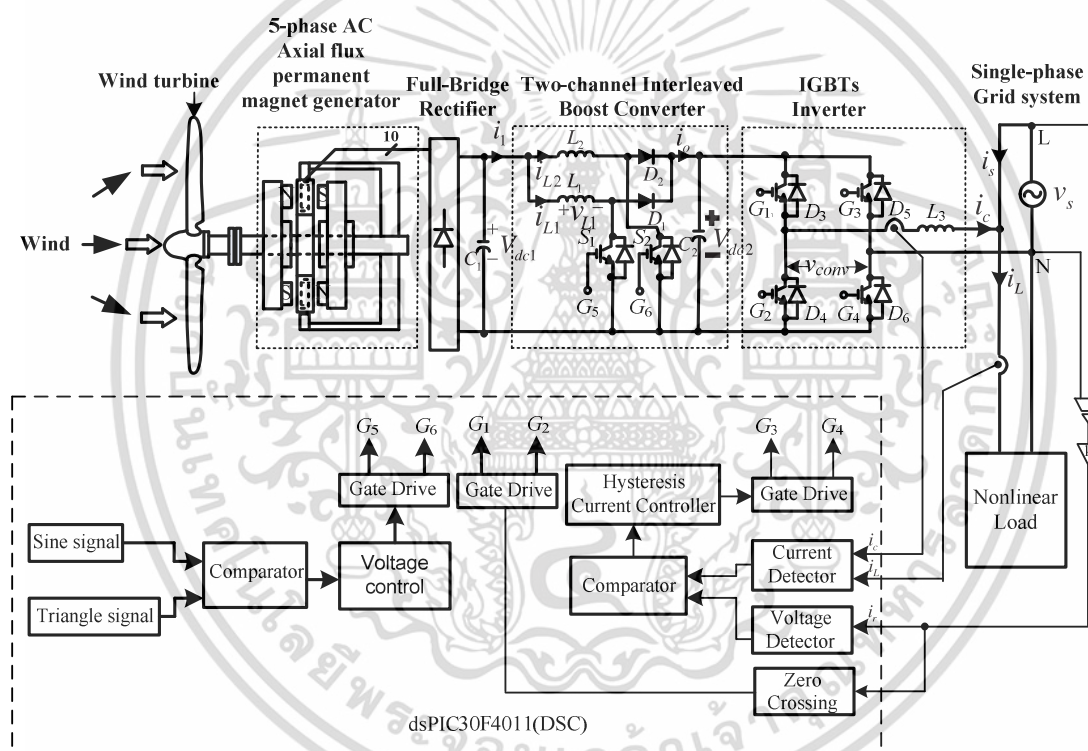


รูปที่ 1.4 โครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ (ก) แบบ RFPM (ข) แบบ AFPM

ในเล่มวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตามแนวแกนเพลลาที่มีหน้าที่กรองฮาร์มอนิกไวงาน สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริดเมื่อประยุกต์ใช้กับพลังงานลม แสดงในรูปที่ 1.5 โดยเครื่องกำเนิดแบบ AFPM เป็นชนิดแบบจานแม่เหล็กหมุนคู่ ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานทางกลที่ประยุกต์ใช้กับพลังงานลมไปเป็นพลังงานทางไฟฟ้า ซึ่งพลังงานไฟฟ้าที่ได้นี้จะถูกส่งผ่านไปยังกริด 1 เฟส โดยผ่านวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทางเพื่อเพิ่มแรงดันไฟตรงให้สูงขึ้นป้อนเข้าสู่ชุดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ซึ่งทำหน้าที่เชื่อมต่อกับเข้ากับกริดไฟฟ้า 1 เฟส เมื่อมีการนำโหลดไม่เชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นมาใช้งานต่อรวมอยู่กับกริด 1 เฟส จะทำให้กระแสกริดมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งเป็นสาเหตุให้คุณภาพของกำลังไฟฟ้าของกริดที่โหลดไม่เชิงเส้นต่อใช้งานรวมอยู่ไม่ดี มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ โดยเมื่อนำเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส และเทคนิคของการกรองกำลังแบบแอกทีฟในการคำนวณหากระแสอ้างอิงร่วมกับเทคนิคปรับปรุงการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) มาประยุกต์ใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส ทำให้กระแสกริดมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง ทำให้คุณภาพของกำลังไฟฟ้าของกริดที่โหลดไม่เชิงเส้นต่อใช้งานรวมอยู่ดีขึ้น อีกทั้งยังช่วยลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในชุดอินเวอร์เตอร์ทำให้ประสิทธิภาพของชุดอินเวอร์เตอร์สูงขึ้นกว่าการใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) ดังเดิม



รูปที่ 1.5 ระบบที่นำเสนอเมื่อประยุกต์ใช้กับพลังงานลม

1.5 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร

การนำเสนอหลักการใหม่ของงานวิจัยนี้ เน้นถึงหลักการปรับปรุงการสวิตซ์ของชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส โดยใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) แทนเทคนิคการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM) ดังเดิม ทำให้ลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในชุดอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งเทคนิคการควบคุมการสวิตซ์ดังกล่าวจะทำงานร่วมกับเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสทำงานตัดผ่านศูนย์และเทคนิคของการ

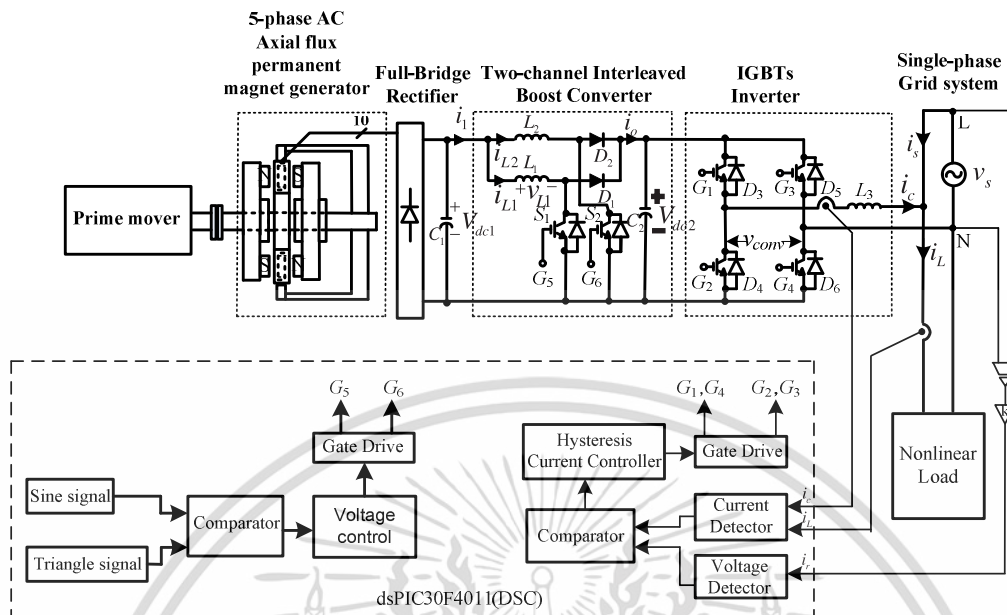
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองกำลังแบบแอกทีฟในการคำนวณหากระแสอ้างอิง เพื่อสร้างสัญญาณแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) นอกจากนั้นยังนำเสนอทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังระบบกริด 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่ออยู่ และคุณลักษณะของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสชนิดต่างๆดังนี้ วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโดยมีโหลดเป็นตัวคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน(Single-phase diode bridge rectifier with R-C Load) วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัวโดยมีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ(Single-phase half wave thyristor rectifier with R-L load) ซึ่งมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายสำหรับตัวแปลงด้านหน้า เช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย(Switching power supplies) ยูพีเอส (UPS) ควบคุมความเร็วของการขับเคลื่อน(Variable speed drives) วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัวโดยมีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ(Semi controlled thyristor bridge rectifier with R-L load) ใช้ในงานปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้เทคนิคสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์(Unipolar) ใช้ในงานควบคุมแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ(Fully controlled thyristor bridge rectifier with R-L load) ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลายในงานขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบทวิควอดแรนต์(Two-quadrant) โดยจะทำการวิเคราะห์ผลของโหลดต่างๆ ที่มีผลต่อระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส ในกรณีที่มีการใช้เทคนิคการควบคุมการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในชุดอินเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมและแบบปรับปรุง ในหลักการปรับปรุงใหม่นี้คาดหวังว่าสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส และมีการชดเชยฮาร์มอนิกที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริดได้

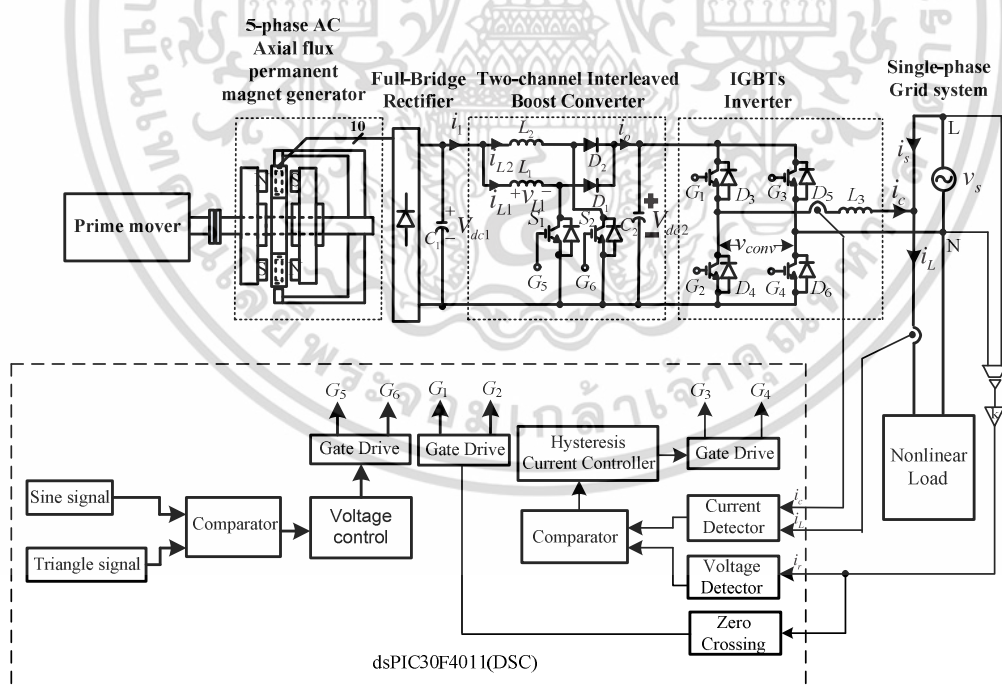
1.6 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิมจะเน้นถึงเทคนิคของการควบคุมการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM)ดั้งเดิม แสดงดังรูปที่ 1.6 และแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) ปรับปรุงใหม่ ดังแสดงในรูปที่ 1.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



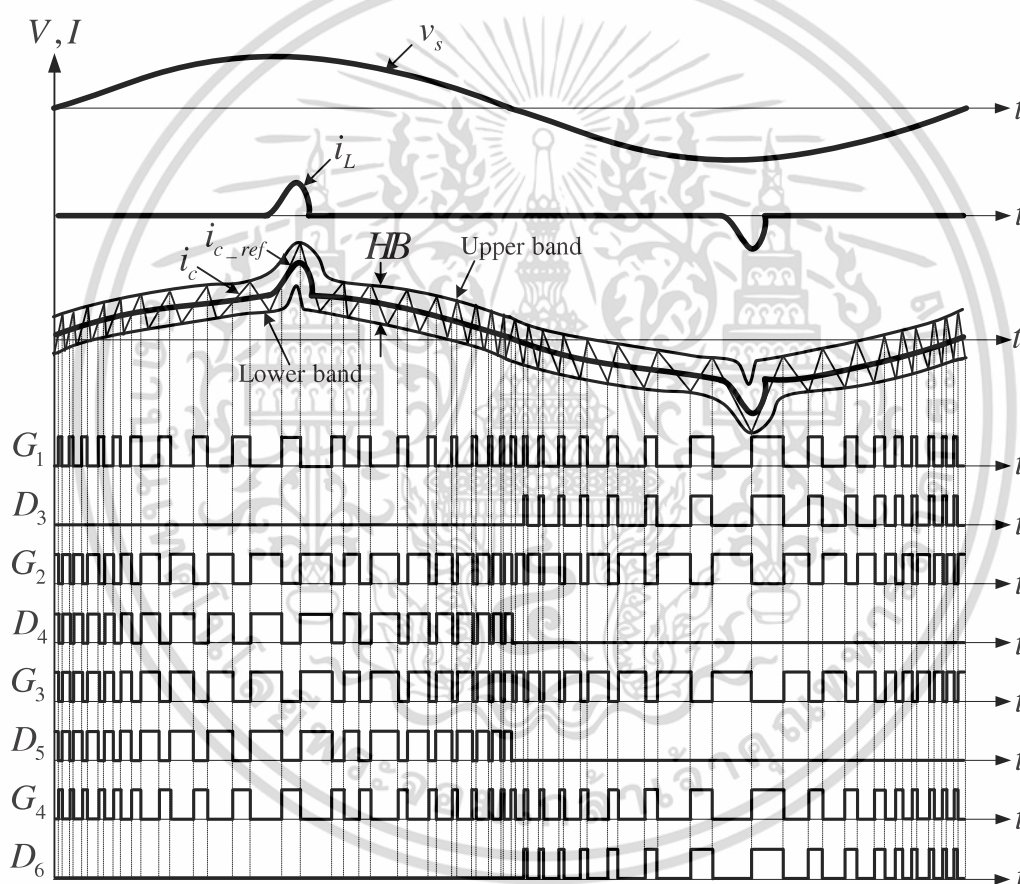
รูปที่ 1.6 เทคนิคของการควบคุมการสวิตซิ่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM)ดั้งเดิม



รูปที่ 1.7 เทคนิคของการควบคุมการสวิตซิ่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)ปรับปรุงใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

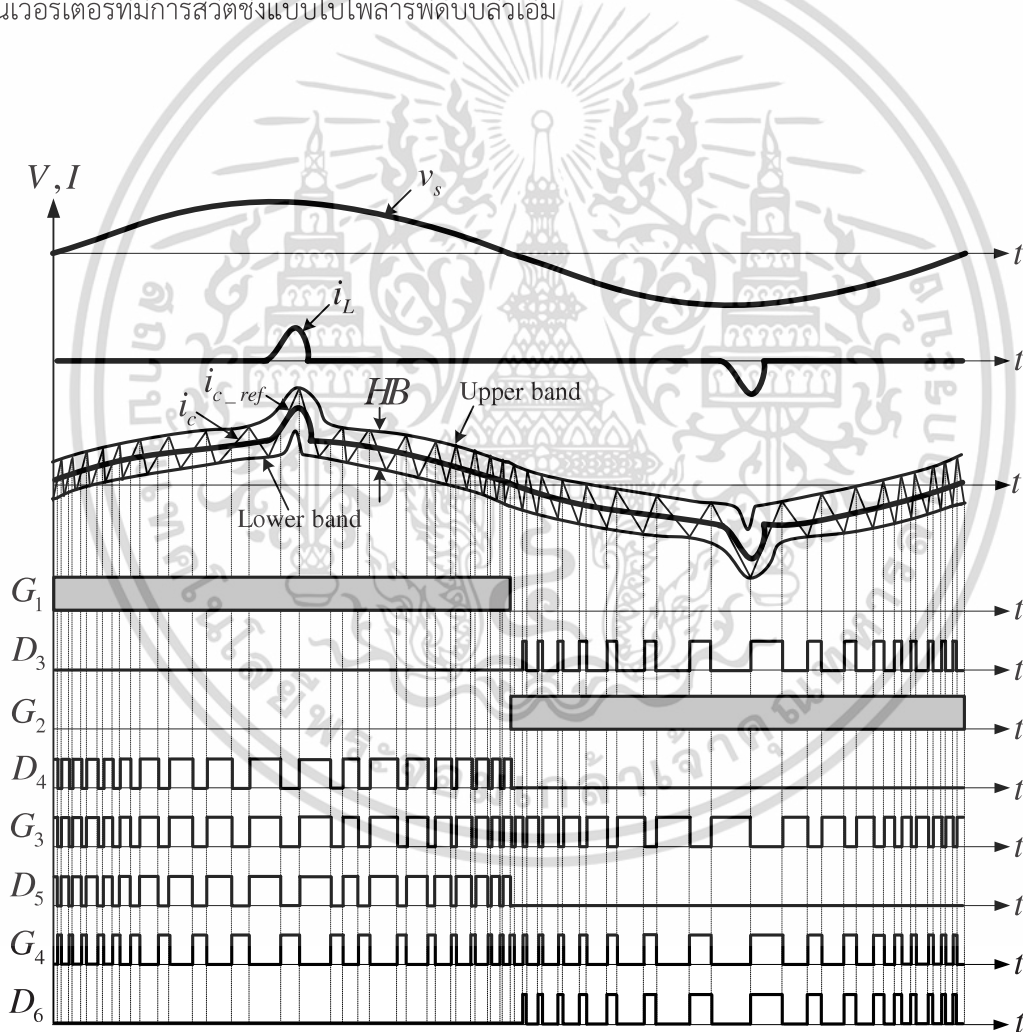
โดยเทคนิคของการควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM) ดังเดิม เมื่อสังเกตโหมดการทำงานจะเห็นว่า G_1 กับ G_4 และ G_2 กับ G_3 จะทำงานสวิตช์พร้อมกัน โดยเมื่อคู่ G_1 กับ G_4 ทำงาน G_2 กับ G_3 ก็จะไม่ทำงาน ดังรูปที่ 1.8 โดยแบบนี้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟสสูงกว่าแบบที่นำเสนอหลักการใหม่ที่น่ามาปรับปรุง โดยใช้เทคนิคการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม



รูปที่ 1.8 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมการสวิตช์แบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเทคนิคของการควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมกริดด้วยแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) ปรับปรุงใหม่ เมื่อสังเกตโหมดการทำงานจะเห็นว่า G_1 กับ G_2 จะมีการทำงานตัดผ่านศูนย์สลับกันในช่วงเวลาที่สัญญาณแรงดันกริดเป็นศูนย์ ส่วน G_3 กับ G_4 จะทำงานสลับกันตามสัญญาณควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส ดังรูปที่ 1.9 โดยแบบนี้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟสน้อยกว่าแบบที่นำเสนอหลักการดั้งเดิมก่อนนำมาปรับปรุง ที่มีการใช้เทคนิคการควบคุมการทำงาน ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม



รูปที่ 1.9 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.7 ขอบเขตของการวิจัย

1.7.1 สร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาขนาดพิกัดกำลัง 1 kW จำนวน 1 เครื่องที่ทำหน้าที่ผลิตไฟฟ้ากระแสสลับ 5 เฟส แล้วแปลงเป็นไฟตรง โดยอาศัยตัวต้นกำลังมาชุดที่เพลลาโรเตอร์เครื่องกำเนิดให้เคลื่อนที่

1.7.2 สร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง ในการทำหน้าที่ยกระดับแรงดันไฟตรง ให้มีขนาดแรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าวงจรนี้

1.7.3 สร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด 1 เฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM ไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส และทำหน้าที่กำจัดฮาร์มอนิกสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ที่ต่อใช้งานร่วมกับกริด จำนวน 1 ชุด

1.7.4 สร้างฮาร์ดแวร์ระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีหน้าที่กรองฮาร์มอนิกไวงาน สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อรวมกริด จำนวน 1 ระบบ

1.7.5 ออกแบบสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของชุดควบคุมคอนเวอร์เตอร์ต่างๆ ของระบบที่นำเสนอ ให้ทำงานส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM ไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส และทำหน้าที่กำจัดฮาร์มอนิกสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ที่ต่อใช้งานร่วมกับกริด

1.7.6 ทดสอบระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีหน้าที่กรองฮาร์มอนิกไวงาน สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อรวมกริด จำนวน 4 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโดยมีโหลดเป็นตัวคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัวโดยมีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัวโดยมีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

1.8 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เริ่มศึกษาตั้งแต่การออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา การออกแบบสร้างและทดสอบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าและชนิดของโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ทฤษฎีการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส เทคนิคของการกรองกำลังแบบแอกทีฟ และเทคนิคยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็มตามลำดับ เพื่อนำไปใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด 1 เฟส ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ dSPIC30F4011 ซึ่งในงานวิจัยนี้ยังได้ศึกษาสมรรถนะของระบบที่นำเสนอของเทคนิคการสวิตชิงของชุดอินเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม และแบบปรับปรุง โดยมีการเปรียบเทียบรูปคลื่นกระแสกริดรวมทั้งสัญญาณต่างๆ ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสกริด และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของชุดอินเวอร์เตอร์จากผลการจำลองและการทดสอบ โดยเนื้อหาวิทยานิพนธ์ประกอบด้วย 6 บท แต่ละบทอธิบายพอสังเขปได้ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงที่ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม ขอบเขตของงานวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงโครงสร้างและการออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM และการออกแบบสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าและคุณสมบัติของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสชนิดต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด 1 เฟส

บทที่ 5 กล่าวถึงผลการจำลองของระบบที่นำเสนอ

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดสอบระบบที่นำเสนอ

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัย พร้อมทั้งกล่าวถึงข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

โครงสร้างและการออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM และการออกแบบสร้างวงจร บูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

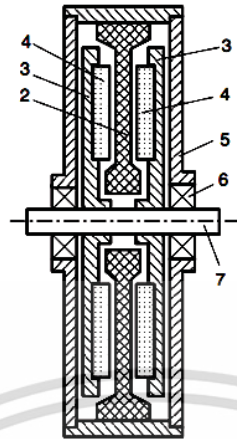
2.1 บทนำ

โดยทั่วไปการใช้งานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน (AFPM Generator) สามารถนำไปใช้งานร่วมกับกังหันลมและกังหันน้ำได้ โดยอาจมีโครงสร้างเป็นแบบแผ่นจานโรเตอร์ที่ยึดติดกับแม่เหล็กถาวรหมุนแบบจานหมุนเดี่ยว จานหมุนคู่ และแบบหลายจาน เป็นต้นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนจะมีขนาดอย่างไรและค่าก่อสร้างมากน้อยเพียงใดก็ขึ้นอยู่กับขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าที่ต้องการผลิตและแรงบิดอินพุตที่ชุดเครื่องกำเนิด อีกทั้งการพิจารณาโครงสร้างของเครื่องกำเนิดและการเลือกใช้วัสดุต่างๆที่เหมาะสมในการสร้าง และการออกแบบที่ดีจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและการออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM และการเปรียบเทียบเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา

2.2 โครงสร้างและเปรียบเทียบเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา (AFPM) กับแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM)

2.2.1 โครงสร้างเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลา(AFPM)

โครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กผลิตจากแม่เหล็กถาวรฟุ้งไหลตามแนวแกนเพลลาแบบแผ่นจานแม่เหล็กหมุนคู่แบบมีขดลวดสเตเตอร์อยู่ภายในไร้แกนเหล็ก[24] แสดงดังรูปที่ 2.1 โดยหมายเลข 1 คือ แกนเหล็กสเตเตอร์ , หมายเลข 2 คือ ขดลวดสเตเตอร์ , หมายเลข 3 คือ ตัวโรเตอร์ที่เคลื่อนที่ , หมายเลข 4 คือ แม่เหล็กถาวร , หมายเลข 5 คือ โครงเครื่อง , หมายเลข 6 คือ แบร์ริง , หมายเลข 7 คือ เพลลาของเครื่องกำเนิด



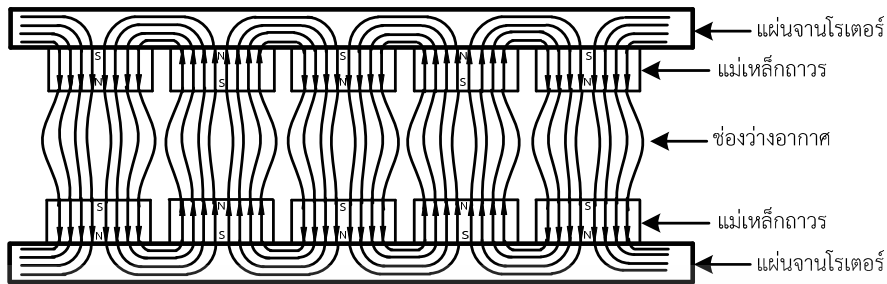
รูปที่ 2.1 โครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเฟลาแบบจานแม่เหล็กหมุนคู่ซึ่งมีขดลวดสเตเตอร์ไว้แกนเหล็กอยู่ภายใน

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนมีลักษณะการติดตั้งแม่เหล็กถาวรลงบนจานโรเตอร์หมุนคู่แสดงดังรูปที่ 2.2 และลักษณะของเส้นแรงแม่เหล็กที่พุ่งออกจากขั้วเหนือไปยังขั้วใต้ตัดผ่านช่องว่างอากาศสลับกันไปมาแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 โรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



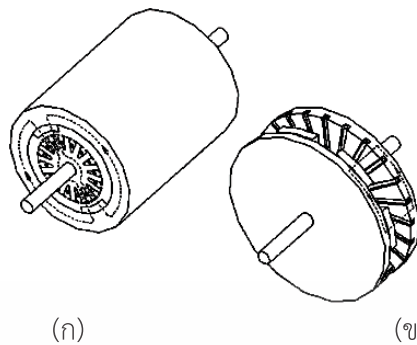
รูปที่ 2.3 เส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตัดผ่านช่องว่างอากาศสลับกันระหว่างจานโรเตอร์หมุนคู่ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกน

2.2.2 เปรียบเทียบเครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเฟลา (AFPM) กับแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM)

โดยทั่วไป เครื่องกลไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเฟลา (AFPM) จะมีความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนรัศมี (RFPM) คือมีขนาดกระทัดรัดกว่าเมื่อเทียบกับขนาดกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกมาเท่ากัน โดยคุณสมบัติของเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM โดยทั่วไป เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องกลไฟฟ้าแบบ RFPM สามารถสรุปได้ดังนี้

- สามารถทำให้ปรับช่องว่างอากาศได้
- มีความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูงกว่าทำให้ประหยัดวัสดุแกนเหล็กที่นำมาทำเครื่องกำเนิด
- โครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM ในอุดมคติทำให้สามารถปรับกำลังไฟฟ้าหรือแรงบิดได้ตามต้องการ
- ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกใหญ่กว่าเครื่องกลไฟฟ้าแบบ RFPM ทำให้มีจำนวนขั้วมากกว่า นั่นคือเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM จึงมีความเหมาะสมในการเลือกนำมาใช้ในงานที่ต้องการความถี่สูง หรือการใช้งานที่มีต้องการความเร็วต่ำ

ดังนั้นเครื่องกลไฟฟ้าแบบ AFPM จึงมีความเหมาะสมสำหรับใช้เป็นตัวผลิตไฟฟ้า หรือการใช้งานพิเศษ เมื่อคุณสมบัติของมันมีการนำไปใช้งานได้ประโยชน์กว่าเครื่องกลไฟฟ้าแบบ RFPM เมื่อเทียบที่ขนาดเท่ากัน โดยโครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ แสดงดังรูปที่ 2.4

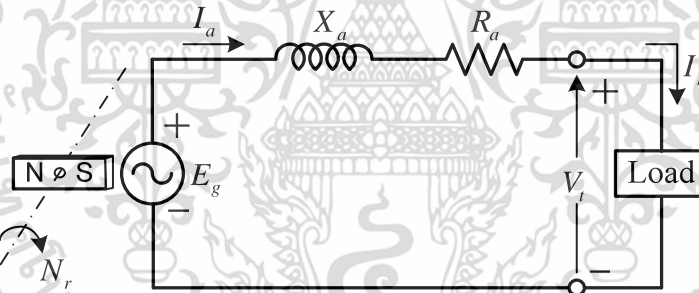


รูปที่ 2.4 โครงสร้างของเครื่องกลไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ (ก) แบบ RFPM (ข) แบบ AFPM

2.3 การออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบ AFPM

2.3.1 วงจรสมมูลต่อเฟสและพารามิเตอร์ในการออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM)

วงจรสมมูลต่อเฟสของเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM)[25] แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา

แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดต่อเฟส[26] หาได้จากสมการที่ (2.1) ส่วนเส้นแรงแม่เหล็กที่ความถี่มูลฐานต่อขั้วหาได้จากสมการที่ (2.2) และแรงดันที่ขั้วของขดลวดที่พันต่อเฟสหาได้จากสมการที่ (2.3) โดยตารางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้สร้างเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนแสดงดังตารางที่ 2.1

$$E_f = 4.44k_w N_{ph} \phi_{\delta 1} (N_r P / 120) \quad (2.1)$$

เมื่อ

k_w คือ สัมประสิทธิ์ของการพันขดลวดที่ความถี่มูลฐาน

N_{ph} คือ จำนวนรอบการพันของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\phi_{\delta 1}$ คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ความถี่มูลฐานต่อขั้ว

P คือ จำนวนของขั้วแม่เหล็กที่ติดตั้งบนแผ่นจานหมุน 1 แผ่น

N_r คือ ความเร็วรอบของเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM)

$$\phi_{\delta 1} = A.B \quad (2.2)$$

เมื่อ

A คือ พื้นที่หน้าตัดของขั้วแม่เหล็ก

B คือ เส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ฟุ้งตัดผ่านขดลวด
แรงดันที่ขั้วของขดลวดที่พันต่อเฟสหาได้จากสมการที่ (2.3)

$$V_t = E_g - I_a (R_a + jX_a) \quad (2.3)$$

เมื่อ

I_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์ของขดลวดสเตเตอร์ต่อเฟส

เครื่องกำเนิด AFPM 5 เฟส แบบ AFPM—ชนิดแผ่นจานแม่เหล็กหมุนคู่ ทำหน้าที่ผลิตไฟฟ้า
กระแสสลับ 5 เฟส มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการออกแบบแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ค่า
J	ความหนาแน่นกระแสในตัวนำ	4 A/mm ²
$I_{ph,max}$	กระแสเอาต์พุตสูงสุดต่อเฟส	2 A
	เบอร์ลวดตัวนำทองแดง	S.W.G. 21
N_{coil}	จำนวนขดขดลวดสเตเตอร์	10 coil
N_{ph}	จำนวนรอบตัวนำต่อเฟส	360 turns
P	จำนวนขั้วแม่เหล็ก	12 pole
A_p	พื้นที่หน้าตัดของขั้วแม่เหล็ก	0.001 m ²
B_m	ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด	1.27 T
R_a	ค่าความต้านทานของขดลวดอาร์เมเจอร์	5.363 Ω
X_a	ค่ารีแอกแตนซ์ของขดลวดอาร์เมเจอร์ ที่ความถี่ 50 Hz	4.20 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การสร้างชุดโรเตอร์และสเตเตอร์เครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตาม แนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส

การออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ประกอบไปด้วยส่วนของแผ่นจานเหล็กที่มี
แท่งแม่เหล็กวางทำมุมกัน 30 องศาทางกลติดตั้งอยู่ข้างละ 12 แท่ง จำนวน 2 แผ่น โดยการวางตำแหน่งของ
แม่เหล็กถาวรลงบนแผ่นจานโรเตอร์ทั้งสองแผ่น โดยมีการวางให้ขั้วสลับกันในแผ่นจานเดียวกันและขั้วสลับกัน
ในแผ่นจานหมุนตรงกันข้ามมีลักษณะดังรูปที่ 2.6 ประกอบติดกันหมุนไปด้วยกัน



รูปที่ 2.6 ลักษณะการวางแท่งแม่เหล็กบนจานเหล็ก

แท่งแม่เหล็กที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้เป็นชนิด 40NdFeB มีส่วนผสมของนีโอดีเมียม เหล็ก โบรอน และ
โลหะทรานซิชัน คุณสมบัติของแม่เหล็กชนิด 40NdFeB[27] แสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติของแม่เหล็กชนิด 40NdFeB

พารามิเตอร์	ค่า
Remanence Flux Density, Br	1.27 T
Coercivity Force, Hc	905 kA/m
Intrinsic Coercivity, Hci	955 kA/m
Relative permeability	1.11
Max. working Temperature	80°C

โดยมีชุดขดลวดสเตเตอร์ติดตั้งอยู่ทั้งหมดจำนวน 10 ชุด นำมาวางและเทเรซินลงในบล็อกไม้ที่วาง
ขดลวดสเตเตอร์เพื่อการนำความร้อนออกจากขดลวดสเตเตอร์ในขณะใช้งานผลิตไฟฟ้ามีลักษณะดังรูปที่ 2.7
ส่วนรูปเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ต้นแบบที่สร้างเสร็จแล้ว แสดงดังรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ขดลวดชุดสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM



รูปที่ 2.8 เครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ต้นแบบที่สร้างเสร็จแล้ว

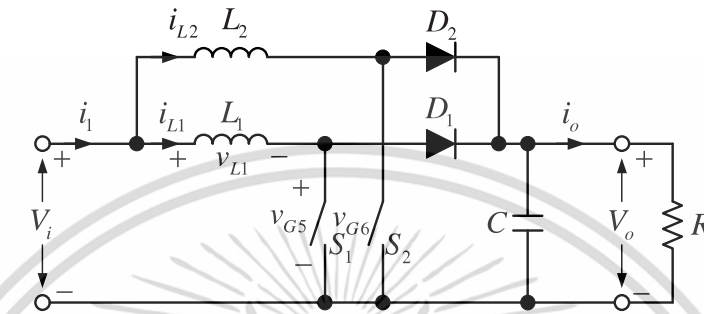
2.4 การออกแบบสร้างวงจรมอเตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

วงจรมอเตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง ใช้ในการยกกระดับไฟตรงจากระดับต่ำให้เปลี่ยนเป็นไฟตรงในระดับที่สูงขึ้นในการนำไปประยุกต์ใช้กับกังหันลมผลิตไฟฟ้าชนิดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ ทำหน้าที่ยกกระดับแรงดันไฟตรงเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมสำหรับป้อนเข้าวงจรมอเตอร์ โดยมีผู้วิจัยเกี่ยวกับการนำวงจรมอเตอร์แบบดีซีฮิวติซีที่มีการสลับกันทำงาน 2 ทางในคอนเวอร์เตอร์แต่ละตัว หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าวงจรมอเตอร์สี่ฟิวต์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งบทความที่ตีพิมพ์ในการนำไปประยุกต์ใช้กับพลังงานลมอยู่ในอ้างอิง[28-31] โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้วงจรมอเตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทางมาทำการวิจัย ซึ่งทำให้การกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงด้านเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่าแบบเลือกใช่วงจรมอเตอร์แบบทำงานทางเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.9 มีการทำงานสลับกัน 2 ช่องทาง โดยช่องทางแรกทำงานด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_1 สวิตช์ S_1 และไดโอด D_1 และช่องทางที่ 2 ทำงานด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_2 สวิตช์ S_2 และไดโอด D_2 โดยมีตัวคาปาซิเตอร์เป็นตัวกรองร่วมเหมือนกัน



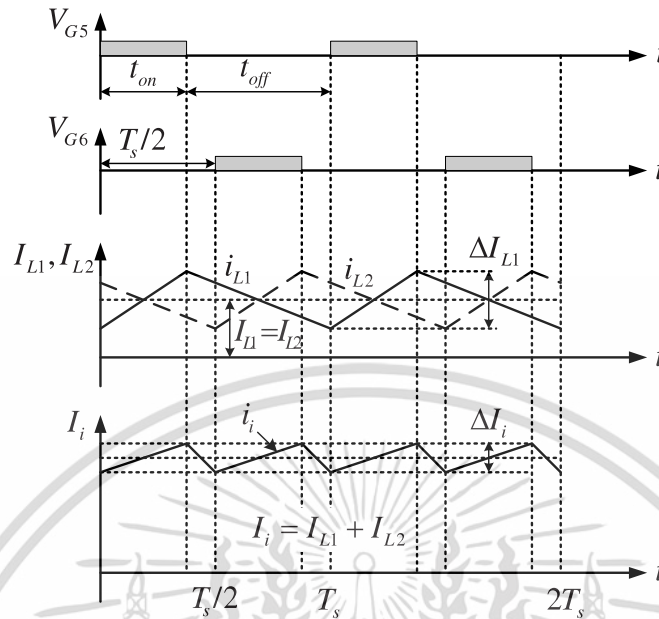
รูปที่ 2.9 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง

คุณลักษณะของกระแสอินพุต I_i ของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.9 ประกอบแยกเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

- กระแสที่ไหลเข้าด้านอินพุต I_i จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละทาง ($I_i = I_{L1} + I_{L2}$) เมื่อแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แต่ละทางเมื่อนำมาต่อขนานกันมีค่าเท่ากัน
- กระแสอินพุตที่มีการกระเพื่อมสูงสุดและต่ำสุด ΔI_i จะมีค่าน้อยกว่ากระแสอินพุตในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานแบบทางเดียว ซึ่งจะช่วยให้ลดขนาดตัวกรองด้านอินพุตลงได้
- ความถี่ของกระแสกระเพื่อมด้านอินพุตมีค่าเป็น 2 เท่าของกระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละทางของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสองทาง โดยทำให้แรงดันเอาต์พุตมีการกระเพื่อมลดลงและเป็นผลทำให้ลดขนาดตัวกรองคาปาซิเตอร์ด้านเอาต์พุตลงได้

โดยในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สมมติว่าไม่มีการสูญเสียใดๆ ภายในวงจร และพิจารณาในเรื่องของการกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่มีการกระเพื่อม และแรงดันเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมดังนี้

สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีที G_5 และ G_6 ในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อค่าดิวตี้ไซเคิลน้อยกว่า 0.5 แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีทีในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

ในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทางนี้ ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของเครื่องกำเนิดมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงซึ่งมีค่ามากกว่า ทำให้ขนาดความจุของตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กกว่าในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานทางเดียว โดยจะมีการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องในช่วงที่สวิตอิเล็คทรอนิกส์ไอจีบีที G_5 และ G_6 ทำงานสลับกันตลอดเวลาที่ค่าดิวตี้ไซเคิลต่ำกว่า 0.5 ซึ่งการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทางนี้นั้น มีอุปกรณ์ที่ทำงานในช่องทางที่ 1 คือตัวเหนี่ยวนำ L_1 ตัวไดโอด D_1 และสวิตอิเล็คทรอนิกส์กำลัง S_1 ในขณะที่อุปกรณ์ที่ทำงานในช่องทางที่ 2 คือตัวเหนี่ยวนำ L_2 ตัวไดโอด D_2 และสวิตอิเล็คทรอนิกส์กำลัง S_2 ในการวิเคราะห์วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทางนี้สมมุติว่าไม่มีการสูญเสียใดๆในวงจร ดังนั้นค่าความจุสำหรับรักษาแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง[32]สามารถหาได้จากสมการที่ (2.4)

$$C \geq \frac{T_s D}{2R_L (\Delta V_o / V_o)} \quad (2.4)$$

เมื่อ

$\Delta V_o / V_o$ คือ แรงดันกระเพื่อมด้านเอาต์พุตของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

T_s คือ คาบของการสวิตซิง

$L=L_1=L_2$ คือ ความเหนี่ยวนำแต่ละช่องทางของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2

ทาง

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง แสดงดังตารางที่ 2.3 ดังนี้

ตารางที่ 2.3 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ค่า
$\Delta V_o/V_o$	เปอร์เซ็นต์ของแรงดันกระแสเพิ่มด้านเอาต์พุต	$\geq 1\%$
ΔI_i	กระแสกระแสเพิ่มด้านอินพุต	0.5 A
C_2	ค่าความจุไฟฟ้า	1,320 μ F
D	ค่าดีวตีไซเคิล	0.5
T_s	คาบของการสวิตชิง	100 μ s
V_o	แรงดันเอาต์พุต	400 V
R_L	ค่าความต้านทานโหลด	160 Ω
L	ค่าความเหนี่ยวนำแต่ละช่องทางของวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์	4.8 mH

2.5 บทสรุป

ในงานวิจัยนี้เลือกแบบจางแม่เหล็กหมุนคู่ซึ่งมีขดลวดสเตเตอร์ไร้แกนเหล็กอยู่ภายในทำให้ มีต้นทุนในการสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าประยุกต์ใช้งานผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทดแทน เช่น พลังงานลม ไม่สูงมากนัก โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM แสดงดังตารางที่ 2.1 และในงานวิจัยนี้ได้นำส่วนของวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง มาช่วยในการเพิ่มระดับแรงดันไฟตรงที่ผลิตได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามแนวแกนเพลลาแบบจางแม่เหล็กหมุนคู่ซึ่งมีขดลวดสเตเตอร์ไร้แกนเหล็กอยู่ภายใน ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ออกแบบในการสร้างวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง แสดงดังตารางที่ 2.3

บทที่ 3

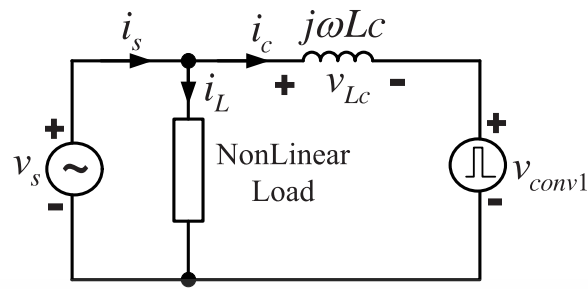
ทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า และคุณลักษณะของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสต่างๆ

3.1 บทนำ

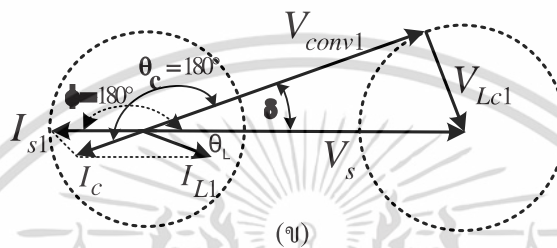
ในระบบไฟฟ้าที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมอยู่กับแหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟส และเชื่อมต่อกับตัวคอนเวอร์เตอร์ผ่านตัวเหนี่ยวนำ ในสภาวะที่กระแสไหลจากแหล่งจ่ายไฟไปยังตัวคอนเวอร์เตอร์และโหลดไม่เชิงเส้น จะมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟสไปยังตัวคอนเวอร์เตอร์และโหลดไม่เชิงเส้น ซึ่งหากกระแสไหลจากตัวคอนเวอร์เตอร์ไปยังแหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟสและโหลดไม่เชิงเส้นจะมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากตัวคอนเวอร์เตอร์ไปยังแหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟสและโหลดไม่เชิงเส้น ดังนั้นในบทที่ 3 นี้จึงกล่าวถึงทฤษฎีการส่งผ่านกำลังและคุณลักษณะของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสชนิดต่างๆ จำนวน 4 ชนิด ดังมีรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

3.2 การส่งผ่านกำลังไฟฟ้า

อินเวอร์เตอร์เชื่อมตอกรีดไฟฟ้า 1 เฟสของระบบที่นำเสนอนี้มีการทำงานหลายหน้าที่ กล่าวคือ ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ไปยังกริด และกำจัดฮาร์มอนิกสในขณะที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อใช้งานร่วมกับที่กริด วงจรสมมูลสำหรับส่งผ่านกำลังไฟฟ้าระหว่างแรงดันกริด 1 เฟส(V_s) และแรงดันเอาต์พุตของชุดคอนเวอร์เตอร์(V_{conv}) เมื่อมีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมอยู่กับกริดและเฟสเซอร์ไดอะแกรมขณะคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตดัง[33],[34] แสดงดังรูปที่ 3.1(ก) และ 3.1(ข) ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 (ก) วงจรสมมูลสำหรับส่งผ่านกำลังไฟฟ้าระหว่างแรงดันกริด 1 เฟส (V_s) และแรงดันเอาต์พุตของชุดอินเวอร์เตอร์ (V_{conv1})

3.1 (ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมขณะคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์ตที่ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของคอนเวอร์เตอร์สามารถหาได้จากสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) ตามลำดับ

$$P_c = V_{conv1} I_{c1} \cos \theta_c \quad (3.1)$$

$$Q_c = V_{conv1} I_{c1} \sin \theta_c \quad (3.2)$$

เมื่อกำหนดให้

θ_c คือ มุมระหว่างแรงดันคอนเวอร์เตอร์ และกระแสคอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่มูลฐาน

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.1 (ก) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาหากระแสไฟฟ้าที่ไหลออกจากกริด 1 เฟส ได้จากสมการที่ (3.3)

$$i_s(t) = i_c(t) + i_L(t) \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสคอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่มูลฐานหาได้จากสมการที่ (3.4)

$$\mathbf{I}_{c1} = \frac{\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_{conv1}}{j\omega L_c} \quad (3.4)$$

เมื่อ $V_s \cos \delta = V_{conv1}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.1(ข) และแทนสมการที่ (3.4) ลงในสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.2) หากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ส่งถ่ายไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมอยู่ที่กริดที่ความถี่มูลฐานสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.5) และสมการที่ (3.6) ตามลำดับ

$$P_c = \frac{V_s^2}{\omega L_c} (1 - \cos \delta) \cos \delta \cos \theta_c \quad (3.5)$$

และ

$$Q_c = \frac{V_s^2}{\omega L_c} (1 - \cos \delta) \cos \delta \sin \theta_c \quad (3.6)$$

ในงานวิจัยนี้กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ส่งไปยังกริดมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อมุม θ_c มีค่าเท่ากับ 180° องศา ซึ่งในขณะเดียวกันกำลังไฟฟ้าจริงจะมีค่าติดลบแสดงให้เห็นว่ากำลังไฟฟ้าจริงได้ถูกส่งถ่ายคืนไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมอยู่ด้วย

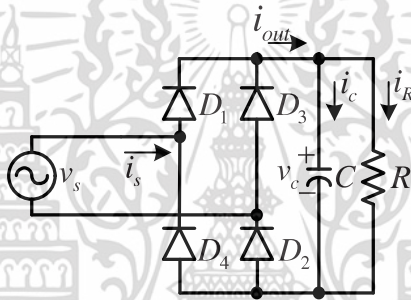
3.3 ชนิดของโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสชนิดต่างๆ

โหลดทางไฟฟ้าที่ไม่เป็นเชิงเส้นเชื่อมต่ออยู่กับระบบกริดจะก่อให้เกิดปัญหาฮาร์มอนิกรบกวนต่อระบบไฟฟ้าได้ ในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง[33],[34] ผลการจำลองคุณลักษณะของรูปคลื่นและสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆที่ต่ออยู่กับระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส จำนวน 4 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดต่อกับโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกัน(ชนิดที่ 1; Single-phase diode bridge rectifier with R-C Load) วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาล์ฟบริดจ์ใช้ไทรสเตอร์ตัวเดียวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน(ชนิดที่ 2; Single-phase half wave thyristor rectifier with R-L load) วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สองตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน(ชนิดที่ 3; Semi controlled thyristor bridge rectifier with R-L load)

และวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สี่ตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน(ชนิดที่ 4; Fully controlled thyristor bridge rectifier with R-L load) ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

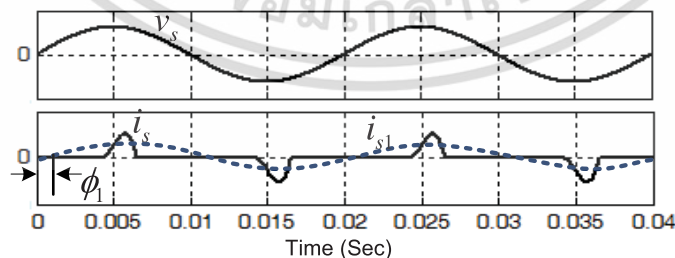
3.3.1 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดต่อกับโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกัน

โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 แบบนี้เป็นวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดต่อกับโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกันดังแสดงในรูปที่ 3.2 คอนเวอร์เตอร์สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นแบบนี้ใช้งานกันอย่างแพร่หลายสำหรับการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟตรงอย่างเช่น พวงสวิดชิงเพาเวอร์ขับเคลื่อน ในวงจรควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟตรง เป็นต้น



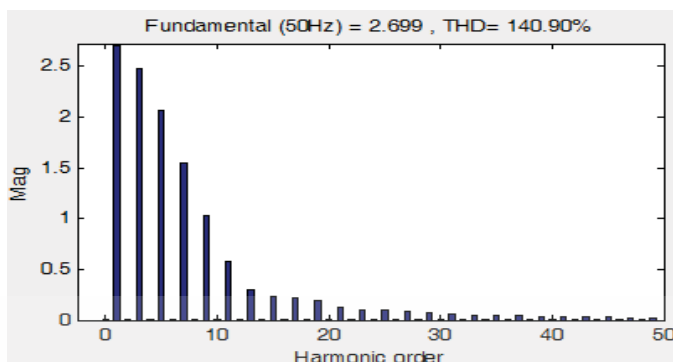
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1

ผลการจำลองลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสกริดเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 แสดงดังรูปที่ 3.3 และผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 แสดงดังรูปที่ 3.4 โดยจะเห็นได้ว่ามีฮาร์มอนิกที่ปะปนอยู่มาก และค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสโหลดที่ไหลออกจากกริด (THDi)มีค่าเท่ากับ 140.9 % ซึ่งมีค่าสูงมากสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้



รูปที่ 3.3 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 สเกลแรงดัน 500 V/div; สเกลกระแส 10 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1

สามารถเขียนสมการกระแสโหลดที่ไหลออกจากกริดโดยใช้ทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (3.7)

$$I_L = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin n(\omega t - \phi) \tag{3.7}$$

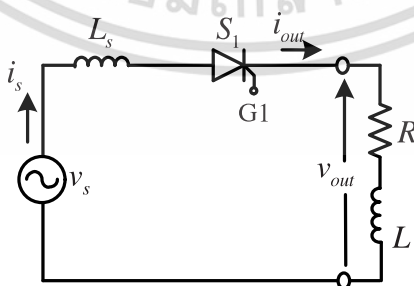
เมื่อ

C_n คือ ขนาดของกระแสฮาร์โมนิกลำดับใดๆที่ n

ϕ คือ มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสกริดที่ความถี่มูลฐาน

3.3.2 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟบริดจ์ใช้ไทรสเตอร์ตัวเดียวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน

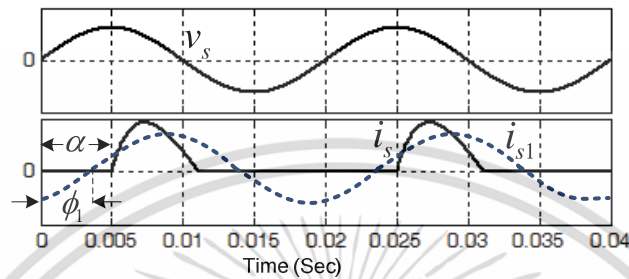
โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 แบบนี้เป็นวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟบริดจ์ใช้ไทรสเตอร์ตัวเดียวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.5 คอนเวอร์เตอร์สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นแบบนี้ใช้ประโยชน์ในการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟตรงที่มีต้นทุนสร้างต่ำ ราคาถูก เป็นต้น



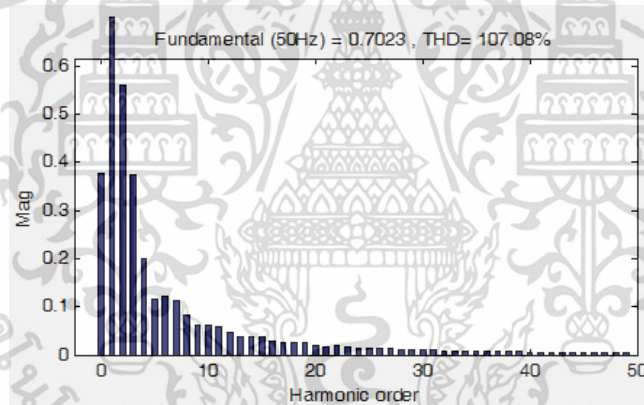
รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสกริดเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 แสดงดังรูปที่ 3.6 และผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 แสดงดังรูปที่ 3.7 โดยจะเห็นได้ว่ามีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสโหลดที่ไหลออกจากกริด(THDi)มีค่าเท่ากับ 107.08 % ซึ่งมีค่าสูงสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 5 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div



รูปที่ 3.7 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2

สามารถเขียนสมการกระแสโหลดที่ไหลออกจากกริดโดยใช้ทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ได้ตั้งสมการที่ (3.8) ซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบไฟตรงและฮาร์มอนิกต่างๆ

$$I_L = \left(\frac{V_m (\cos\beta - \cos\alpha)}{2\pi R} \right) + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} C_n \sin n(\omega t - \phi_n) \quad (3.8)$$

เมื่อ

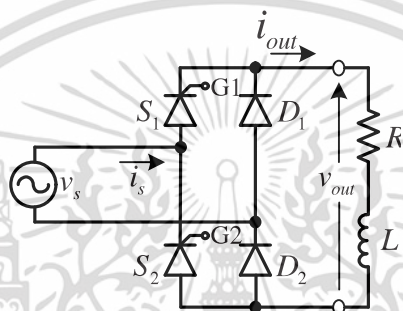
α คือ มุมจุดชนวนเกทของไทรสเตอร์

β คือ มุมหยุดนำกระแส (Extinction angle)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

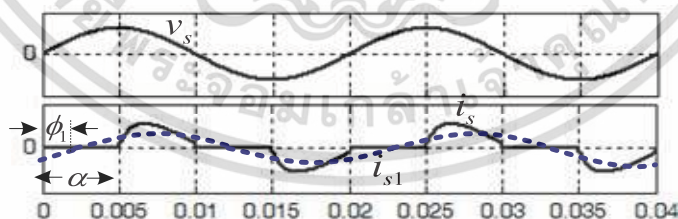
3.3.3 วงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์เป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สองตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน

โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 แบบนี้เป็นวงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์เป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สองตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.8 คอนเวอร์เตอร์สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นแบบนี้ใช้ประโยชน์ในการปรับเปลี่ยนควบคุมแรงดันไฟตรงป้อนเข้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและขดลวดอาร์เมเจอร์แบบยูนิโพลาร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟตรงที่พิกัดกำลังต่ำ เป็นต้น



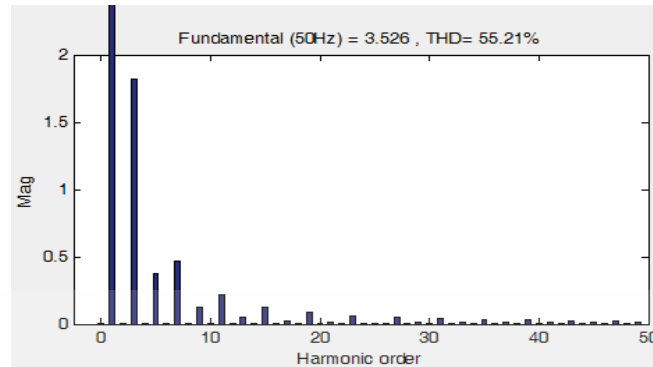
รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3

ผลการจำลองลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสกริดเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 แสดงดังรูปที่ 3.9 และผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 แสดงดังรูปที่ 3.10 โดยจะเห็นว่าฮาร์มอนิกคี่ปะปนอยู่ และมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสโหลดที่ไหลออกจาก กริด (THDi) มีค่าเท่ากับ 55.21 %



รูปที่ 3.9 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 10 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหนดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3

สามารถเขียนสมการกระแสโหนดที่ไหลออกจากกริดโดยใช้ทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (3.9) ซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบไปตรงและฮาร์มอนิกต่างๆ

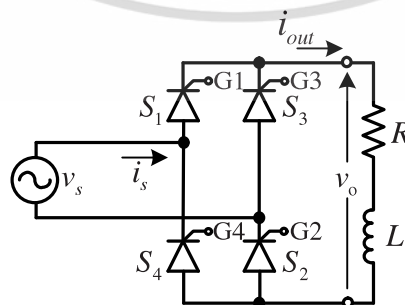
$$I_L = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin n(\omega t - \frac{\alpha}{2}) \tag{3.9}$$

เมื่อ

α คือ มุมจุดชนวนเกทของไทรสเตอร์

3.3.4 วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

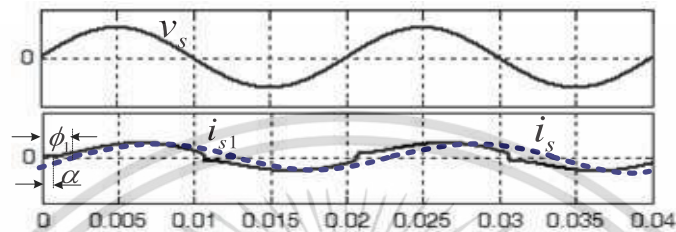
โหนดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 แบบนี้เป็นวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สี่ตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.11 คอนเวอร์เตอร์สำหรับโหนดไม่เชิงเส้นแบบนี้ใช้ประโยชน์กันอย่างแพร่หลายในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองควอดแดนต์ คือสามารถกลับทางหมุนของมอเตอร์ไฟตรงได้ด้วย เป็นต้น



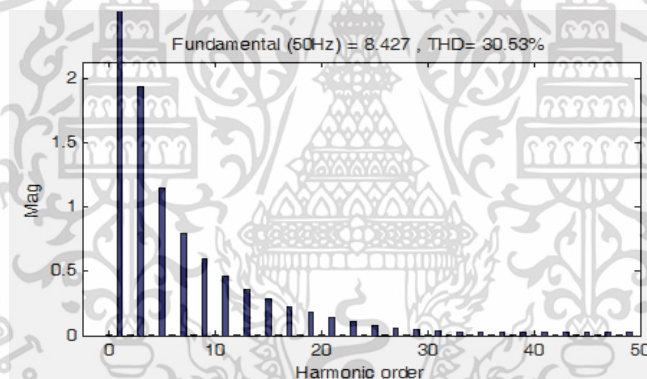
รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของโหนดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสกริดเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 แสดงดังรูปที่ 3.12 และผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 แสดงดังรูปที่ 3.13 โดยจะเห็นได้ว่ามีฮาร์มอนิกคี่ปะปนอยู่ และมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสโหลดที่ไหลออกจากกริด (THDi) มีค่าเท่ากับ 30.53 %



รูปที่ 3.12 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 สเกลแรงดัน 500 V/div: สเกลกระแส 10 A/div และสเกลเวลา 5 ms/div



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4

สามารถเขียนสมการกระแสโหลดที่ไหลออกจากกริดโดยใช้ทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (3.10) ซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบไฟตรงและฮาร์มอนิกต่างๆ

$$I_L = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin n(\omega t - \theta_n) \quad (3.10)$$

เมื่อ

θ_n คือ มุมเฟสขึ้นอยู่กับมุมจุดชนวนเกท (α) ของไทรสเตอร์ที่ฮาร์มอนิกใดๆ ลำดับที่ n

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 บทสรุป

จากการศึกษาทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสำหรับคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อเข้ากับกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมกริดด้วย เมื่อมุมระหว่างแรงดันคอนเวอร์เตอร์กับกระแสคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 180 องศา จะทำให้กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ส่งคืนจากคอนเวอร์เตอร์ไปยังกริดมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่วนกำลังไฟฟ้าจริงมีการส่งถ่ายจากคอนเวอร์เตอร์ไปยังกริด 1 เฟสได้ที่มีมุมระหว่างแรงดันกริดและกระแสกริดมีค่าเท่ากับ 180 องศา ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในโหมดอินเวอร์ตติ้ง โดยจากการศึกษาผลกระทบของกระแสฮาร์มอนิกส์ต่อระบบไฟฟ้า 1 เฟส โดยหลักๆ ทำให้รูปคลื่นกระแสของกริดมีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์ ทำให้ไปรบกวนระบบไฟฟ้าข้างเคียงที่โหลดไม่เชิงเส้นต่อรวมใช้งานอยู่ และจากผลการจำลองสเปกตรัมของกระแสกริดสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ และเมื่อค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิก (THD) ที่โหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ จำนวน 4 ชนิด มาเปรียบเทียบกับสรุปได้ว่า

โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 มีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกรวมมากที่สุด คือ 140.9 % ส่วนโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 มีค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกรวมน้อยที่สุดในจำนวนโหลดไม่เชิงเส้น 4 ชนิดที่เลือกนำมาทำการวิจัยกับระบบที่นำเสนอ คือ 30.53 % อย่างไรก็ตามค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิก จะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ในการจำลองการใช้งานของโหลดไม่เชิงเส้นด้วยว่ามีใช้งานในลักษณะใด และผลจากการจำลองโหลดไม่เชิงเส้นจำนวน 4 ชนิดดังกล่าวแสดงในตารางที่ 3.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกเกินมาตรฐานของ IEEE 519-1992 (IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System)

ตารางที่ 3.1 ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสโหลด (THD_i) จากการผลการจำลองที่โหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ จำนวน 4 ชนิด

ลำดับที่	รายการโหลด	% THD _i
1	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดต่อกับโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกัน	140.9 %
2	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮอปบริดจ์ใช้ไทรสเตอร์ตัวเดียวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน	107.08 %
3	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สองตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน	55.21 %
4	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทรสเตอร์สี่ตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน	30.53 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

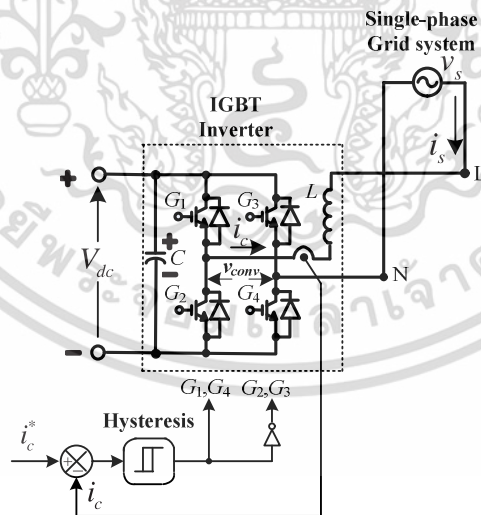
หลักการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ริซิส เทคนิคของการกรองกำลังแบบแยกตีฟในการคำนวณหากระแสอ้างอิง เทคนิคการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM) ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส เทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) ในการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ และสมการกำลังไฟฟ้าในการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ โดยมีรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

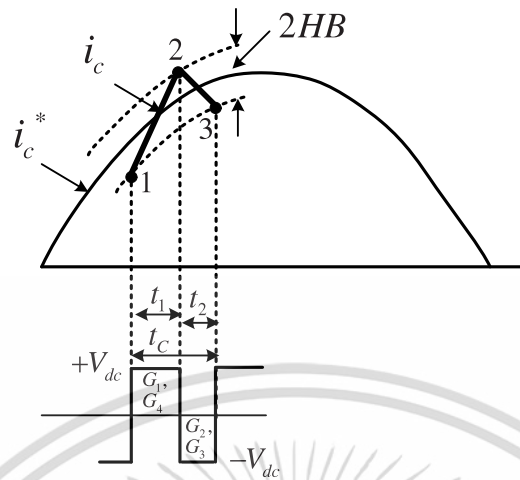
4.2 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ริซิส

การนำเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์ริซิสมาใช้ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสในการจ่ายกระแสไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส [33] ที่ไม่มีโหลดเชิงเส้นต่อร่วมกริด แสดงดังรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 แสดงกระแสจริงติดตามกระแสอ้างอิงภายในขอบเขตฮีสเตอร์ริซิส



รูปที่ 4.1 การควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเตอร์ริซิสในวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 รูปคลื่นกระแสอ้างอิง (i_c^*) และกระแสจริง (i_c) ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์

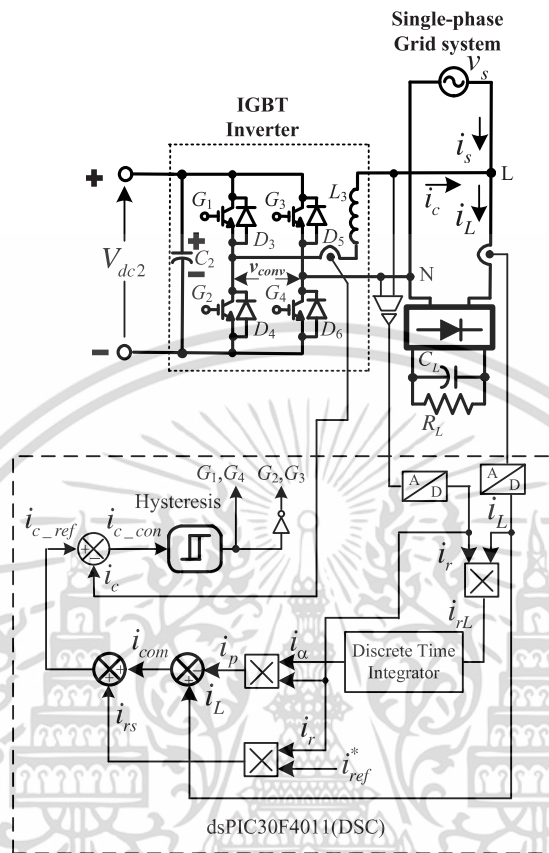
การวิเคราะห์หลักการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส[33] มีหลักการวิเคราะห์การทำงานอยู่ 2 สถานะ คือ เมื่อกระแสจริงของแหล่งจ่ายไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_c เดินทางจากจุดที่ 1 ไปยังจุดที่ 2 โดยกระแสจริงเคลื่อนที่จากขอบเขตล่างไปยังขอบเขตบนทำให้ความชันของกระแสเพิ่มขึ้น และจากจุดที่ 2 ไปยังจุดที่ 3 กระแสจริงเคลื่อนที่จากขอบเขตบนมายังขอบเขตล่างทำให้ความชันของกระแสจริงลดลง ดังนั้น G_1 , G_4 และ G_2 , G_3 จะทำงานสลับกัน

4.3 เทคนิคของการรอกำลังแบบแอกทีฟในการคำนวณหากระแสอ้างอิง

วิธีการสร้างกระแสอ้างอิงปรับปรุงมาจากเอกสารอ้างอิงที่[11-13],[35] ซึ่งกล่าวถึงการทำหน้าที่เป็นตัวกรองแอกทีฟหนึ่งเฟส บล็อกไดอะแกรมของวิธีการควบคุมกระแสที่ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าและชดเชยฮาร์มอนิก และวงจรกำลังโดยใช้เทคนิคการสวิตช์ซึ่งแบบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม แสดงดังรูปที่4.3 ตัวตรวจจับแรงดันและกระแส ซึ่งแยกกราวด์มีการออกแบบให้มีค่าแรงดันและกระแสที่เหมาะสมกับตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยผ่านการแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัลซึ่งใช้เวลาสุ่มตัวอย่างที่ $30 \mu s$ หลักการของวิธีการควบคุมกระแสสำหรับทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าและกำจัดฮาร์มอนิกสำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ที่ต่อรวมกริดด้วย แรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเขียนได้ดังสมการที่ (4.1)

$$v_s(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมและวงจรกำลังของระบบเชื่อมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส
เข้ากับกริด 1 เฟสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม

กระแสของโหลดไม่เชิงเส้นที่ต่อร่วมกริด 1 เฟส สามารถหาได้โดยเขียนในรูปอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการที่ (4.2)

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (4.2)$$

กระแสขาเข้าอ้างอิงเขียนแทนได้ด้วยสมการที่ (4.3)

$$i_r(t) = \sin(\omega t) \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของค่าจริงของกระแสไหลตที่ความถี่มูลฐานสามารถหาได้ด้วยสมการที่ (4.4)

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) i_r(t) dt \\ &= I_1 \cos \phi_1 \end{aligned} \quad (4.4)$$

กระแสไหลตที่เป็นค่าจริงที่ความถี่มูลฐานสามารถหาได้โดยนำขนาดของค่าจริงของกระแสไหลตที่ความถี่มูลฐานคูณด้วยกระแสไซน์อ้างอิงจะได้

$$\begin{aligned} i_p &= i_\alpha \cdot i_r(t) \\ &= I_1 \cos \phi_1 \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (4.5)$$

กระแสชาวนี่ที่แทนกำลังไฟฟ้าที่ต้องการส่งไปยังกริดและไหลตไม่เชิงเส้น 1 เฟส หาได้จากกระแสองค์ประกอบไฟตรงสูงสุด (i_{ref}^*) คูณกับกระแสชาวนีอ้างอิง (i_r) ดังสมการที่ (4.6)

$$i_{rs} = i_{ref}^* i_r(t) \quad (4.6)$$

กระแสชดเชยฮาร์โมนิกสามารถหาได้โดยนำสมการที่ (4.2) ไปลบจากสมการที่ (4.5) ซึ่งจะได้

$$i_{com} = i_L(t) - i_p(t) \quad (4.7)$$

กระแสควบคุมอ้างอิงที่ต้องการสามารถหาได้จากผลบวกของกระแสชาวนีที่แทนกำลังไฟฟ้าที่ต้องการส่งไปยังกริดและไหลตไม่เชิงเส้น 1 เฟส (i_{rs}) กับกระแสชดเชยฮาร์โมนิก (i_{com}) ซึ่งจะได้

$$\begin{aligned} i_{c_ref} &= i_{rs}(t) + i_{com}(t) \\ &= i_{rs}(t) + i_L(t) - i_p(t) \\ &= i_{ref}^* i_r(t) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) - I_1 \cos \phi_1 \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

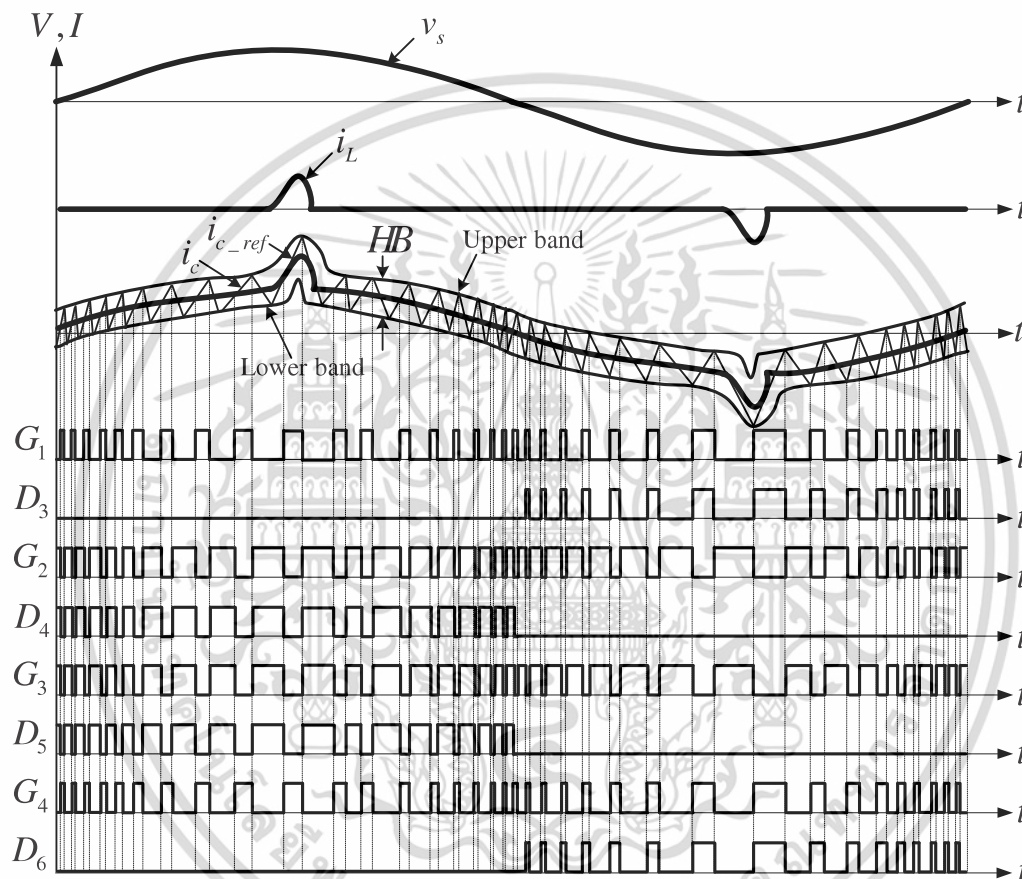
- v_s คือ แรงดันชั่วขณะของระบบกริด 1 เฟส
- V_m คือ แรงดันสูงสุดของระบบกริด 1 เฟส
- $i_L(t)$ คือ กระแสโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟสที่เขียนในรูปอนุกรมฟูเรียร์
- i_r คือ กระแสขายน้อ้างอิง
- i_α คือ ขนาดของค่าจริงของกระแสโหลดที่ความถี่มูลฐาน
- i_p คือ กระแสโหลดที่เป็นค่าจริงที่ความถี่มูลฐาน
- i_{rs} คือ กระแสขายน้อ้างอิงที่แทนกำลังไฟฟ้าที่ต้องการส่งไปยังกริดและโหลดไม่เชิงเส้น 1 เฟส
- i_{ref}^* คือ กระแสองค์ประกอบไปตรงสูงสุด
- i_{com} คือ กระแสชดเชยฮาร์โมนิก
- i_{c_ref} คือ กระแสควบคุมอ้างอิง

กระแสควบคุมอ้างอิง (i_{c_ref}) จะถูกนำไปใช้อ้างอิงสำหรับควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซีสในการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์โมดูเลชัน (PWM) เพื่อนำไปใช้ควบคุมการทำงานของตัวสวิตซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสที่ใช้เชื่อมต่อกับกริดไฟฟ้า 1 เฟสต่อไป โดยในรูปที่ 4.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมและวงจรกำลังของระบบเชื่อมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสเข้ากับกริด 1 เฟสโดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบโพลาร์พัลส์วิดท์โมดูเลชัน โดยในการนำไปสร้างจริงใช้ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dSPIC30F4011 ซึ่งมีราคาถูกในการนำมาใช้ประมวลผลการทำงานของระบบที่น่าเสนอ

4.4 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบโพลาร์

พีดับเบิลยูเอ็ม (Bipolar PWM)

รูปแบบการสวิตช์แบบโพลาร์พีดับเบิลยูเอ็ม(Polar PWM) สำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในการควบคุมขอบเขตกระแสฮีสเตอร์รีซิสชนิดขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่แสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โหมดการทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบโพลาร์พีดับเบิลยูเอ็ม (Polar PWM)

สมการหาความถี่ของการสวิตช์[11] ของไอจีบีทีในวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถหาได้จากสมการที่ (4.9)

$$f_c = \frac{0.25(V_{dc2} - v_s)}{(HB)L_3} \left[1 - \frac{m^2 L_3^2}{(V_{dc2} - v_s)^2} \right] \quad (4.9)$$

เมื่อ

f_c คือ ความถี่สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{dc2} คือ แรงดันไฟตรงเชื่อมต่อ

v_s คือ แรงดันกริดไฟฟ้า 1 เฟส

HB คือ ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส

L_3 คือ ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์และแรงดันกริดไฟฟ้า 1 เฟส

กำหนดให้ m คือ ความชันของกระแสอ้างอิงที่เกิดขึ้น (di_{c_ref}/dt) จะได้สมการที่ (4.10)

$$m^2 = \left[\frac{d}{dt} I_m^* \sin(\omega t) \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^2 (1 + \cos(2\omega t)) \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) ความถี่สวิตช์สูงสุดที่ $\omega t = 0, \pi$ ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้ $v_s = 0$ สามารถหาได้จากสมการที่ (4.11) ดังนี้

$$f_{c,max} = \frac{0.25V_{dc}}{(HB)L_3} \left[1 - \left(\frac{\omega^2 I_m^2 L_3^2}{V_{dc}^2} \right) \right] \quad (4.11)$$

ความถี่สวิตช์สูงสุดจะถูกลดสมการลงดังสมการที่ (4.12)

$$f_{c,max} = \frac{0.25V_{dc}}{(HB)L_3} \quad (4.12)$$

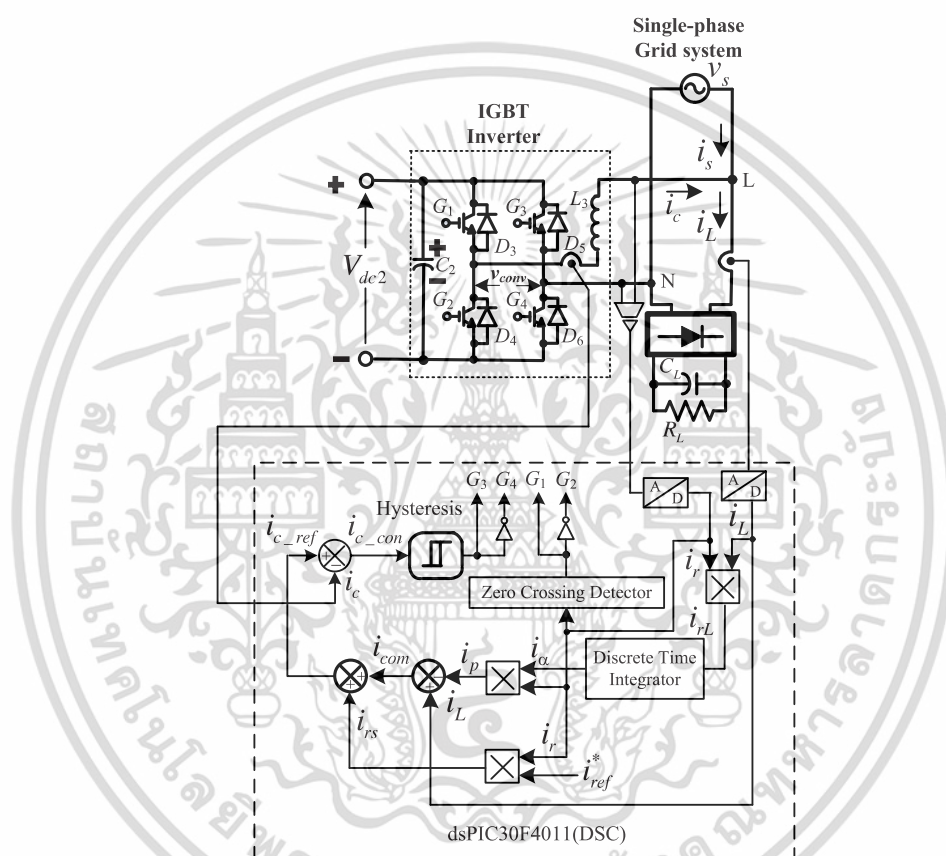
ตารางที่ 4.1 การออกแบบค่าต่างๆ ของตัวควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิส

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ค่า
V_{dc2}	แรงดันไฟตรงเชื่อมต่อ	400 V
HB	ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส	0.5
V_m	แรงดันสูงสุดของระบบกริด 1 เฟส	311 V
L_3	ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์และแรงดันกริดไฟฟ้า 1 เฟส	20 mH
$f_{c,max}$	ความถี่สวิตช์สูงสุด	10 kHz
$f_{c,min}$	ความถี่สวิตช์ต่ำสุด	2.2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)

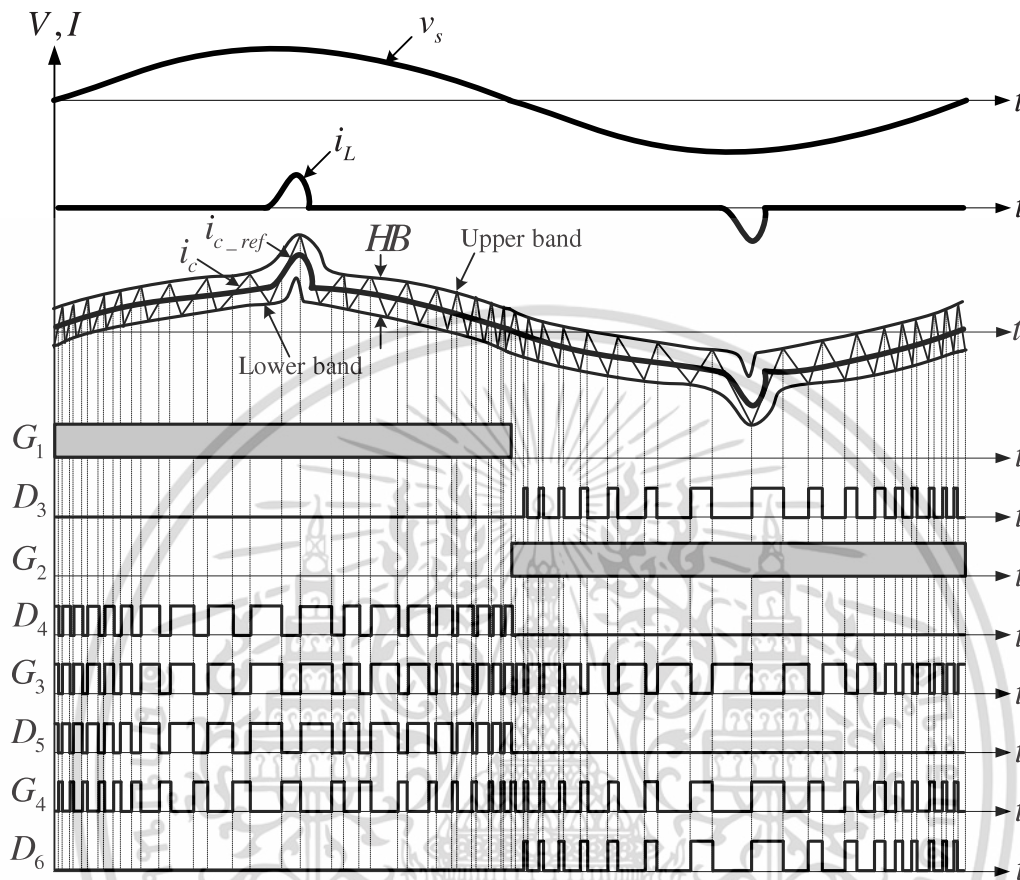
บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมและวงจรถูกกำลังของระบบเชื่อมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส เข้ากับกริด 1 เฟสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) แสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมและวงจรถูกกำลังของระบบเชื่อมอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส
เข้ากับกริด 1 เฟสโดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) สำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง
ในการควบคุมขอบเขตกระแสฮีสเตอร์รีซิสชนิดขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสคงที่แสดงในรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 โหมดการทำงานขอเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิสโดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับปลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

โดยเทคนิคของการควบคุมการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังตัวไอจีบีทีในชุดอินเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลาไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมกริดด้วยแบบยูนิโพลาร์พีดับปลิวเอ็ม (Unipolar PWM)ปรับปรุงใหม่ เมื่อสังเกตโหมดการทำงานจะเห็นว่า G_3 กับ G_4 จะมีการทำงานตัดผ่านศูนย์สลับกันในช่วงเวลาที่สัญญาณแรงดันกริดเป็นศูนย์ ส่วน G_5 กับ G_6 จะทำงานสลับกันตามสัญญาณควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส ดังรูปที่ 4.6 โดยแบบนี้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟสน้อยกว่าแบบที่นำเสนอหลักการดั้งเดิมก่อนนำมาปรับปรุง ที่มีการใช้เทคนิคการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตซ์แบบโพลาร์พีดับปลิวเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 สมการกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง

การสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิงของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (E_{onT}) [13] สามารถคำนวณหาได้จากผลบวกของพลังงานที่สถานะสวิตซ์ “On” จากพลังงานที่เกิดจากการที่ไม่ได้รับการย้อนกลับ (E_{onTi}) ผ่านไดโอด Freewheeling และพลังงานที่เกิดจากการที่ได้รับการย้อนกลับ (E_{onTi}) ผ่านไดโอด Freewheeling สามารถคำนวณหาได้ดังสมการที่ (4.13)

$$E_{onT} = \int_0^{tri+tfu} u_{ce}(t) i_c(t) dt = E_{onMi} + E_{onMrr} \quad (4.13)$$

กระแสพื้นตัวย้อนกลับสูงสุดสามารถหาได้ดังสมการที่ (4.14)

$$I_{Drpeak} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (4.14)$$

พลังงานช่วงไดโอดนำกระแสมีพลังงานเกิดจากการพื้นตัวแบบย้อนกลับเป็นจำนวนมาก (E_{onD}) หาได้ดังสมการที่ (4.15)

$$E_{onD} = \int_0^{tri+tfu} u_D(t) i_F(t) dt \approx E_{onDrr} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot u_{rr} \quad (4.15)$$

เมื่อ

U_{Drr} คือ แรงดันไฟฟ้าคร่อมไดโอดในช่วงพื้นตัวย้อนกลับ ในการประมาณการคำนวณแรงดันไฟฟ้านี้สามารถใช้ค่าเดียวกับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายได้ ($U_{Drr} = U_{DD}$)

พลังงานสูญเสียในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เป็นไอจีบีที (IGBT) สามารถคำนวณได้เช่นเดียวกัน กำลังไฟฟ้าสูญเสียในไดโอดขณะหยุดนำกระแสอาจละเลยไม่นำมาพิจารณา ($E_{offD} \approx 0$) ดังนั้น

$$E_{offT} = \int_0^{tru+tfi} u_{ce}(t) i_c(t) dt \quad (4.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในไอจีบีที (IGBT) และไดโอดเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ก่อให้เกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าเนื่องจากการสวิตชิง[13] โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (4.17) และ (4.18)

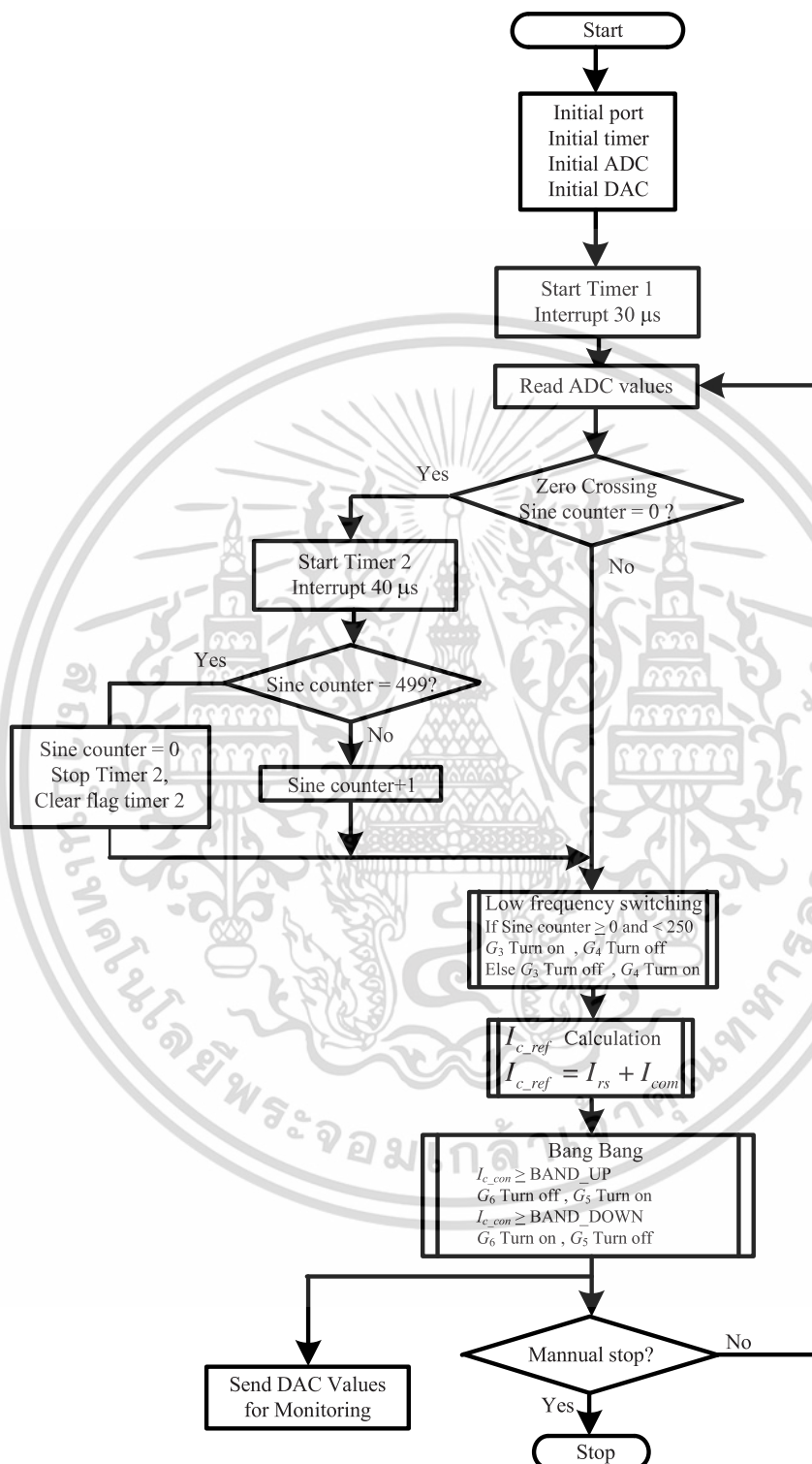
$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw} \quad (4.17)$$

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{sw} \approx E_{onD} \cdot f_{sw} \quad (4.18)$$

4.7 การออกแบบโปรแกรมการทำงาน

จากการทำงานของระบบเชื่อมต่อนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM-Generator) เข้ากับกริดไฟฟ้า 1 เฟสในบทความก่อนหน้า สามารถนำมาเขียนผังโปรแกรมการทำงานของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์(dsPIC30F4011) ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.7 ซึ่งในการทำงานของโปรแกรมขณะเริ่มต้นจะมีการตั้งค่าพอร์ทอินพุตเอาต์พุต ตัวแปลงค่าจากอะแนล็อกเป็นดิจิตอล และตัวแปลงค่าจากดิจิตอลเป็นอะแนล็อก โดยใช้ตัวตั้งเวลา Timer 1 เป็นตัวควบคุมการสุ่มค่าตัวอย่างการอ่านค่าสัญญาณกระแสที่ตรวจจับ ในที่นี้ใช้ค่าเวลาในการสุ่มตัวอย่างที่ค่า $30 \mu s$ โดยมีการเก็บค่าสัญญาณชาयน์จำนวน 500 ค่า อ้างอิงไว้ในโปรแกรมเพื่อนำมาใช้งานตาม ฟังก์ชันของการทำของโปรแกรม จากนั้นจะทำการซิงโครไนซ์กับระบบกริดโดยใช้หลักการทำงานผ่านอ้างอิงค่าศูนย์ผ่านทางตัวแปลงค่าสัญญาณจากอะแนล็อกเป็นดิจิตอลอ่านค่าของสัญญาณชาयน์จากการเปิดตาราง ในที่นี้ใช้ค่าเวลาในการสุ่มตัวอย่างที่ค่า $40 \mu s$ ซึ่งถือว่ามีความละเอียดที่เพียงพอสำหรับการสังเคราะห์เพื่อการซิงโครไนซ์อินเวอร์เตอร์เข้ากับระบบกริด 1 เฟส โดยใช้ตัวตั้งเวลา Timer 2 เป็นตัวควบคุมการสุ่มค่าตัวอย่างการอ่านค่าสัญญาณชาयน์จำนวน 500 ค่า ในส่วนของโปรแกรมย่อยทำหน้าที่ควบคุมการสวิตชิงที่ความถี่ต่ำของตัวไอจีบีที G_1 และ G_2 ของชุดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อนำกริด 1 เฟส ควบคุมกระแสเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์(i_c) สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง และทำหน้าที่ควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสสำหรับสร้างสัญญาณขับเกทในวงจรกำลังตามลำดับ เมื่อมีสัญญาณเข้ามาใหม่ตัดผ่านค่าศูนย์อ้างอิงค่าสัญญาณชาयน์จะถูกนำมาอ่านที่จุดเริ่มต้นใหม่ และโปรแกรมจะทำงานวนไปเรื่อยๆ จนกว่าจะหยุดการทำงานของโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผังการทำงานของโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์(dsPIC30F4011)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 บทสรุป

การนำเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮีสเทอรีซิสมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับเทคนิคของการกรองกำลังแบบแอกทีฟในการคำนวณหากระแสอ้างอิงและเทคนิคการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิต 1 เฟส มาใช้ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสในการจ่ายกระแสไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส ทำให้มีการชดเชยฮาร์มอนิกที่มีโหนดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริดได้ และหากนำเทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) มาใช้แทนการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) จะทำให้สามารถลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ได้ โดยมีการนำเสนอสสมการกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์อยู่ภายในบทนี้แล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการจำลองระบบเชื่อมต่อกิต 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยฮาร์มอนิกที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกิต

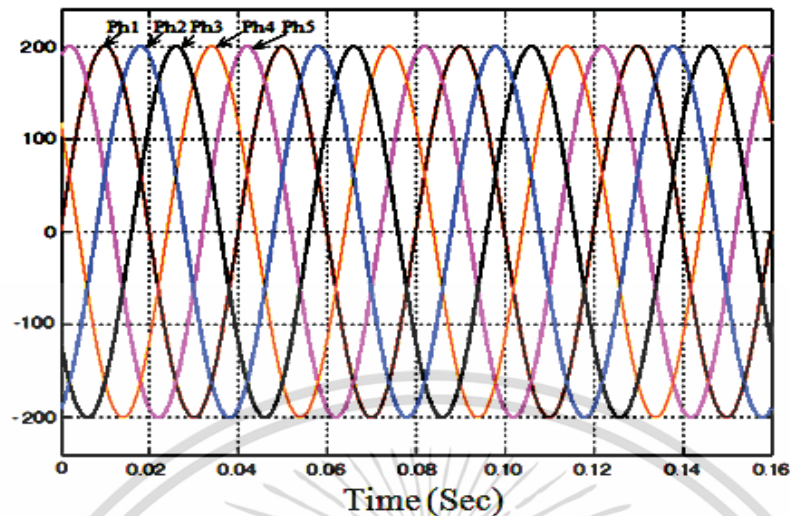
5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยในส่วนของเครื่องกำเนิด AFPM มีการนำเสนอผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส การจำลองคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส และผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตรงเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง มีการนำเสนอผลการจำลองจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจร ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิต 1 เฟส มีการนำเสนอผลการจำลองจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

5.2 การจำลองในส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส

5.2.1 การจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส

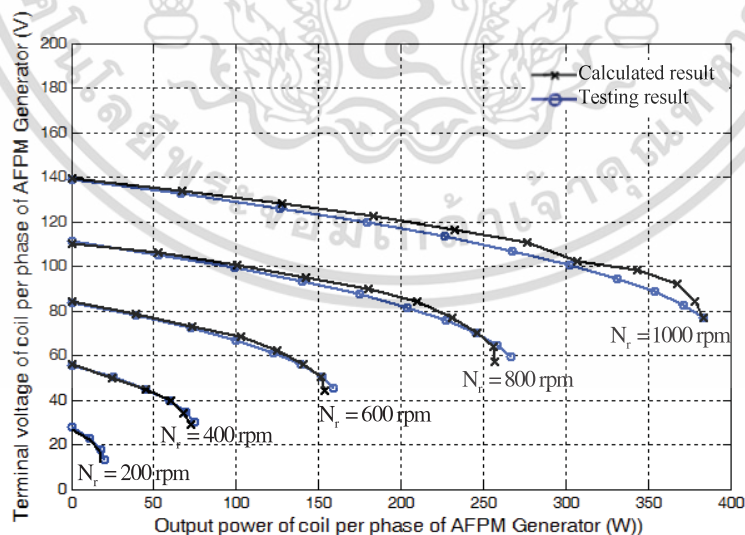
การจำลองรูปคลื่นรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสเมื่อไม่คิดค่าความสูญเสียใดๆ ในทางอุดมคติ เมื่อกำหนดให้โรเตอร์หมุนที่ความเร็วรอบ 250 รอบต่อนาที จะได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ในทางอุดมคติ
สเกลแรงดัน 100 V/div , สเกลเวลา 0.02 Sec/div

5.2.2 การจำลองคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส

เมื่อนำกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่อเฟสและเปอร์เซ็นต์โวลต์เตจเรกกูเรชันต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ของการคำนวณมาจำลองคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส ได้ผลการจำลองเส้นลากผ่านจุดจากภาพแสดงดังรูปที่ 5.2 โดยกำหนดความเร็วโรเตอร์หมุนที่ 200 400 600 800 และ 1000 รอบต่อนาทีตามลำดับ

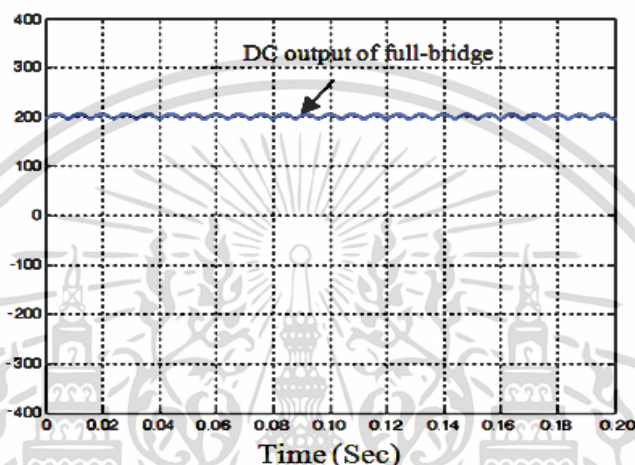


รูปที่ 5.2 ผลการจำลองกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.3 การจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM)

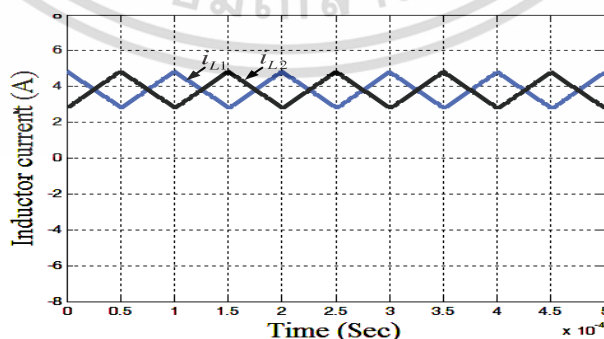
ในการจำลองทางอุดมคติเมื่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ทำงานจ่ายไฟผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ ได้ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) แสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM)

5.3 การจำลองในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

การจำลองจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจร ที่ความถี่สวิตซ์ 10 kHz ที่ความเร็วโรเตอร์ของเครื่องกำเนิด 1,000 rpm ได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.4 โดยจากผลการจำลองกำลังไฟฟ้าส่งผ่านวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทางมีขนาดประมาณ 800 W ซึ่งกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละทางประมาณ 4 A ที่แรงดันไฟฟ้า 200 V

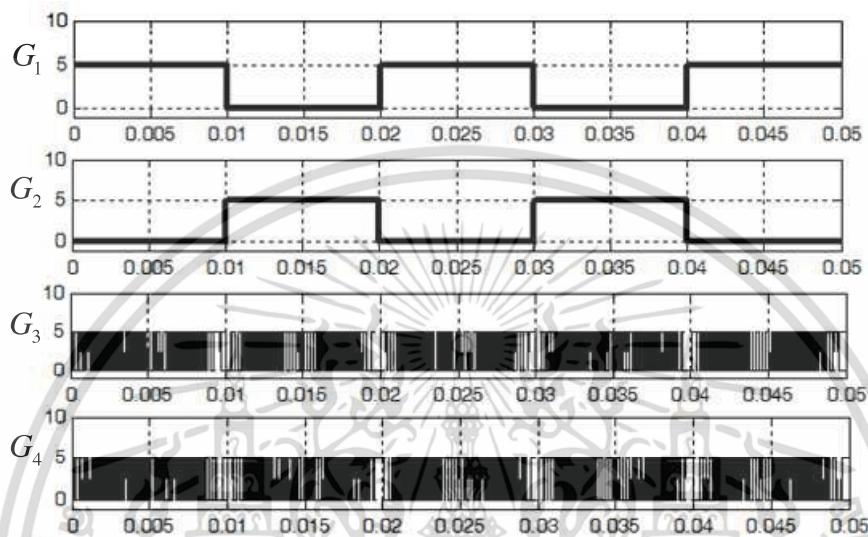


รูปที่ 5.4 ผลการจำลองจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การจำลองส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด 1 เฟส

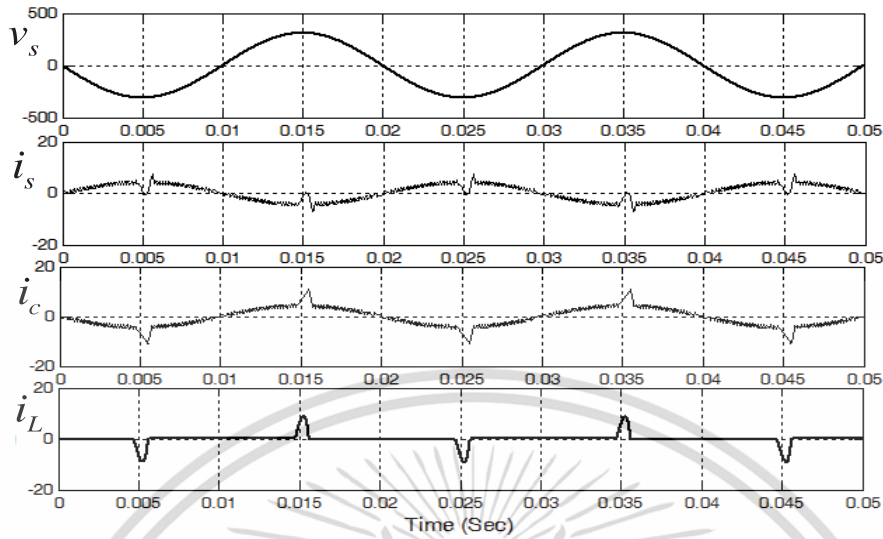
5.4.1 การจำลองจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)



รูปที่ 5.5 ผลการจำลองจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์ที่ดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) สเกล: Time 5 ms/div, V_{G1} - V_{G4} (5 V/div)

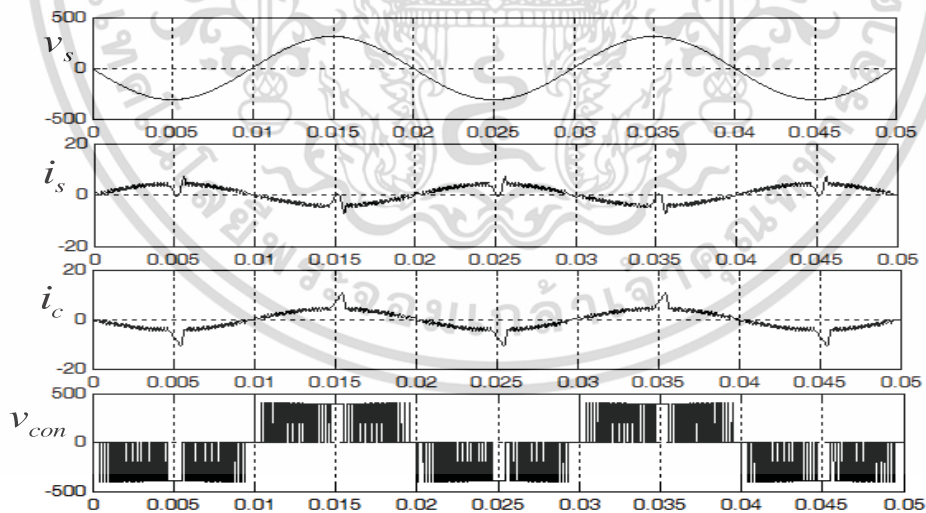
5.4.2 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหลดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 การจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(V_g) กระแสกริด(i_g) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_l) ได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.6 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 นี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 5.6 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อรวมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (20 A/div)

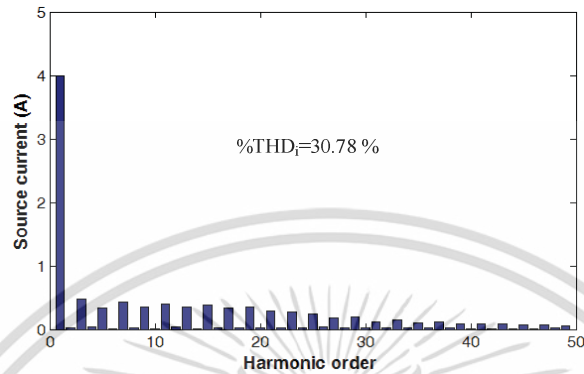
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{con}) แสดงดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c)และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{con}) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อรวมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{con} (500 V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

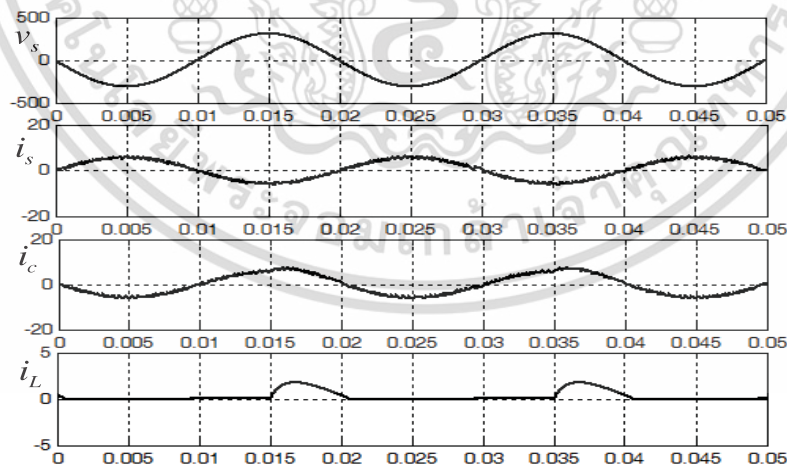
สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลอง แสดงดังรูปที่ 5.8 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.4



รูปที่ 5.8 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อรวมกริด

5.4.3 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาวเวฟใช้ไทรซิสเตอร์ 1 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 การจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด (v_s) กระแสกริด (i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.9 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส

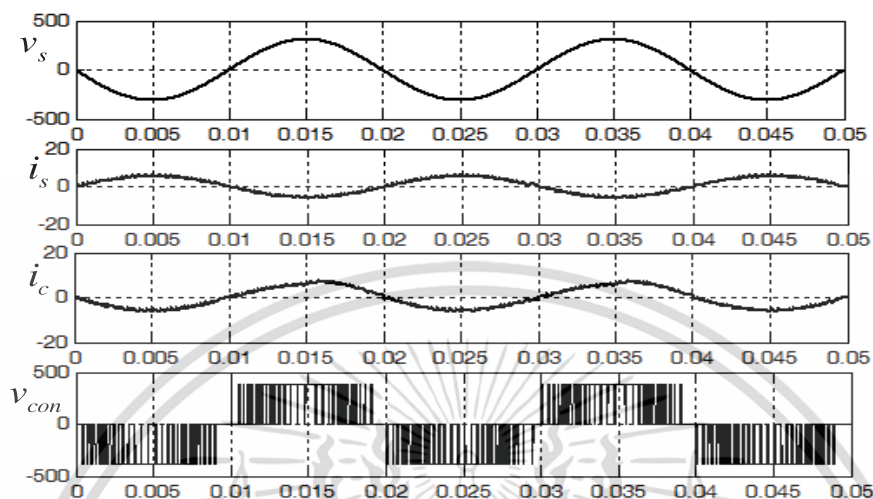


รูปที่ 5.9 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด (v_s) กระแสกริด (i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อรวมกริด

สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

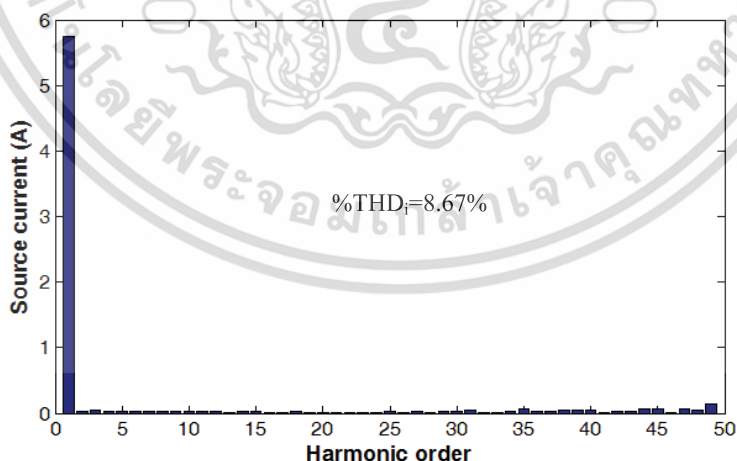
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div)

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลอง แสดงดังรูปที่ 5.11 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.7

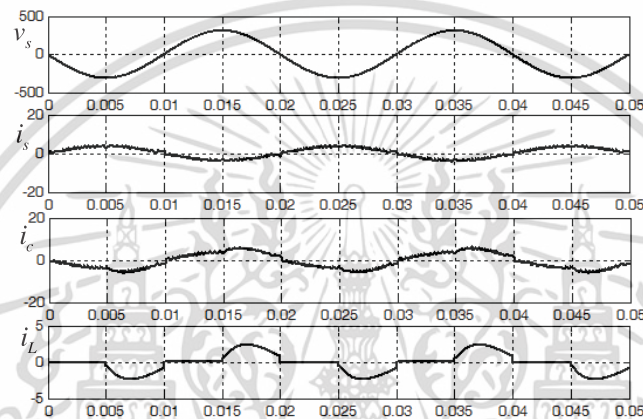


รูปที่ 5.11 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

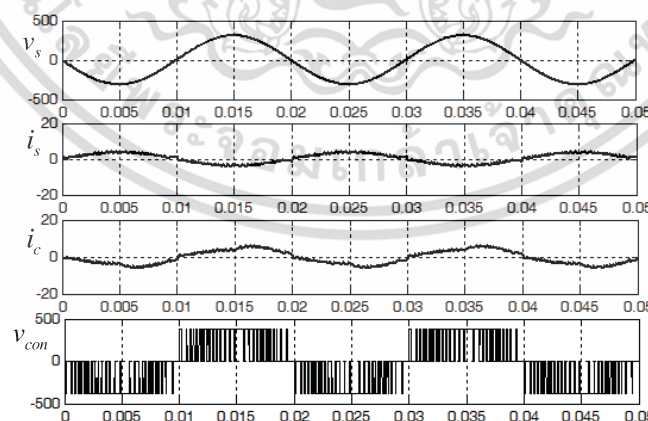
5.4.4 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดพลาดของกระแสฮาร์โมนิกที่กรีต 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 การจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.12 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดพลาดรวมของกระแสฮาร์โมนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 5.12 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อรวมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

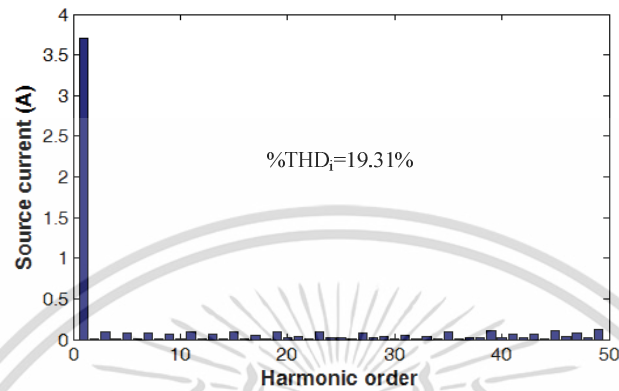
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อรวมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{con} (500 V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

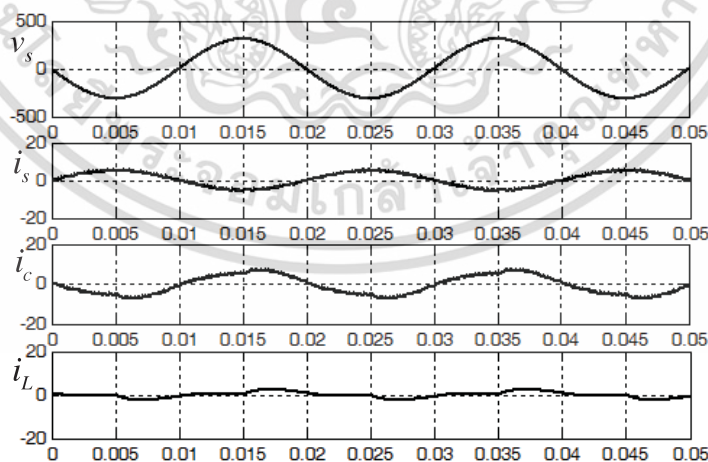
สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลอง แสดงดังรูปที่ 5.14 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.10



รูปที่ 5.14 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด

5.4.5 การจำลองจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไตรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 การจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.15 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส

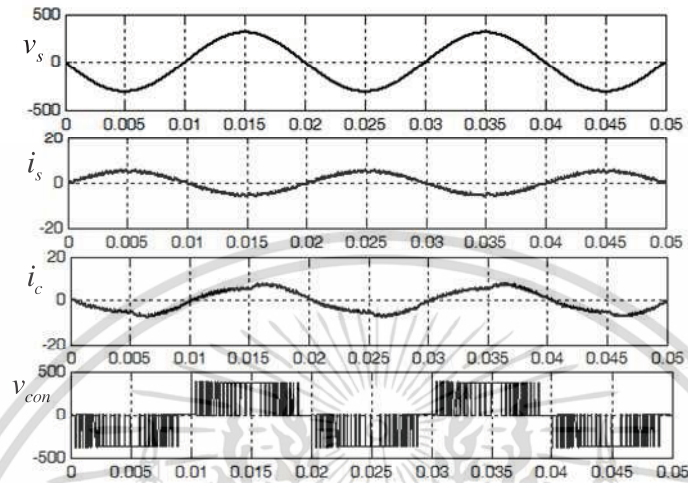


รูปที่ 5.15 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด

สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

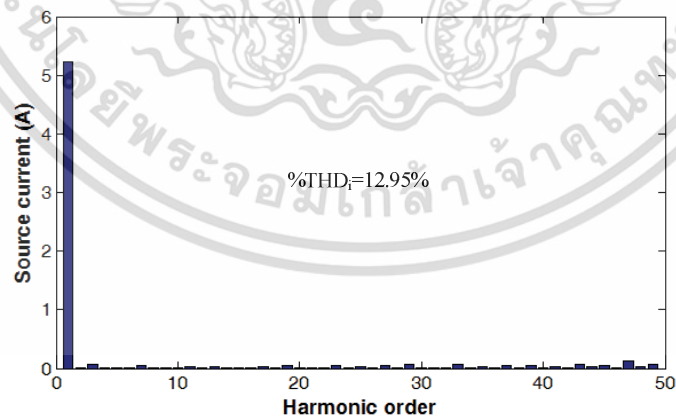
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.16 ผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div)

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลอง แสดงดังรูปที่ 5.17 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.13



รูปที่ 5.17 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการจำลองโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้ทำการจำลองในส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส โดยได้ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส 5 เฟสมีลักษณะสัญญาณต่างเฟสกัน ประมาณ 72 องศาไฟฟ้า และมีขนาดสูงสุดของแรงดันใกล้เคียงกัน และจากผลการจำลองหาคูณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM สังเกตเห็นได้ว่าเมื่อโหลดทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้นแรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะตกลงที่ความเร็วรอบเพลลาโรเตอร์ต่างๆ และจากผลการจำลองจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) จะสังเกตเห็นได้ว่าการกระเพื่อมของสัญญาณไฟตรงเล็กน้อย จากผลการจำลองจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง ที่ความถี่สวิตชิง 10 kHz ที่ความเร็วโรเตอร์ของเครื่องกำเนิด 1,000 rpm จะเห็นได้ว่าการกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละทางประมาณ 4 A ที่แรงดันไฟฟ้า 200 V ดังนั้นคำนวณหา กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านมีค่าประมาณ 800 W ส่วนผลการจำลองส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิต 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อรวมกิต 4 ชนิด จะเห็นได้ว่าการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังระบบกิตไฟฟ้า 1 เฟส และมีการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดสอบระบบเชื่อมต่อกริด 1 เฟส เข้ากับเครื่องกำเนิดแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา ที่มีการลดความสูญเสีย เนื่องจากการสวิตชิง และมีการชดเชยฮาร์มอนิกที่มี โหลดไม่เชิงเส้นต่างๆ ต่อร่วมกริด

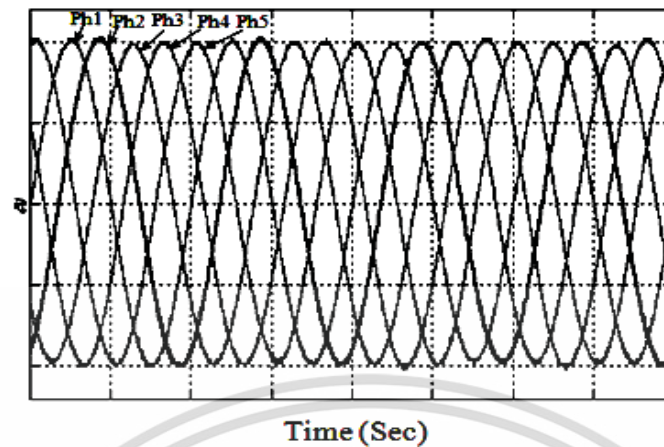
6.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบในส่วนต่างๆ ดังนี้ โดยในส่วนของเครื่องกำเนิด AFPM มีการนำเสนอผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส การทดสอบหาค่าคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส และผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง มีการนำเสนอผลการทดสอบจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจร ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด 1 เฟส มีการนำเสนอผลการทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) และในที่สุดท้ายมีการนำเสนอผลการทดสอบหาค่าความสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิงของระบบที่นำเสนอ และผลการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอโดยใช้เทคนิคการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) กับแบบดั้งเดิมที่ใช้เทคนิคการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตชิงแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

6.2 การทดสอบในส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส

6.2.1 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส

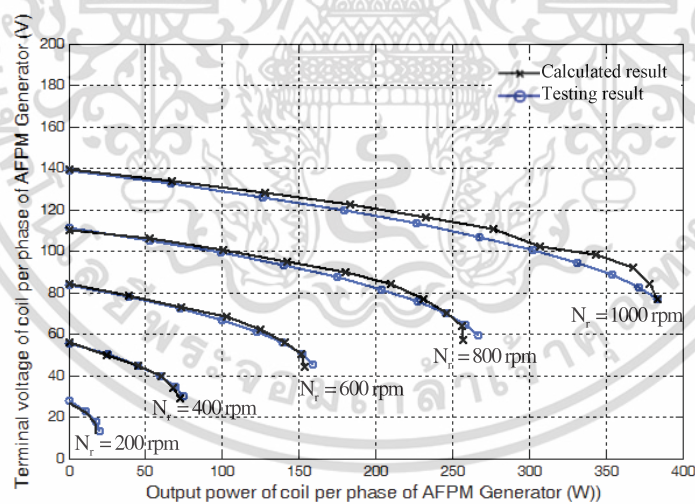
การจำลองรูปคลื่นรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสเมื่อไม่คิดค่าความสูญเสียใดๆ ในทางอุดมคติ เมื่อกำหนดให้โรเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบ 250 รอบต่อนาที จะได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM
สเกลแรงดัน 100 V/div , สเกลเวลา 0.02 Sec/div

6.2.2 การทดสอบคุณลักษณะของกำลังไฟฟ้เอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส

การทดสอบหาคุณลักษณะของกำลังไฟฟ้เอาต์พุตต่อเฟสและแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ได้ผลการทดสอบเส้นลากผ่านจุดวงกลมแสดงดังรูปที่ 6.2 โดยกำหนดความเร็วโรเตอร์หมุนที่ 200 400 600 800 และ 1000 รอบต่อนาทีตามลำดับ

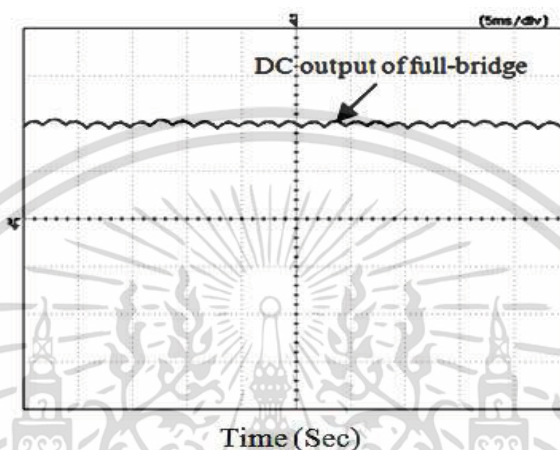


รูปที่ 6.2 ผลการทดสอบหา กำลังไฟฟ้เอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM ที่ความเร็วต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.3 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM)

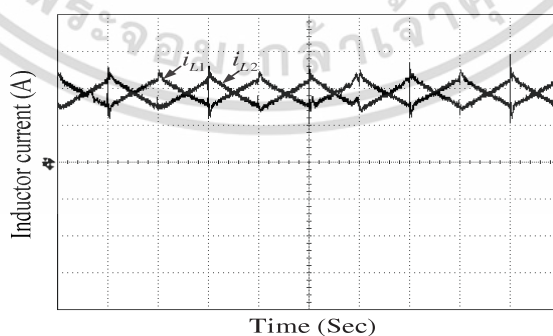
ในการทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ทำงานจ่ายไฟผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ ได้ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) แสดงดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) สเกลเวลา 5 ms/div และแรงดัน 100 V/div

6.3 การทดสอบในส่วนของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง

การทดสอบจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจร ที่ความถี่สวิตซ์ 10 kHz ที่ความเร็วโรเตอร์ของเครื่องกำเนิด 1,000 rpm ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.4 โดยจากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่ามีกำลังไฟฟ้าส่งผ่านวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทางมีขนาดประมาณ 800 W ซึ่งกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละทางประมาณ 4 A ที่แรงดันไฟฟ้า 200 V



รูปที่ 6.4 ผลการทดสอบจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจร สเกลเวลา 50 μ s/div และกระแส 2 A/div

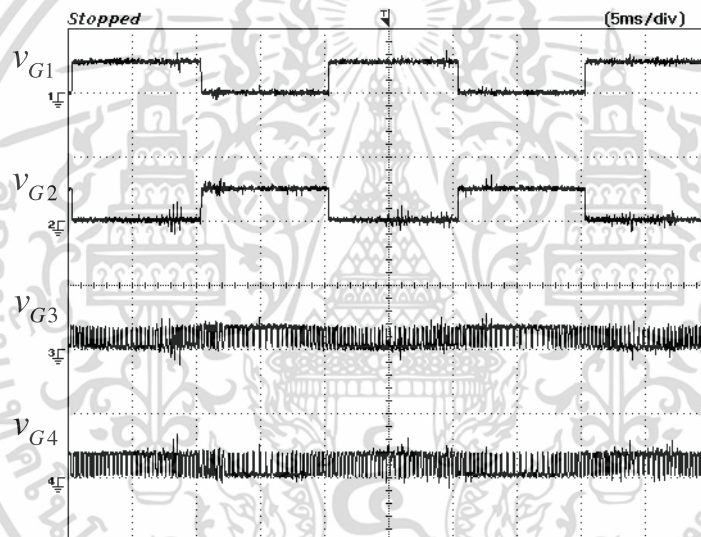
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 การทดสอบส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิต 1 เฟส

การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณต่างๆ โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) มีรายละเอียดดังในหัวข้อที่ 6.4.1 ถึง 6.4.5 ส่วนการทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณต่างๆ โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM) มีรายละเอียดดังในหัวข้อที่ 6.4.6 ถึง 6.4.10

6.4.1 การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)

การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) เมื่อเพลาเครื่องกำเนิดหมุนด้วยความเร็วรอบ 1,000 รอบต่ออนาที

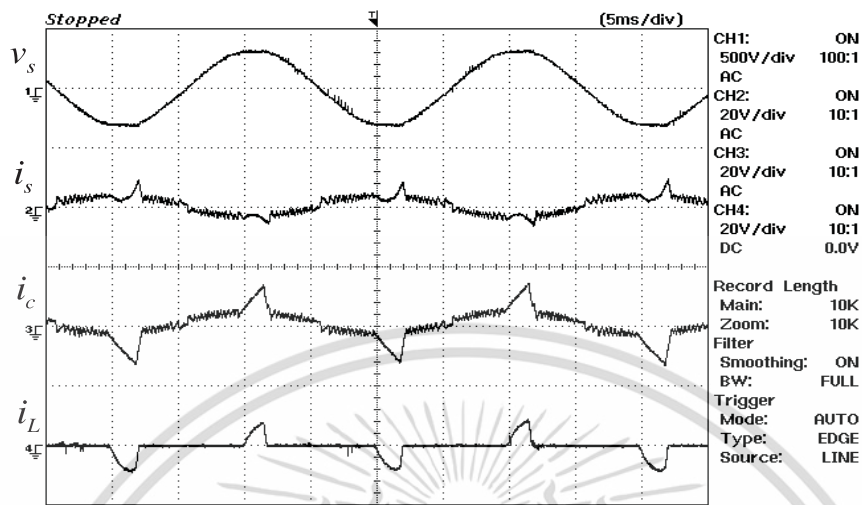


รูปที่ 6.5 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM) สเกล: Time 5 ms/div, V_{G1}- V_{G4}(10 V/div)

6.4.2 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กิต 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหลดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)

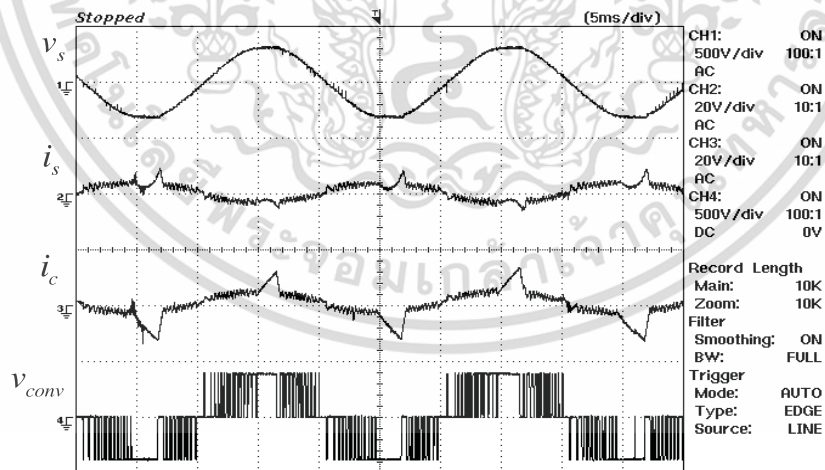
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกิต (v_s) กระแสกิต (i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.6 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 นี้ กระแสกิตมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (20 A/div)

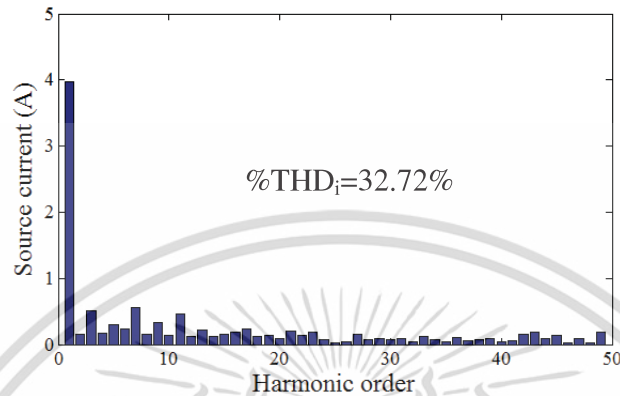
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.7 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c)และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{conv} (500 V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

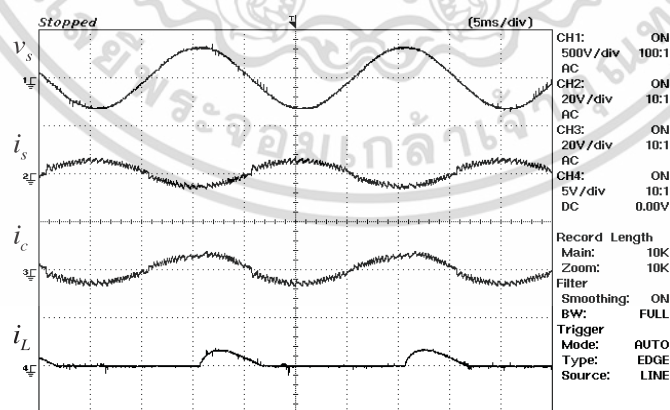
สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.8 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.4



รูปที่ 6.8 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อรวมกริด

6.4.3 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.9 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส

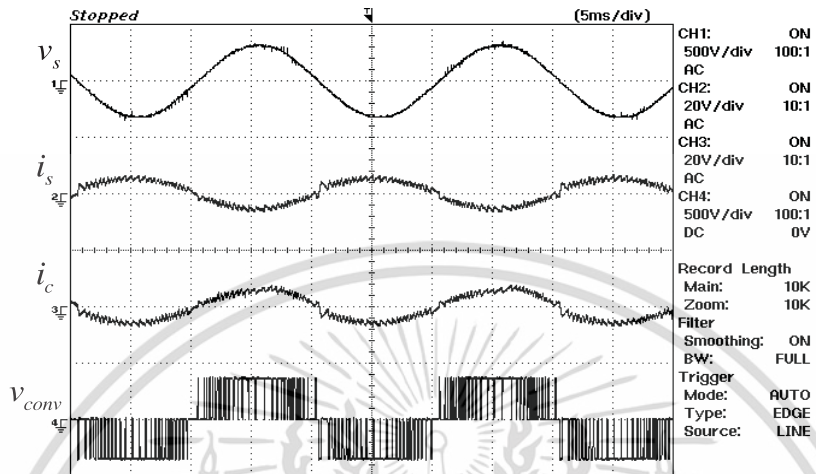


รูปที่ 6.9 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอดโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อรวมกริด

สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

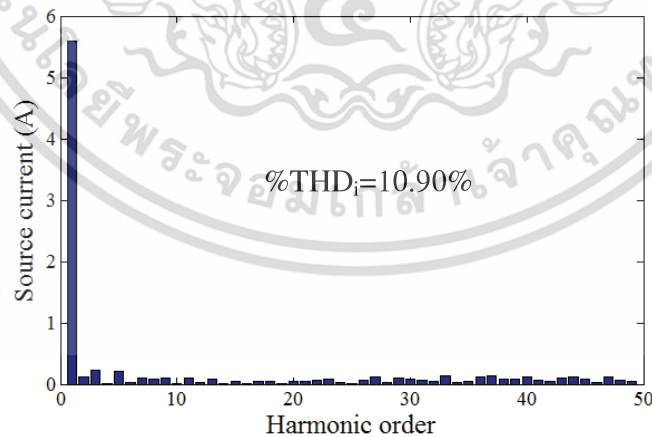
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 6.10



รูปที่ 6.10 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{conv} (500 V/div)

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.11 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.7

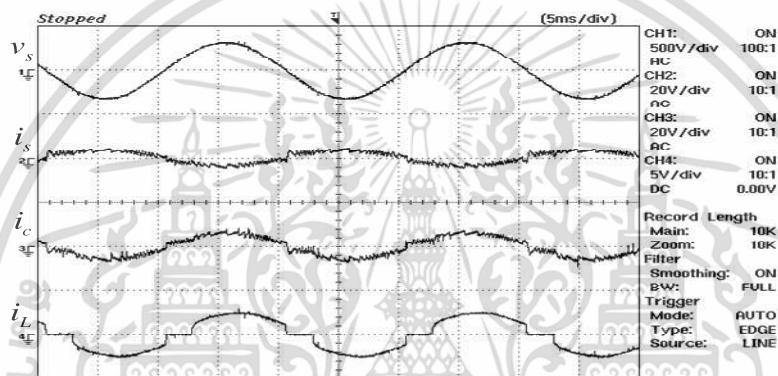


รูปที่ 6.11 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

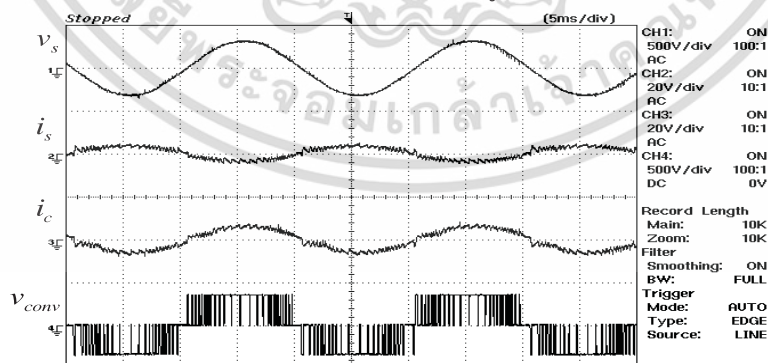
6.4.4 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.12 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 6.12 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

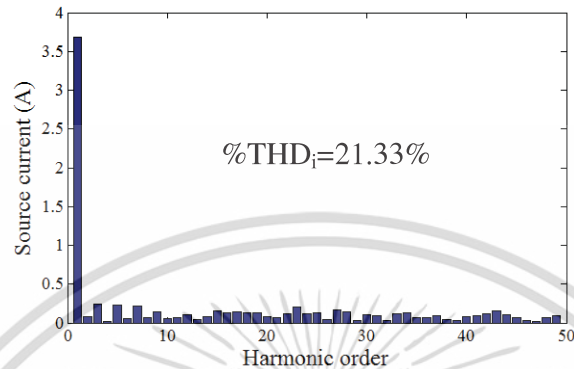
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) แสดงดังรูปที่ 6.13



รูปที่ 6.13 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด
สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{conv} (500 V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

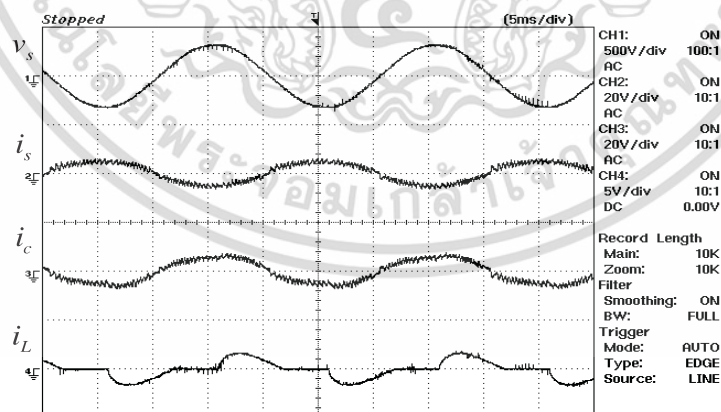
สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.14 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.10



รูปที่ 6.14 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหนดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด

6.4.5 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหนดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหนดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์ที่ดับลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

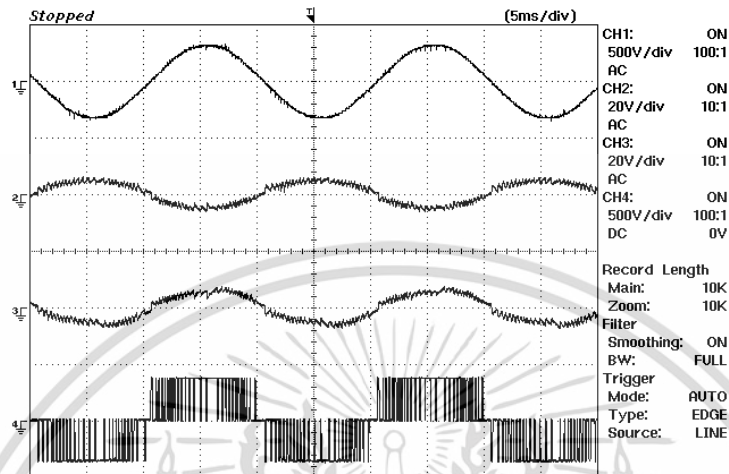
สำหรับโหนดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_g) กระแสกริด(i_g) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.15 สำหรับโหนดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 6.15 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_g) กระแสกริด(i_g) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหนดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_g (500 V/div), i_g (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

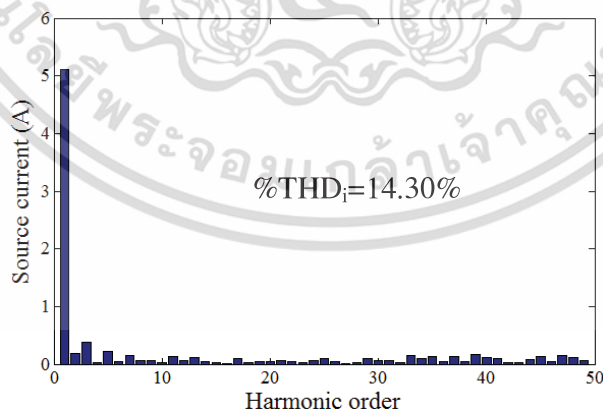
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 6.16



รูปที่ 6.16 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของระบบที่นำเสนอโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div)

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.17 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.13

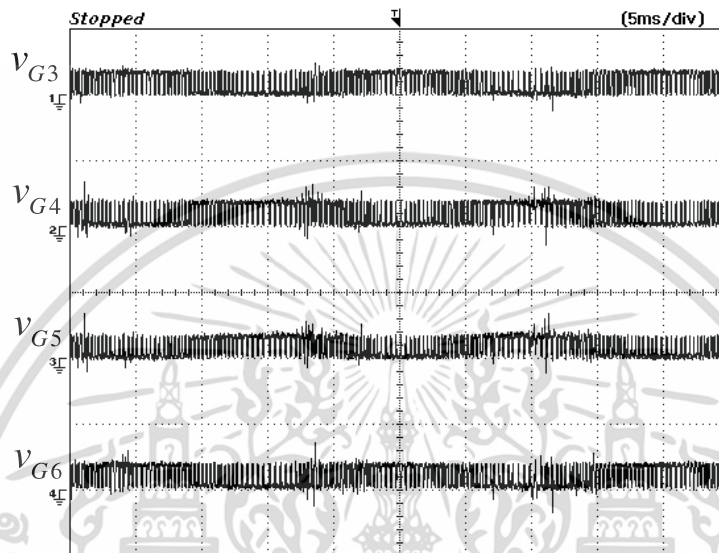


รูปที่ 6.17 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4.6 การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

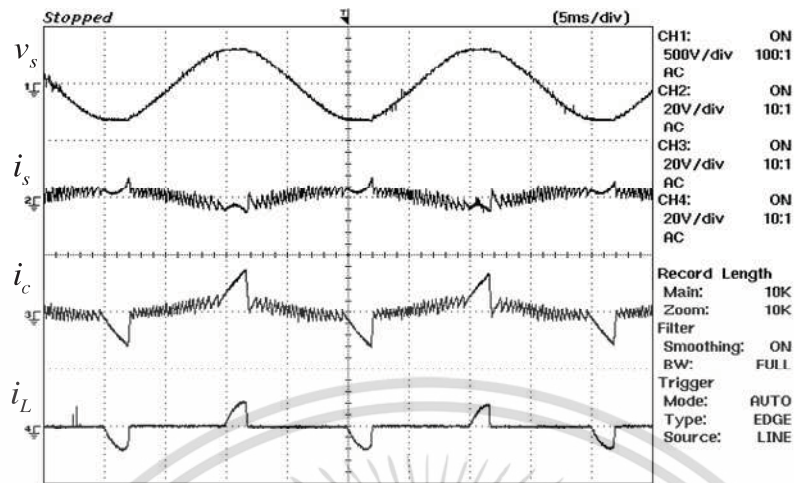
การทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) เมื่อเพลาเครื่องกำเนิดหมุนด้วยความเร็วรอบ 1,000 รอบต่อนาที



รูปที่ 6.18 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นสัญญาณควบคุมไอจีบีทีในวงจรชุดอินเวอร์เตอร์โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) สเกล: Time 5 ms/div, V_{G1} - V_{G4} (10 V/div)

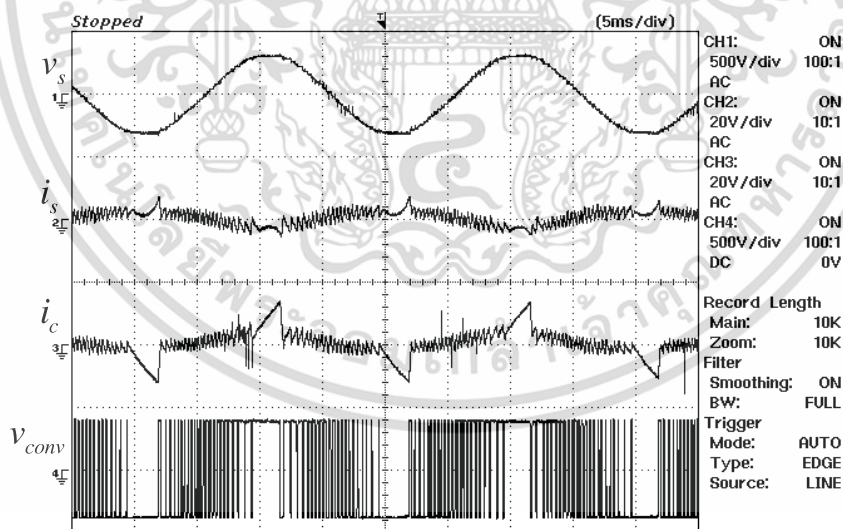
6.4.7 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์เป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดโหลดคาปาซิเตอร์และตัวต้านทาน โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_g) กระแสกริด(i_g) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.19 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 นี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 6.19 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของการสวิตช์แบบไปโพลาร์ที่ดับลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (20 A/div)

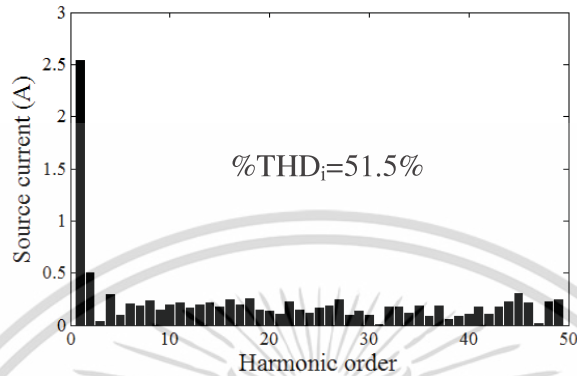
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) แสดงดังรูปที่ 6.20



รูปที่ 6.20 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_c) ของการสวิตช์แบบไปโพลาร์ที่ดับลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ V_{conv} (500 V/div)

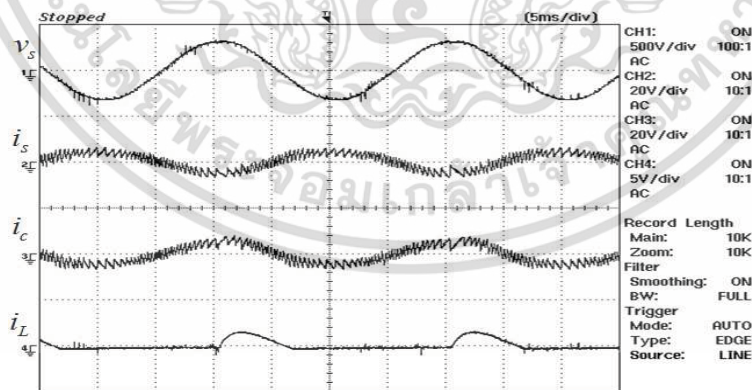
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.21 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.4



รูปที่ 6.21 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม โดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด

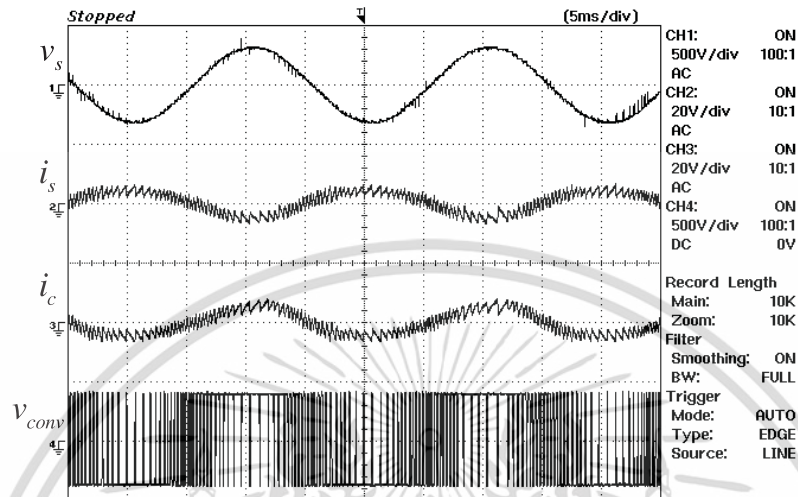
6.4.8 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟเวฟใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM) สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด (v_g) กระแสกริด (i_g) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.22 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 6.22 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด (v_g) กระแสกริด (i_g) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ของการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม โดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

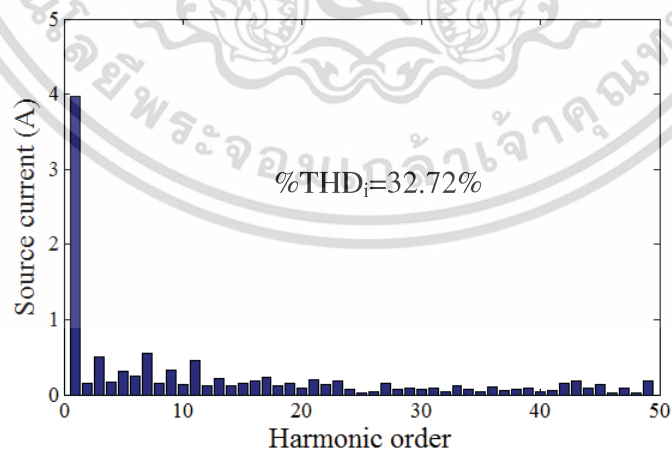
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) แสดงดังรูปที่ 6.23



รูปที่ 6.23 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) ของการสวิตชิงแบบโพลาร์พีดับลิแวมโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500V/div), i_s (20A/div), i_c (20A/div) และ V_{conv} (500V/div)

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.24 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.7

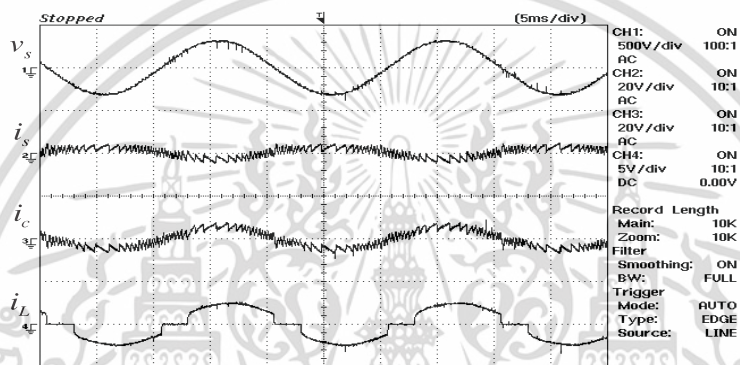


รูปที่ 6.24 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตชิงแบบโพลาร์พีดับลิแวมโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ต่อร่วมกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

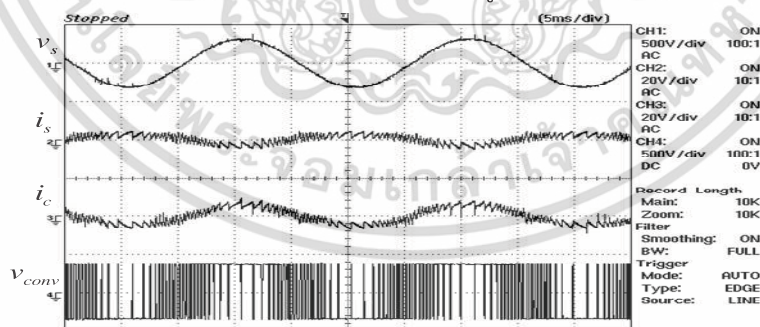
6.4.9 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 2 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.25 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 6.25 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และกระแสโหลด(i_L) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

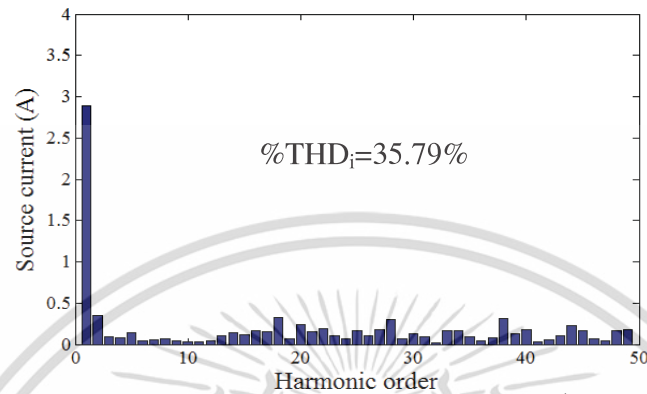
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) แสดงดังรูปที่ 6.26



รูปที่ 6.26 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) ของการสวิตซ์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด สเกล:Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{conv} (500 V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

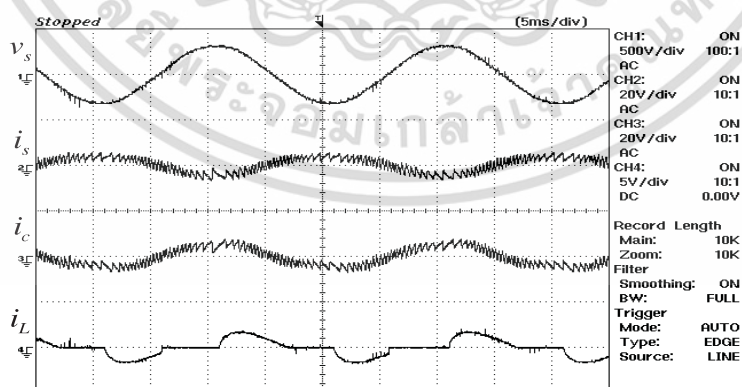
สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.27 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.10



รูปที่ 6.27 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม โดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3 ต่อร่วมกริด

6.4.10 การทดสอบจับสัญญาณต่างๆ และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริด 1 เฟส เมื่อต่อโหลดไม่เชิงเส้นแบบวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ควบคุมไทรสเตอร์ 4 ตัว โหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้รูปแบบการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM)

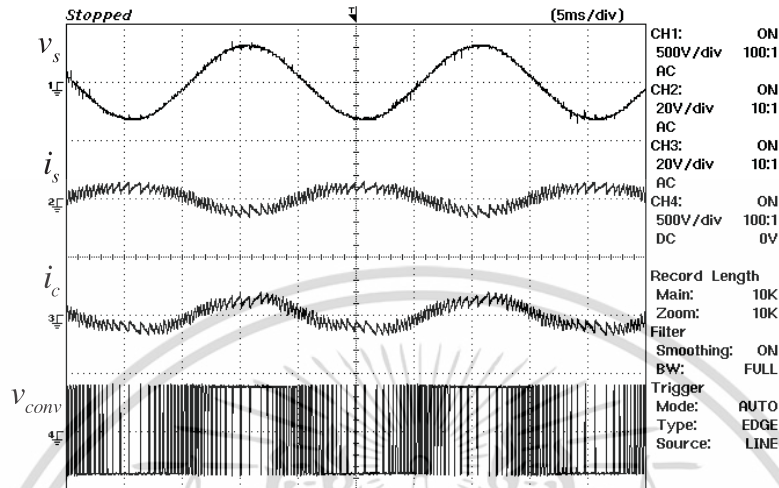
สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 การทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด (v_s) กระแสกริด (i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.28 สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดนี้ กระแสกริดมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกต่ำ และกระแสมีมุมต่างเฟสกับแรงดัน 180 องศา ซึ่งเป็นผลทำให้ตัวคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้าจริงคืนไปยังกริดไฟฟ้า 1 เฟส



รูปที่ 6.28 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด (v_s) กระแสกริด (i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์ (i_c) และกระแสโหลด (i_L) ของการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม โดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด
สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ i_L (5 A/div)

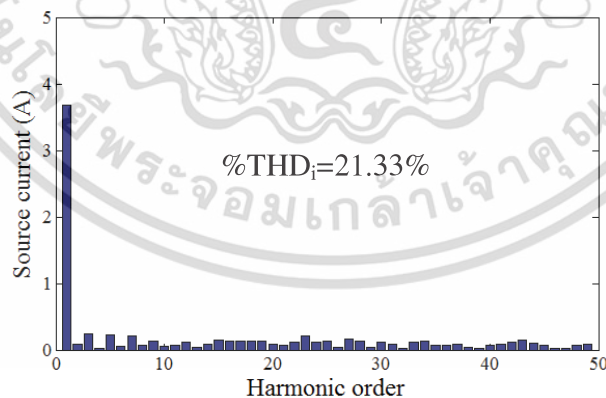
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) แสดงดังรูปที่ 6.29



รูปที่ 6.29 ผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันกริด(v_s) กระแสกริด(i_s) กระแสคอนเวอร์เตอร์(i_c) และแรงดันคอนเวอร์เตอร์(v_{conv}) ของการสวิตชิงแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด สเกล: Time 5 ms/div, v_s (500 V/div), i_s (20 A/div), i_c (20 A/div) และ v_{conv} (500 V/div)

สเปกตรัมฮาร์มอนิกและเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.30 จะเห็นได้ว่าการกำจัดฮาร์มอนิกลำดับต่ำที่ปะปนออกไปทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมฮาร์มอนิกของกระแสกริดมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองในรูปที่ 3.13

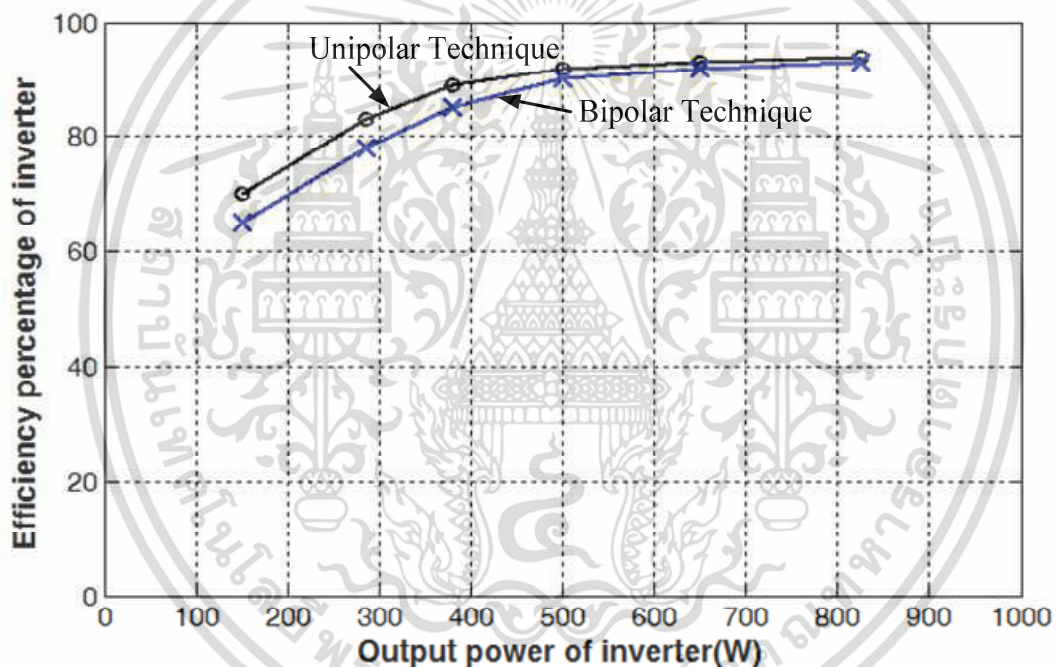


รูปที่ 6.30 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสกริดจากการทดสอบการสวิตชิงแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็มโดยมีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4 ต่อร่วมกริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5 การเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ของระบบที่นำเสนอโดยใช้เทคนิคการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) กับแบบดั้งเดิมที่ใช้เทคนิคการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตชิงแบบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Polar PWM)

จากการทดสอบระบบที่นำเสนอเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 มาต่อรวมกริด เมื่อนำค่ากำลังเอาต์พุตและเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด 1 เฟสที่ใช้เทคนิคการสวิตแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) และแบบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) มาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกัน ได้ผลแสดงดังรูปที่ 6.31



รูปที่ 6.31 กราฟเปรียบเทียบกำลังเอาต์พุตและเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด 1 เฟสที่ใช้เทคนิคการสวิตแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) และแบบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 ตารางเปรียบเทียบค่ากำลังต่างๆ ของระบบที่นำเสนอที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) และแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

จากการทดสอบระบบที่นำเสนอเมื่อนำโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 มาต่อร่วมกริด เมื่อนำค่ากำลังต่างๆ ของการใช้เทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM) และแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM) มาเปรียบเทียบกันแสดงดังตารางที่ 6.1 และตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.1 กำลังที่จุดต่าง ๆ ของเทคนิคการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)

P_{dc}	P_{conv}	P_{Grid}	P_{Load}	η_{conv}	Thd_{is}	I_{fun}
569.73 W	500 W	-457.72 W	42.28 W	87.76%	7.78%	2.40 A

ตารางที่ 6.2 กำลังที่จุดต่าง ๆ ของเทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)

P_{dc}	P_{conv}	P_{Grid}	P_{Load}	η_{conv}	Thd_{is}	I_{fun}
559.41 W	508 W	-465.28 W	43.12 W	91.01%	10.21%	2.57 A

6.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้ทำการทดสอบในส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) ชนิด 5 เฟส โดยได้ผลการทดสอบรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส 5 เฟสมีลักษณะสัญญาณต่างเฟสกัน ประมาณ 72 องศาไฟฟ้า และมีขนาดสูงสุดของแรงดันใกล้เคียงกัน และจากผลการทดสอบหาค่าคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสกับแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM สังเกตเห็นได้ว่าเมื่อโหลดทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้นแรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะตกลงที่ความเร็วรอบเพลลาโรเตอร์ต่างๆ และจากผลการทดสอบจับรูปคลื่นแรงดันไฟตรงเอาต์พุตผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบเส้นแรงแม่เหล็กฟุ้งตามแนวแกนเพลลา (AFPM) จะสังเกตเห็นได้ว่าการกระเพื่อมของสัญญาณไฟตรงเล็กน้อย จากผลการทดสอบจับสัญญาณรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละตัวที่ทำงานในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทำงานสลับกัน 2 ทาง ที่ความถี่สวิตช์ 10 kHz ที่ความเร็วโรเตอร์ของเครื่องกำเนิด 1,000 rpm จะเห็นได้ว่าการไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละทางประมาณ 4 A ที่แรงดันไฟฟ้า 200 V ดังนั้นคำนวณหากำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านมีค่าประมาณ 800 W ส่วนผลการทดสอบส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อร่วมกริด 4 ชนิด จะเห็นได้ว่าการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังระบบกริดไฟฟ้า 1 เฟส และมีการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกได้จริง ส่วนผลการทดสอบในตารางที่ 6.1 และตารางที่ 6.2 จะเห็นได้ว่าเทคนิคการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็มมีเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)แบบดั้งเดิม โดยสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 6.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.3 เปรียบเทียบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(UniPolar PWM)แบบปรับปรุงกับแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM) โดยทดสอบกับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อร่วมกริด

เทคนิคการสวิตช์ พารามิเตอร์เปรียบเทียบ	การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)	การสวิตช์แบบไบโพลาร์ พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM)
ความสูญเสียกำลังไฟฟ้า	น้อยกว่า	มากกว่า
ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์	91.01 %	87.76 %
เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวม ฮาร์มอนิกของกระแสกริด(%THD _i)	%THD _i =10.21 %	%THD _i =7.78 %

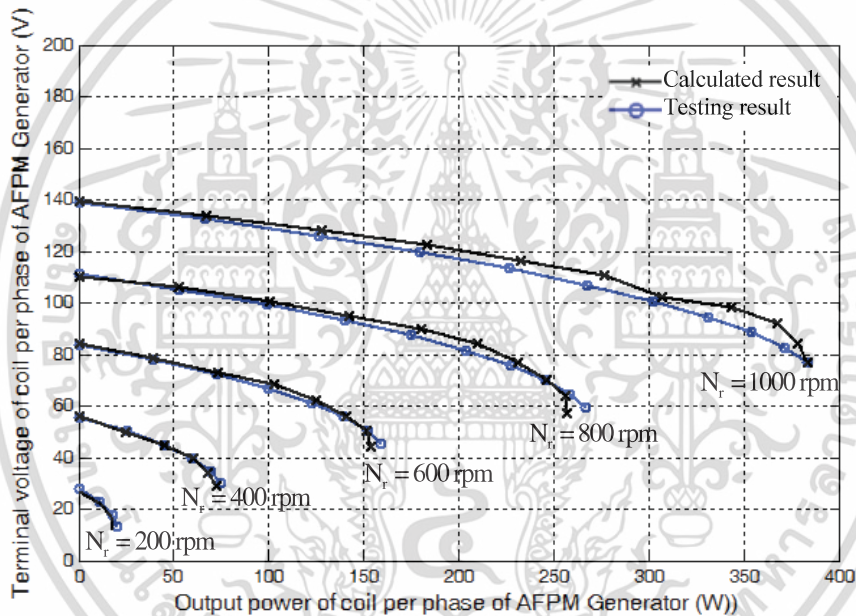
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

เปรียบเทียบคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสและแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสระหว่างผลการคำนวณกับผลการทดสอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM โดยกำหนดความเร็วโรเตอร์หมุนที่ 200 400 600 800 และ 1000 รอบต่อนาทีตามลำดับ ได้ผลแสดงดังรูปที่ 7.1 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าเส้นกราฟมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 7.1 เปรียบเทียบคุณลักษณะของกำลังเอาต์พุตต่อเฟสและแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสระหว่างผลการคำนวณกับผลการทดสอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟสแบบ AFPM

ค่าความผิดพลาดรวมของกระแสไหล (THD) จากการทดสอบการทำงานของระบบที่นำเสนอที่มี โหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อรวม จำนวน 4 ชนิด เมื่อเปรียบเทียบโดยใช้การสวิตช์แบบไปโพลาร์และแบบยูนิ โพลาร์พีดับบลิวเอ็มควบคุมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด 1 เฟส แสดงดังตารางที่ 7.1 จะเห็นได้ว่าระบบที่ นำเสนอเมื่อนำมาใช้งานและเชื่อมต่อกับโหลดไม่เชิงเส้นจะทำให้ %THD_i ของกระแสกริดมีค่าลดลงกว่าที่ ระบบที่นำเสนอไม่ได้ทำงานเชื่อมต่อ

ตารางที่ 7.1 ค่าความผิดพลาดรวมของกระแสกริด (THD) จากการทดสอบการทำงานของระบบที่นำเสนอที่มี โหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อรวมกับกริด 1 เฟส จำนวน 4 ชนิด เปรียบเทียบกับที่ไม่มีการเชื่อมต่อระบบที่ นำเสนอ

ลำดับที่	รายการโหลด	ระบบที่นำเสนอไม่ได้ เชื่อมต่อกับโหลด ไม่เชิงเส้น % THD _i ของกระแสกริด	ระบบที่นำเสนอ ได้เชื่อมต่อกับ โหลดไม่เชิงเส้น % THD _i ของกระแสกริด
1	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ ไดโอดต่อกับโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกัน	140.9 %	32.74 %
2	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฮาฟบริดจ์ใช้ ไทริสเตอร์ตัวเดียวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน	107.08 %	10.90 %
3	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทริสเตอร์สองตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน	55.21 %	21.33 %
4	วงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ ควบคุมมุมจุดชนวนตัวไทริสเตอร์สี่ตัวต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกัน	30.53 %	14.30 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (UniPolar PWM) จากการจำลองและการทดสอบของระบบที่นำเสนอที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อกับกริด 1 เฟส จำนวน 4 ชนิด แสดงดังตารางที่ 7.2 โดยโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 แบบวงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์เป็นไฟตรงแบบฟูลบริดจ์ไดโอดต่อกับโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกัน ที่นำมาทดสอบนี้จะมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริดโดยรวมมากกว่าโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ถึง 4 เนื่องจากโหลดตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกันจะทำให้เกิดความค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่กริดโดยรวมมากกว่าโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2 ถึง 4 ที่มีการต่อกับโหลดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกัน ส่วนตารางที่ 7.3 เปรียบเทียบการสวิตชิงแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)แบบดั้งเดิมกับแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)แบบปรับปรุงใหม่ที่น่าสนใจ โดยทดสอบกับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อกับกริด

ตารางที่ 7.2 เปรียบเทียบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม (UniPolar PWM) จากการจำลองและการทดสอบของระบบที่นำเสนอที่มีโหลดไม่เชิงเส้นชนิดต่างๆ ต่อกับกริด 1 เฟส

ชนิดของโหลด	ผลจากการจำลอง % THD _i	ผลจากการทดสอบ % THD _i
โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1	30.78 %	32.72 %
โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 2	8.67 %	10.90 %
โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 3	19.31 %	21.33 %
โหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 4	12.95 %	14.30 %

ตารางที่ 7.3 เปรียบเทียบการสวิตชิงแบบไบโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Bipolar PWM)แบบดั้งเดิมกับแบบยูนิโพลาร์พีดับบลิวเอ็ม(Unipolar PWM)แบบปรับปรุงใหม่ที่น่าสนใจ โดยทดสอบกับโหลดไม่เชิงเส้นชนิดที่ 1 ต่อกับกริด

เทคนิคการสวิตชิง พารามิเตอร์เปรียบเทียบ	การสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์ พีดับบลิวเอ็ม (Unipolar PWM)	การสวิตชิงแบบไบโพลาร์ พีดับบลิวเอ็ม (Bipolar PWM)
ความสูญเสียกำลังไฟฟ้า	น้อยกว่า	มากกว่า
ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์	91.01 %	87.76 %
เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวม ฮาร์มอนิกของกระแสกริด(%THD _i)	%THD _i =10.21 %	%THD _i =7.78 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 ปัญหาและอุปสรรค

ข้อจำกัดในด้านความเร็วของตัวประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F4011(DSC) และสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่เกิดจากการลงอุปกรณ์และการวางอุปกรณ์ต่างๆ ทำให้ผลการทดสอบคุณลักษณะทางด้านไฟฟ้าต่างๆ เช่น ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสกริด (THD_r) ของระบบที่นำเสนอมีความแตกต่างจากผลการจำลองบ้างเล็กน้อย และระยะเวลาในการทำวิจัยมีจำกัดทำให้เป็นปัญหาและอุปสรรคในการทำวิจัยเรื่องนี้

7.3 ข้อเสนอแนะ

เปลี่ยนตัวประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ให้เร็วกว่า dsPIC30F4011(DSC) และหาวิธีลดสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่เกิดจากการลงอุปกรณ์และการวางอุปกรณ์ต่างๆ ทำให้ผลการทดสอบคุณลักษณะทางด้านไฟฟ้าต่างๆ เช่น ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสกริด (THD_r) ของระบบที่นำเสนอมีความใกล้เคียงจากการจำลองได้มากกว่าที่นำเสนอในเล่มวิทยานิพนธ์นี้ โดยงานในอนาคตนี้หากนำไปต่อยอดสู่เชิงพาณิชย์ได้ก็จะทำให้คุณภาพกำลังไฟฟ้าของระบบไฟฟ้า 1 เฟสที่มีโหลดไม่เชิงเส้นต่อร่วมอยู่ดีขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Patterson, D., and R. Spee, "The design and development of an axial flux permanent magnet brushless DC motor for a wheel drive in a solar powered vehicle," Proc. IEEE Ind. App. Society Conf., Denver, 1994, vol. 1, pp. 188-195.
- [2] Brown, N., L. Haydock, and J.R. Bumby, "Foresight vehicle: A toroidal, axial flux generator for hybrid IC engine/battery electric vehicle applications," Proc. SAE Conf. paper 2002-01-089, Detroit, March 2002.
- [3] T. F. Chan, L. L. Lai. "An Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System." IEEE Trans. Energy Convers., vol. 22, no. 1, March 2007. pp. 86-94.
- [4] Jacek F. Gieras, Rong-Jie Wang and Maarten J. Kamper. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines." in Principles of AFPM Machines. 2nd ED., Springer, 2008.
- [5] Yicheng Chen and Pragasen Pillay, "Axial-Flux PM Wind Generator with A Soft Magnetic Composite Core." IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 1, 2005. pp. 231 – 237.
- [6] Yicheng Chen, Pragasen Pillay and Azeem Khan. "PM Wind Generator Comparison of Different Topologies." IAS, 2004.
- [7] B.J. Chalmers, W. Wu and E. Spooner, "AN AXI-FLUX PERMANENT-MAGNET GENERATOR FOR A GEARLESS WIND ENERGY SYSTEM." IEEE Trans. Energy Convers., vol. 14, no. 2, June 1999. pp. 251-257.
- [8] Yu-Seop Park, Min-Mo Koo, Seok-Myeoung Jang-Young Choi, and Dae-Joon You, "Performance Evaluation of Radial- and Axial-Flux PM Wind Power Generators With Mechanical Energy Storage System," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 30, no. 1, March 2015. pp. 237-245.
- [9] H.-L. Jou, J.-C. Wu, Chu, "New single-phase active power filter", IEEE Proc.-Electr. Power Appl, 1994, pp 129-134.
- [10] B. K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System," IEEE Trans. Ind. Electronics., vol. 37, no. 5, pp. 402-408, 1990.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] P. Wannakarn and V. Kinnares. "Microtroller based Grid Connected Inverter for Axial Flux Permanent Magnet Generator." in Proc. 2011 IEEE PEDS, Conf., pp. 235-238.
- [12] P. Wannakarn and V. Kinnares, "Single-Phase Grid Connected Axial Flux Permanent Magnet Generator System with Reactive Power Compensation Functionality Compensation Functionality," in Proc. 2012 IEEE IPEC, Conf., 2012, pp. 338-341.
- [13] C. Puripanyavanit, P. Wannakarn, P. Sardyoung and V. Kinnares. "Performance Evaluation of Single-Phase Full Bridge Grid-Connected Converter with Reduced Switching Losses." IEEE on Electrical Machines and Systems, vol. 97, no. 11, 2009. pp 3579-3583.
- [14] Rosa A. Mastromauro, Marco Liserre, Tamas Kerekes, and Antonio Dell' Aquila. "A Single-Phase Voltage-Controlled Grid-Connected Photovoltaic System With Power Quality Conditioner Functionality," IEEE Trans. Industrial Electronics., vol. 56.11, November 2009. pp. 4436-4444.
- [15] S. Samerchur, S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwun, and K. Higuchi. "Power Control of Single-Phase Voltage Source Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems." Power system conference and Exposition (PSCE), 2011, pp. 1-6.
- [16] Patterson, D., and R. Spee, "The design and development of an axial flux permanent magnet brushless DC motor for a wheel drive in a solar powerd vehicle," Proc. IEEE Ind. Apps. Society Conf., Denver, 1994, vol. 1, pp. 188-195.
- [17] Brown, N., L. Haydock, and J.R. Bumby, "Foresight vehicle: A toroidal, axial flux generator for hybrid IC engine/battery electric vehicle applications," Proc. SAE Conf. paper 2002-01-089, Detroit, March 2002.
- [18] Huang, S., M. Aydin, and T.A. Lipo, "TORUS concept machines: pre-prototyping design assessment for two major topologies," 2001 IEEE Industry Applications Conference, vol. 3, no. 30, Sept. 2001, pp. 1619-1625.
- [19] Campbell P, "Principle of a PM axial field DC machine", Proceedings of IEE, vol. 121, no. 1, pp. 1489-1494, 1974.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [20] Chan C.C., “Axial-field electrical machines: design and application”, IEEE Trans. EC-2(2): pp. 294-300, 1987.
- [21] Gieras J.F., and Wing M., “Permanent magnet motor technology: design and applications”, 2nd ed., Marcel Dekker, New York, 2002.
- [22] Leung W.S., and Chan C.C., “A new design approach for axial-field electrical machine, IEEE Trans., PAS-99(4): pp. 1679-1685, 1980.
- [23] Chan C.C., “Axial-field electrical machines with yokeless armature core”, PhD Thesis, University of Hong Kong.
- [24] Jacek F. Gieras, Rong-Jie Wang and Maarten J. Kamper, "Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines", Second Edition, Springer, 2008.
- [25] T. F. Chan, L. L. Lai: “An Axial -Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.22, No.1, pp.86-94 (2007)
- [26] Jacek F. Gieras, Rong-Jie Wang and Maarten J. Kamper, "Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines", Second Edition, Springer, 2008.
- [27] Marc T. Thompson, “Practical Issues in the Use of NdFeB Permanent Magnets in Maglev, Motor, Bearings, and Eddy Current Brakes”, Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 11, 2009, pp. 1758-1767.
- [28] Liqin Ni , Dean J. Patterson and Jerry L. Hudgins, “Maximum Power Extraction from A Small Wind Turbine Using 4-phase Interleaved Boost Converter”, IEEE, 2009
- [29] Korawit Kajangpan and Bunlung Neammanee, “High Gain Double Interleave Technique with Maximum Peak Power Tracking for Wind Turbine Converter”, IEEE, 2009.
- [30] Jianlin li and Hongyan Xu, “Direct-drive wind power generator system based on Interleaved Boost converter”, IEEE, 2009.
- [31] S. Kamtip and K. Bhumkittipich, “Design and Analysis of Interleaved Boost Converter For Renewable Energy Applications”, 9th Eco-Energy and Materials Science and Engineering Symposium, Chiang Rai, Thailand 25-28 May, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [32] Korawit Kajangpan and Bunlung Neammance, “High Gain Double Interleave Technique with Maximum Peak Power Tracking for Wind Turbine Converter”, Proceedings on 6th International Conference Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2009. ECTI-CON 2009.
- [33] N. Mohan, T. M. Underland and W.P. Robins, “Power Electronics Converter Application and Design”, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [34] B.K. Bose, “MODERN POWER ELECTRONICS, Evolution, Technology, and Applications”, The Institute of Electrical and Electronics Engineer Inc, 1992.
- [35] Jou, H. L., J. C. Wu, and H. Y. Chu. 1994. “New single-phase active power.” IEE Electric Power Applications 129-134.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



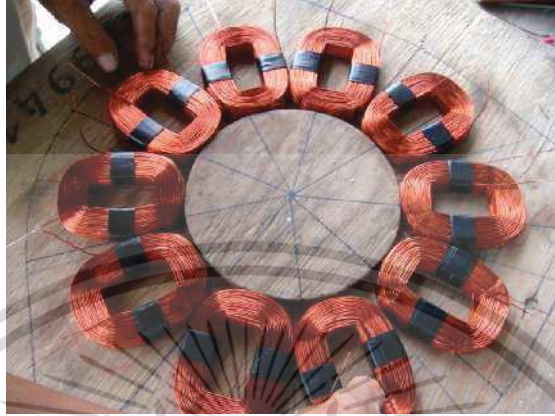
ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

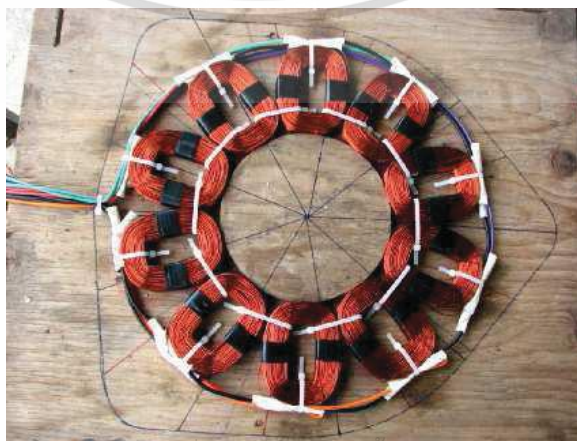
ภาพการสร้างชุดสเตเตอร์



รูปที่ ก. 1 การนำขดลวดมาเรียงเป็นรูปวงกลมเพื่อยึดขดลวดเข้าด้วยกันเป็นวงกลม



รูปที่ ก. 2 การเชื่อมต่อสายไฟทั้ง 5 เฟส



รูปที่ ก. 3 การเก็บสายทั้ง 5 เฟสที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูที่งานเพื่อลดค่าใช้จ่ายในการไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก. 4 นำชุดขดลวดวางลงบนใยแก้ว



รูปที่ ก. 5 เทสารหล่อแบบลงบนชุดขดลวดอีกครั้ง



รูปที่ ก. 6 นำชุดขดลวดที่ทำการหล่อแบบแล้วไปทิ้งไว้ให้แห้งสนิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพการสร้างชุดโรเตอร์



รูปที่ ก. 7 นำแม่เหล็กถาวรชนิด NdFeB grade 50 มาเตรียมวางบนแผ่นจานหมุนโรเตอร์



รูปที่ ก. 8 การจัดวางแม่เหล็กลงบนแผ่นเหล็กที่สมบูรณ์



รูปที่ ก. 9 เทสารหล่อลื่นลงบนแผ่นแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก. 10 ทาสีกันสนิมที่แผ่นแม่เหล็ก

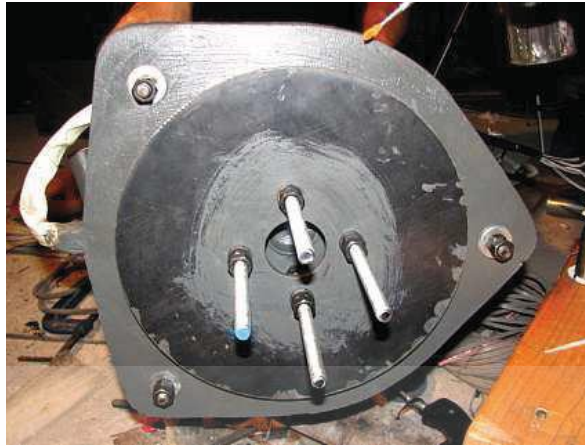


รูปที่ ก. 11 ชันยึดด้วยเหล็กเกลียวตลอดให้ครบทั้ง 4 ตัว



รูปที่ ก. 12 ทำการปรับระยะห่างระหว่างชุดแม่เหล็กที่ 2 และชุดสเตเตอร์ แล้วขันน็อตยึดให้แน่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก. 13 การประกอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่สมบูรณ์



รูปที่ ก. 14 การเก็บสายไฟของ ชุดบริดจ์เรกติไฟร์ที่สมบูรณ์ด้านหลัง



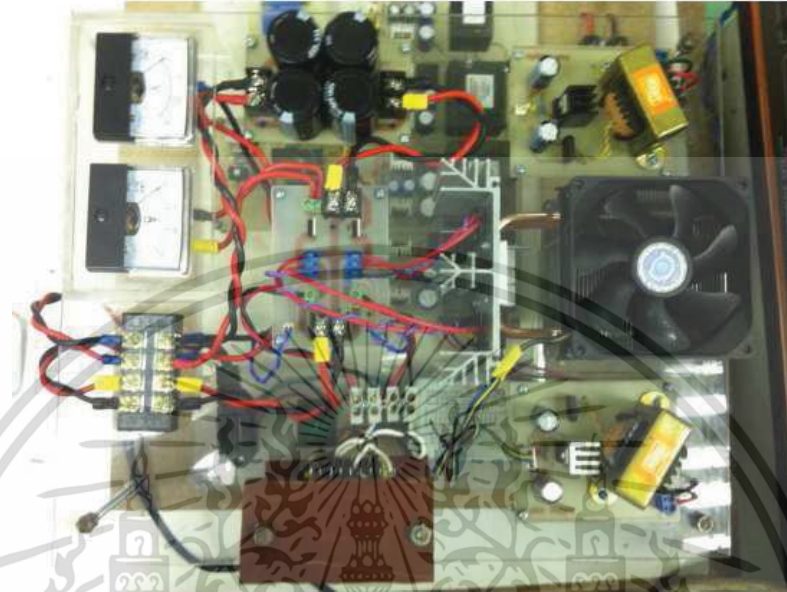
รูปที่ ก. 15 เครื่องกำเนิดไฟฟ้า 5 เฟส แบบเส้นแรงแม่เหล็กพุ่งตามแนวแกนเพลาดันแบบที่นำมาวางบนรางเหล็กเพื่อสะดวกในการนำมาทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพวงจรบอร์ดคอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง



รูปที่ ข. 1 การลงอุปกรณ์ในวงจบบอร์ดคอนเวอร์เตอร์ทำงานสลับกัน 2 ทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

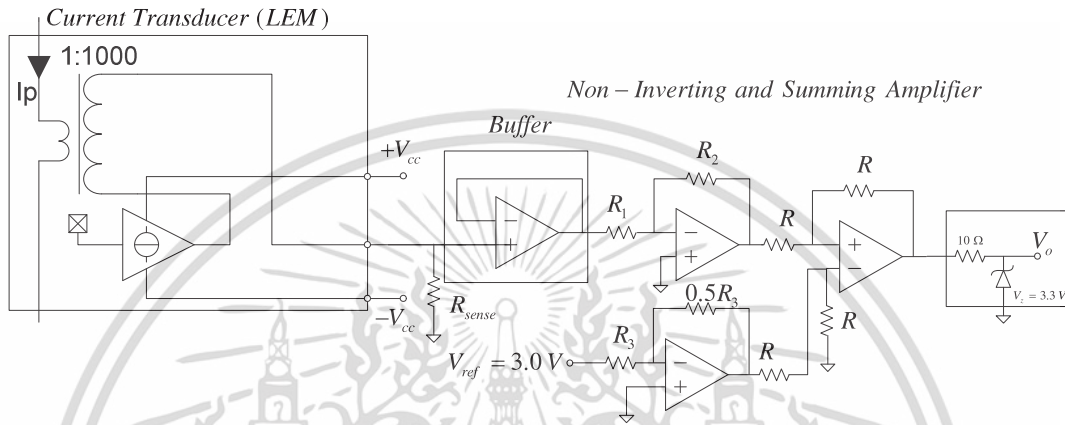


ภาคผนวก ค.
การสร้างตัวตรวจจับสัญญาณต่างๆ ทางไฟฟ้าของระบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพการออกแบบวงจรตรวจจ็กระแสและแรงดัน

การออกแบบวงจรตรวจจ็กระแสและแรงดัน สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วน โดยแบ่งออกเป็นวงจรตรวจจ็กระแส วงจรตรวจจ็แรงดันไฟสลับ และวงจรตรวจจ็แรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ดังแสดงในรูปที่ ค.1 ถึง ค.3

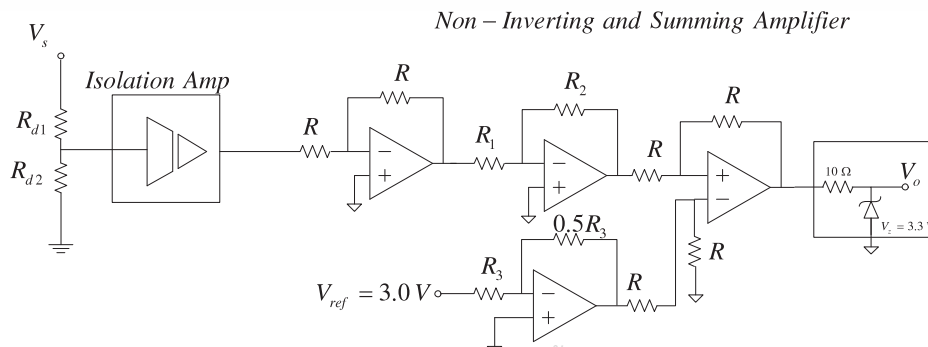


รูปที่ ค.1 วงจรตรวจจ็กระแสโดยใช้ Current Transducer แบบ Hall Effect

$$V_o = \frac{-I_p R_{sense} R_2}{1000 R_1} + 1.5 \quad (ค.1)$$

$$sensitivity = \frac{V_o}{I_p} = \frac{R_{sense} R_2}{1000 R_1} \text{ Volts / Amp} \quad (ค.2)$$

การออกแบบวงจรตรวจจ็กระแสสามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ ค.1 และสามารถอธิบายแรงดันขาออกและค่าความไวของวงจรตรวจจ็กระแสได้ดังสมการที่ (ค.1) และ (ค.2) ตามลำดับ โดยส่วนประกอบหลักๆ จะแบ่งออกเป็นตัวเซนเซอร์และวงจรปรับขนาดและยกระดับสัญญาณเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านการวัด และยกระดับสัญญาณเหมาะสมสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ให้สามารถวัดค่าได้ทั้งซีกบวกและซีกลบของสัญญาณกระแส

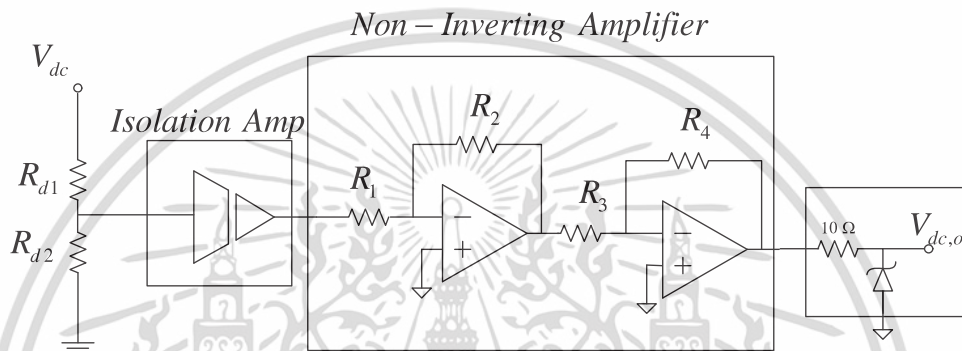


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ค.2 วงจรตรวจจับแรงดันไฟสลับโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมและวงจรกำลัง

$$V_o = \frac{V_s R_{d1}}{(R_{d1} + R_{d2})} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) + 1.5 \quad (\text{ค.3})$$

$$\text{Gain} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_{d1}}{(R_{d1} + R_{d2})} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (\text{ค.4})$$



รูปที่ ค.3 วงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมและวงจรกำลัง

$$V_{dc,o} = \frac{R_2 R_4 R_{d2}}{R_1 R_3 (R_{d1} + R_{d2})} V_{dc} \quad (\text{ค.5})$$

วงจรตรวจจับแรงดันไฟสลับ และวงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง สามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ ค.2 และ ค.3 ตามลำดับ โดยจะใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณแรงดัน ปรับขนาดและยกระดับสัญญาณโดยใช้วงจร Non-Inverting and Summing Amplifier แต่สำหรับวงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงจะไม่ได้ยกระดับสัญญาณ สามารถอธิบายแรงดันขาออกและอัตราขยายของวงจรได้ตั้งสมการที่ (ค.3) ถึง (ค.5) ส่วนรูปการลงอุปกรณ์จริงของวงจรตรวจจับกระแสและแรงดัน แสดงดังรูปที่ ค.4



รูปที่ ค.4 การลงอุปกรณ์จริงของวงจรตรวจจับกระแสและแรงดัน

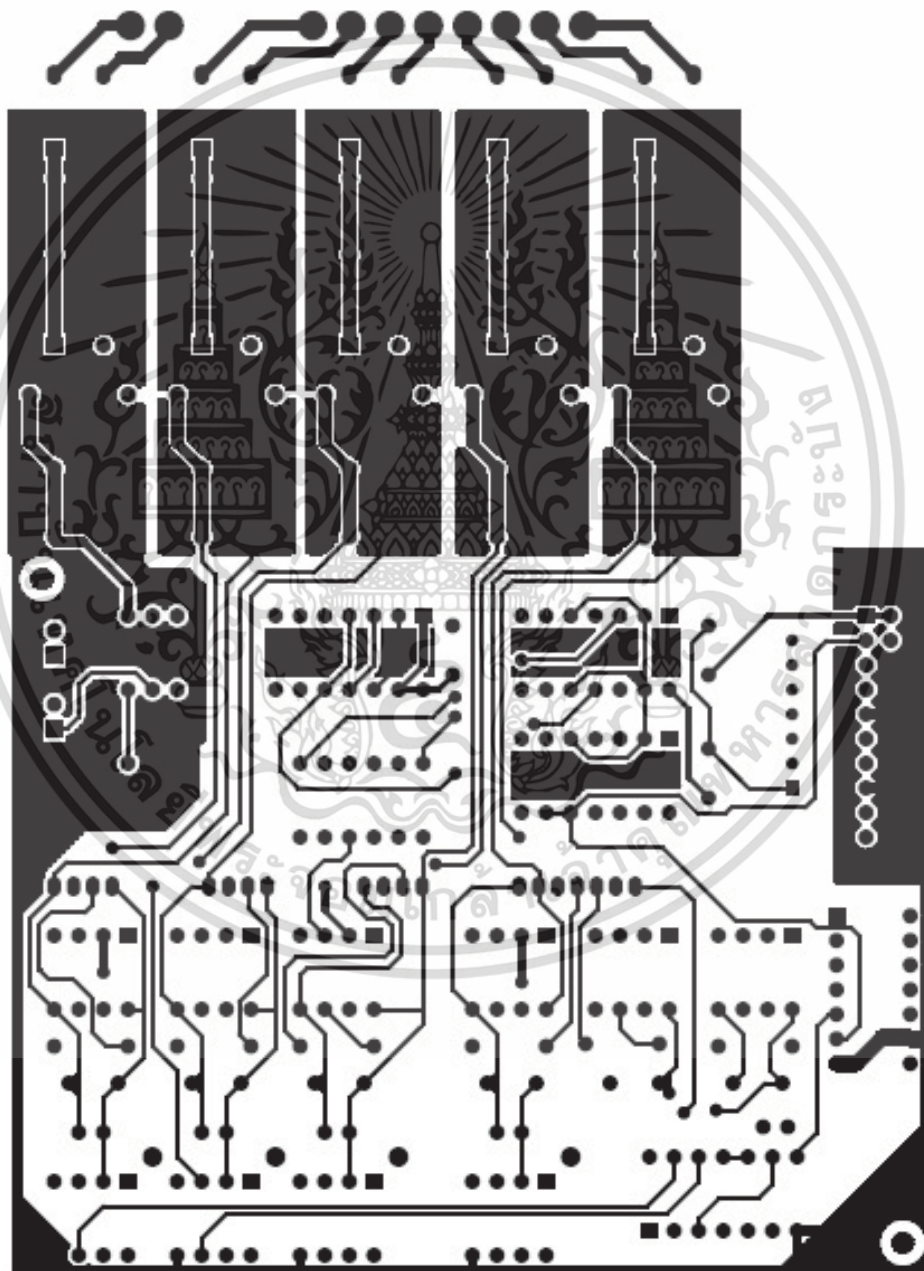


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



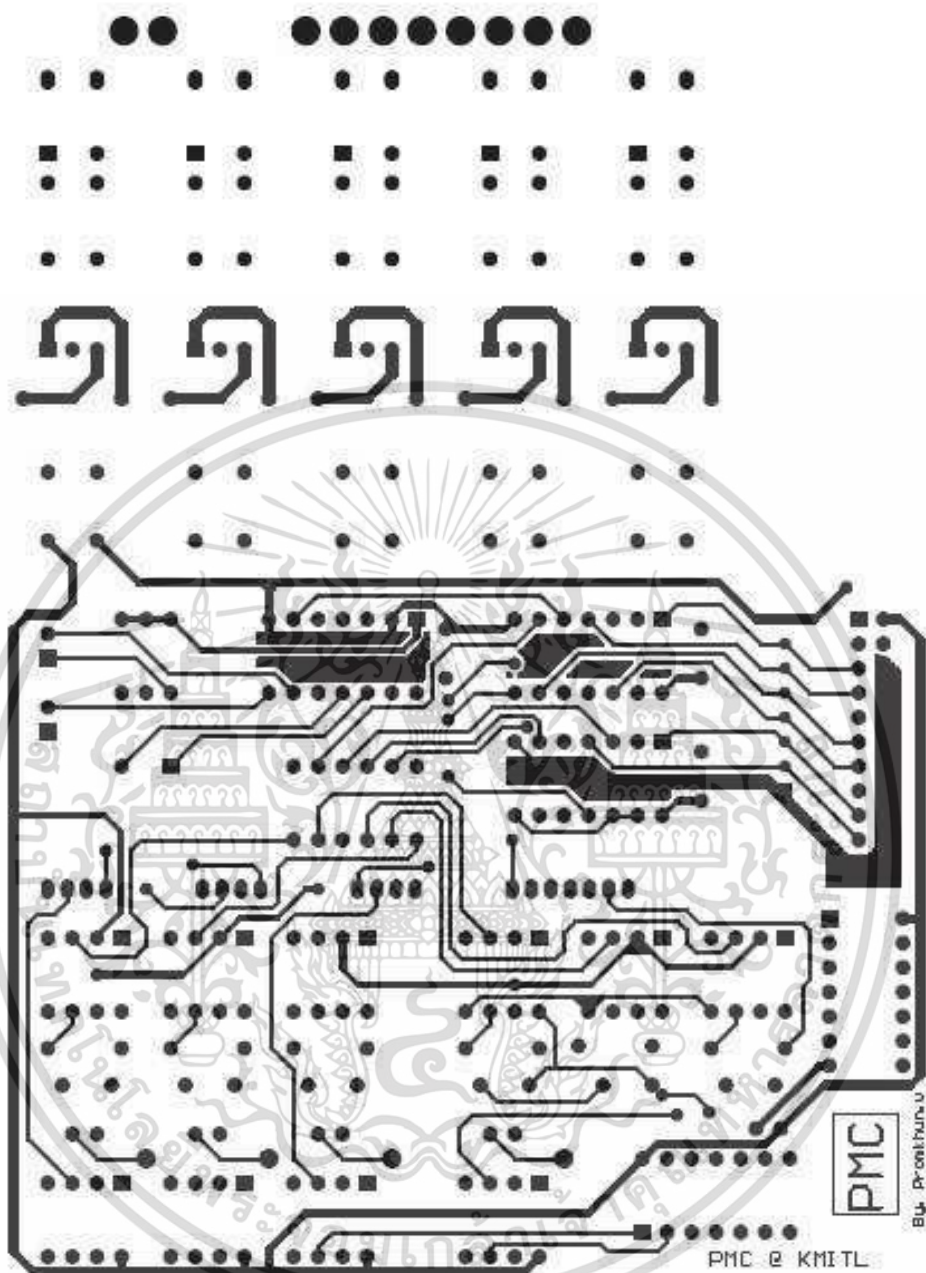
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลายทองแดงด้านล่างของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120 แสดงในรูปที่ ง.1 ส่วนในรูปที่ ง. 2 แสดงลายทองแดงด้านบนของวงจรขับเคลื่อน ส่วนรูปที่ ง. 3 ได้แสดงลายทองแดงทั้งด้านบนและด้านล่างของวงจร ในรูปที่ ง. 4 ได้แสดงภาพสามมิติของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120 และในรูปที่ ง. 5 แสดงการลงอุปกรณ์จริงของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120 ตามที่ได้ออกแบบวงจรข้างต้น ส่วนรูปที่ ง. 6 แสดงไอจีบีที IPM Module เบอร์ PM25RSB120



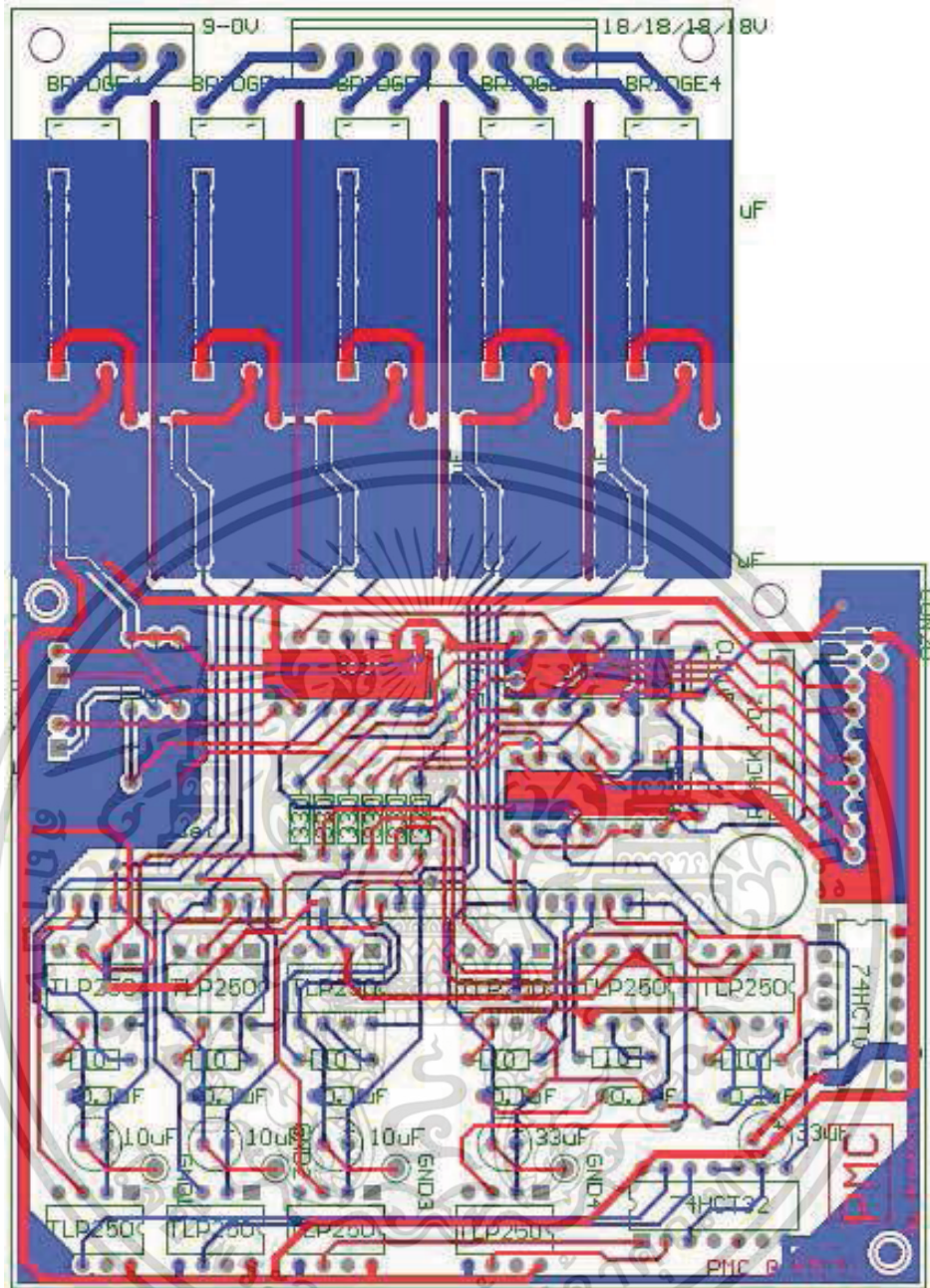
รูปที่ ง. 1 ลายทองแดงด้านล่างของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



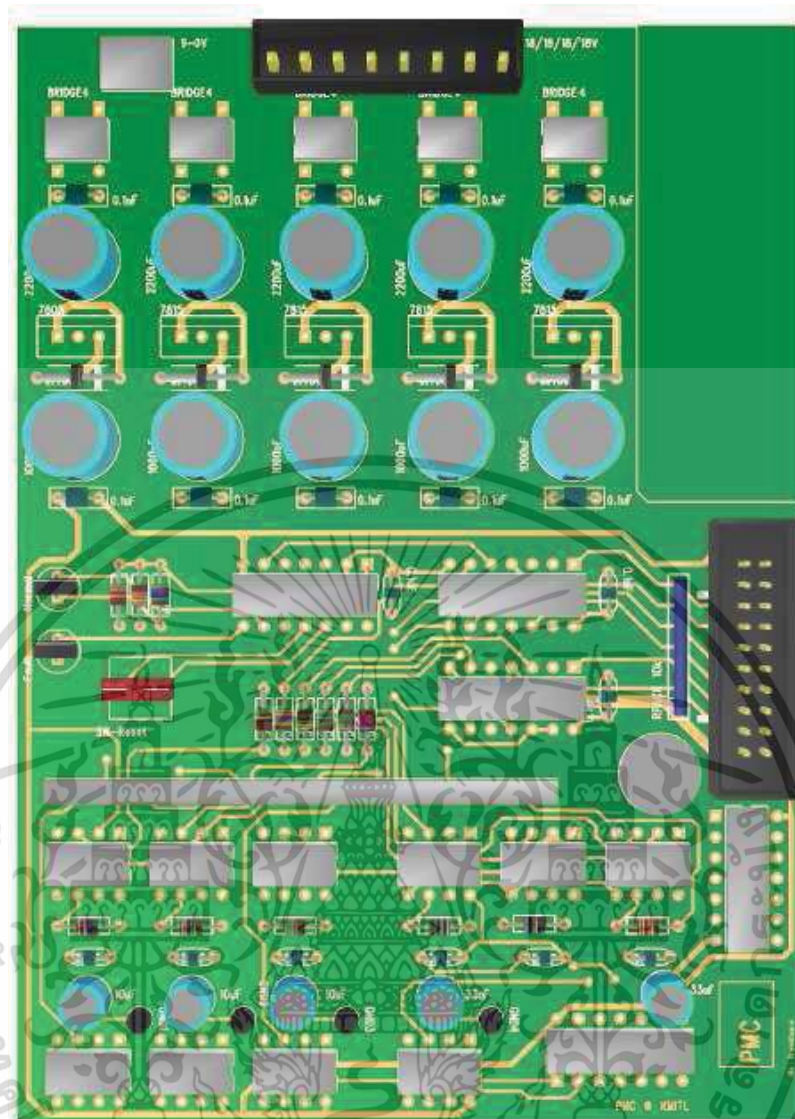
รูปที่ ง. 2 ลายทองแดงด้านบนของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง. 3 ลายทองแดงด้านบนและด้านล่างของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

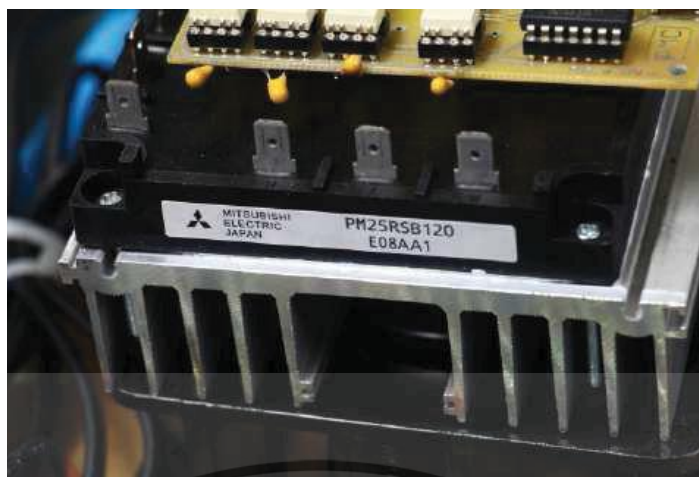


รูปที่ ๔. ภาพสามมิติของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120



รูปที่ ๕. การลงอุปกรณ์จริงของวงจรขับเคลื่อน IPM Module เบอร์ PM25RSB120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง. 6 ไอจีบีที IPM Module เบอร์ PM25RSB120



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลิตภัณฑ์ **Digital Oscilloscope (YOKOGA)**

รุ่น **DL1540 /DL (4 Channel)**

รายละเอียด **150 MHz Analog Bandwidth**

200 MS/s on two channel

8 bit vertical resolution

DC to 30 MHz, 850V

(DC+AC peak)2% DC accuracy,

Internal low pass filter



ผลิตภัณฑ์ **Power Quality Analyzer (FLUKE)**

รุ่น **FLUKE 43B**

รายละเอียด **5 to 600 Vrms. 1.00 to 1000 Arms**

Up to 600 kw., 6 Hz to 99.9 Hz.

8 bit vertical resolution

Indicates fundamental to 13th harmonics

Measures crest factor, PF, DPF, K-factor

%THDi, %THD-R



ผลิตภัณฑ์ **Digital Multimeter**

รุ่น **Fluke 115/EFSP**

รายละเอียด

- Maximum Voltage Between any Terminal and Earth

Ground 600V

- Surge Protection 6kV peak per IEC 61010-1 600 VCAT

III, Pollution Degree 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลิตภัณฑ์ **Current Probe (FLUKE)**

รุ่น **80i-110s AC/DC**

รายละเอียด **10mV/A, 100mV/A**

Input 100A peak Max

Frequency: DC to 100 kHz .(@3 db)

Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III



ผลิตภัณฑ์ **True RMS Multimeter**

รุ่น **LM 1005**

รายละเอียด • **Total rms value (RMS-AC+DC)**

- Ripple rms value (RMS-AC)
- Arithmetic mean value (AV-AC+DC)
- Permanent moving moving-coil

instrument class 1.5 / double scale

Scale 1: measurement range 0 - 10

Scale 2: measurement range 0 - 3

- Internal resistance: current path

10mOhm, voltage path 10MOhm

Voltage ranges: 3; 10; 30; 100; 300;

1000V

- Current ranges: 0.1; 0.3; 1; 3; 10; 30A

Crest factor: 10

- Measurement accuracy: 2%
- Operating voltage: 230V, 50Hz
- Dimensions: 210 x 90 x 130mm
(WxHxD)
- Weight: 1kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	<p>ผลิตภัณฑ์ Differential Probe (YOKOGA)</p> <p>รุ่น 700925</p> <p>รายละเอียด 1/10V, 1/100V</p> <p>500V Peak Max</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ PZ4000 Power Analyzer</p> <p>รายละเอียด</p> <ul style="list-style-type: none"> - Wide measurement bandwidth (DC, up to 2 MHz). - Accurate capturing of input waveforms using high-speed (maximum 5 MS/s) sampling. - Voltage and current waveform display and analysis functions to enable power calculations on fluctuating inputs. - Harmonic analysis (up to 500th order) and Fast Fourier Transform (FFT) functions to enable high-frequency power spectrum analysis. - Multiple channel, synchronized measurements using multiple units and Master-Slave trigger function simplifies complex investigations. - Environmentally friendly design based on YOKOGAWA's Guidelines for Designing Products for the Environment and Criteria for Environmental Assessment in Product Design. - Sensor input module option enables evaluation of motor efficiency and total efficiency including the motor drive.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International Review of Electrical Engineering (IREE)

Contents

Identification Estimated with Bat Search Algorithms for Modeling of Inverter System <i>by Viritpol Vacharapanich, Dhirayut Chenwidhya, Naris Pratinthong, Krissanapong Kirtikara</i>	80
Investigation of a Switched Reluctance Generator Using the Voltage Pulse Width Modulation Method <i>by P. Thongbrasri</i>	89
Vibration-Signature-Based Inter-Turn Short Circuit Identification in a Three-Phase Induction Motor Using Multiple Hidden Layer Back Propagation Neural Networks <i>by Sawitri D. R., Heryanto M. A., Suprijono H., Purnomo M. H., Kusumoputro B.</i>	98
The Fault-Tolerant Generator for Vehicles with a Hybrid Power Plant Design and Optimization <i>by Ismagilov F., Vavilov V., Yushkova O., Bekuzin V., Veselov A.</i>	107
Integrated and Simultaneous Model of Power Expansion Planning with Distributed Generation <i>by Rabmat A. Al Hasibi, Sasongko P. Hadi, Sarjiya</i>	116
Comparative Study between Genetic Algorithms and Iterative Optimization for Economic Dispatch of Practical Power System <i>by Mansour Abu Siam, Omar Mobamed, Hassan Al-Nazer</i>	128
A Battery Energy Storage System Control Technique with Ramp Rate and C-Rate Parameter Consideration for AC Microgrid Applications <i>by Krisada Prompinit, Surin Khomfoi</i>	137
Experimental Data Based Current Transformer Mathematical Simulation in Micro-Cap Program <i>by Denis B. Solovev</i>	149
Single-Phase Grid Connected Axial Flux Permanent Magnet Generator System with Harmonic Mitigation Functionality for Various Types of Nonlinear Loads <i>by Poonsri Wannakarn, Vijit Kinnares</i>	157
Assessment of the Impact of Dynamic Rating on Reliability Indices of Level II Systems <i>by Alvaro A. Zambrano, Javier A. Rosero</i>	165

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Praise Worthy Prize

Single-Phase Grid Connected Axial Flux Permanent Magnet Generator System with Harmonic Mitigation Functionality for Various Types of Nonlinear Loads

Poonsri Wannakarn¹, Vijit Kinnarees²

Abstract – This paper proposes the implementation of a single-phase low cost grid connected axial flux permanent magnet (AFPM) generator system with harmonic mitigation functionality for various types of nonlinear loads. The design, construction and testing of the AFPM generator are given. The method of current reference calculation derived from a combination between power transfer and harmonic compensation for nonlinear loads is described. The synchronization with the grid does not require phase locked loop(PLL). It employs a simple technique based on a sinusoidal look-up table. The whole converter system is implemented on a low cost dsPIC30F4011 microcontroller. The simulation and experimental results confirm the validity of the proposed system under various conditions. **Copyright © 2018 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.**

Keywords: Permanent Magnet Generator, Harmonic Compensation, Nonlinear Loads, Synchronization

I. Introduction

An AFPM generator is widely used in directly wind systems for low speed since it offers several advantages such as lightweight, small size, simple mechanical construction, easy maintenance, good reliability, high efficiency, and absence of moving contacts[1]. Direct-coupled wind turbine AFPM generators offer various advantages such as mechanical gear elimination, low maintenance and installation, low noise and quick response to the wind fluctuations and load variations. As a consequence, the AFPM generator seems to be attractive for low speed direct-driven solutions[2]. Various types of AFPM topologies can be found in [3]-[7], for wind applications.

There are two means of use namely stand-alone for remote areas where a grid is not available and grid connection for supplemental energy. Unlike a self-excited induction generator for stand-alone applications suffering from overvoltage and over current problems and undergoing the process of voltage build up, the AFPM generator does not need capacitors to provide excitation[1]. Generally for large-scale grid connection applications, induction generators and synchronous generators play an important role. The small scale AFPM generator is likely to be employed for a wind energy conversion system. Most of applications of AFPM generator are used for stand-alone. For a grid connected system, there are a few publications. A single-phase multifunctional voltage controlled grid-connected photovoltaic(PV) system offering power transfer and power quality conditioner functionality for voltage dip and harmonic compensation can be found in [8].

However this technique is somewhat complicated. Although a single-phase half bridge grid-connected converter offers switching count reduction in a front end of a grid connected asymmetrical two-phase induction generator, the DC link voltage is too high with high ripple [9]. A single-phase grid-connected system using vector control of active and reactive power was proposed in [10]. However asymmetrical sinusoidal grid current waveform is present due to lack of elimination of the dc component for some nonlinear load types. Although there are so many publications focused on grid-connected converters, a simple control technique for a grid-connected AFPM generator system offering satisfied operation under various conditions has not been reported yet. The proposed AFPM generator is a laboratory made set which is formed by a twin permanent magnet rotor disk. Five-phase stator windings are fitted in a stationary disk. It can be easily built in a laboratory[11]. In this paper, the designed AFPM is used to convert mechanical energy from wind energy into electrical energy. Then, the electrical energy is transferred to the grid and nonlinear loads by using a converter system consisting of an interleave boost converter and a multifunctional inverter.

The proposed system for wind energy applications is shown in Figure 1. The main system consists of a five-phase axial flux permanent magnet (AFPM) generator including a full-bridge diode rectifier, a two-channel interleave boost converter, and a single-phase full bridge IGBT inverter connected to a grid and nonlinear loads. The full-bridge diode rectifier converts such AC voltage to DC voltage. Two-channel interleave boost converter increases DC voltage level with low ripple.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

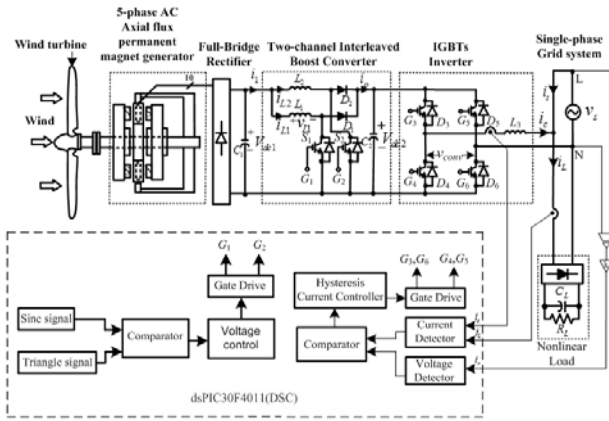


Fig. 1. Proposed system for wind energy applications

At point of common coupling there is nonlinear load. Each type of nonlinear loads such as a single-phase diode bridge rectifier with R-C load and a fully controlled type bridge rectifier with R-L load is considered. Each nonlinear load connected to the single-phase grid system has low power factor and high total harmonic current distortion. The whole control system is implemented on a low cost dsPIC30F4011 microcontroller.

II. Design, Construction and Testing of 5-Phase AFPM Generator

AFPM generator parameters are given in Table I. The 5-phase laboratory AFPM generator was designed to generate electrical power.

A rotation part consists of twin rotor disks fitting 12 pieces of magnet bar per disk (i.e. 12 poles) on the outer edge of the two disks. Each magnetic bar is arranged with 30 degrees between each other producing axial fluxes as shown in Figure 2.

Concentrated type stator coils consist of 10 sets which two sets are connected in series to be five-phase coils and one end of those is connected together to be neutral and the other ends are terminals as shown in Figure 3.



Fig. 2. Magnetic bars glued on two rotor disks

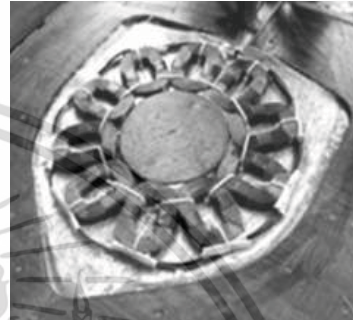


Fig. 3. Stator coils of 5-phase AFPM generator

The prototype of a 5-phase AFPM generator set which the stator is between two rotor disks is shown in Figure 4.

A simplified per phase equivalent circuit of an AFPM generator[1] is shown in Figure 5.



Fig. 4. Prototype of the 5-phase AFPM generator.

TABLE I
SOME DESIGN RESULTS OF 5-PHASE AFPM GENERATOR

Symbol	Parameters	Value
J	Current density in the conductor	4 A/mm ²
$I_{ph,max}$	Maximum output current per phase	2 A
N_{coil}	Number of stator coils	10 coils
P	Number of magnetic pole per disk	12 poles
A_p	Cross section of magnetic pole	0.001 m ²
B_m	Maximum flux density of linking coil	1.27 T
R_a	Armature resistance value per phase	5.363 Ω
X_a	Armature reactance value per phase	4.20 Ω
-	Wire size	SWG.21

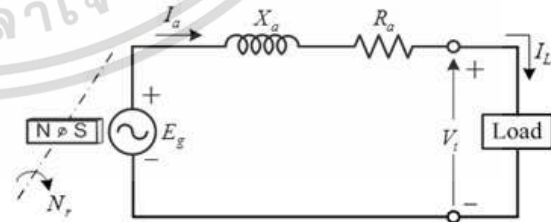


Fig. 5. Simplified equivalent circuit of an AFPM generator.

Per phase induced voltage[3] can be expressed as

$$E_g = 4.44k_w N_{ph} \phi_{\delta 1} \left(\frac{N_r P}{120} \right) \quad (1)$$

where k_w is the fundamental winding coefficient, N_{ph} is the

number of turns of stator coils per phase, $\phi_{\delta 1}$ is the fundamental flux per pole, P is the number of magnetic pole per disk and N_r is the rotor speed. The per phase terminal voltage can be determined by:

$$V_t = E_g - I_a (R_a + jX_a) \quad (2)$$

where I_a is the armature current of stator coils per phase.

III. Design and Testing of Two-channel Interleave Boost Converter

Due to low AC induced voltage of the generator and in order to increase DC voltage with small size of the filter capacitor C_1 at the output, the two-channel interleave boost converter is employed. There are two parallel converter channels but operate in an interleave mode and a continuous mode.

The first channel consists of L_1 , D_1 and S_1 whilst the second channel is composed of L_2 , D_2 and S_2 . In the analysis, the boost converter is assumed without any loss. The DC output voltage can be determined as:

$$V_{dc2} = \frac{V_{dc1}}{1-D} \quad (3)$$

where V_{dc1} is the DC input voltage of the two-channel interleave boost converter and D is the duty cycle. The proposed two-channel interleave boost converter is designed with parameters which duty $D = 0.5$, capacitor C_2 is equal to 1320 μF , inductor L_1 and L_2 are equal to 4.8 mH and rated current output current (I_0) is 10 A. The switching frequency is 10 kHz.

IV. Power Transfer and Various Types of Nonlinear Loads

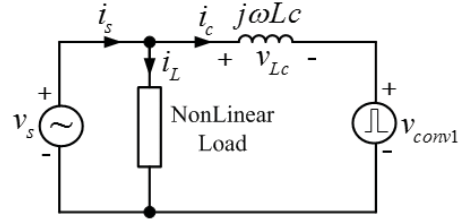
IV.1. Power Transfer

An inverter connected to a single-phase grid system in the proposed system offers multi-functional operation namely power transfer and harmonic mitigation. An equivalent circuit for power transfer between the single-phase grid voltage (V_s) and the fundamental component of the inverter output voltage V_{conv1} including a nonlinear load and its corresponding phasor are shown in Figures 6.

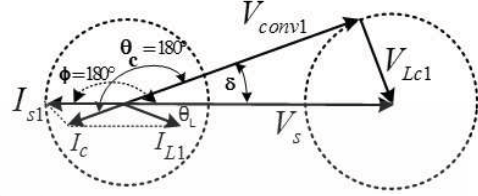
For inversion mode with unity power factor, where θ_c is the angle between the converter voltage and the converter current at fundamental frequency, the real power and the reactive power of the converter can be expressed as follows:

$$P_c = V_{conv1} I_{c1} \cos \theta_c \quad (4)$$

$$Q_c = V_{conv1} I_{c1} \sin \theta_c \quad (5)$$



(a)



(b)

Figs. 6. (a) Equivalent circuit of power transfer including a nonlinear load. (b) phasor diagram in an inversion mode with unity power factor

From the equivalent circuit of Figure 6(a), using Kirchhoff's Current Law (KCL), the current equation can be written as:

$$i_s(t) = i_c(t) + i_L(t) \quad (6)$$

The fundamental converter current in a phasor quantity can be expressed as:

$$I_{c1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_c} \quad (7)$$

where $V_s \cos \delta = V_{conv1}$ (see Figure 6(b)). Using (4), (5) and (7), the real power and the reactive power transferred from the converter to the single phase-grid system and the nonlinear load at fundamental frequency can be written as follows:

$$P_c = \frac{V_s^2}{\omega L_c} (1 - \cos \delta) \cos \delta \cos \theta_c \quad (8)$$

and:

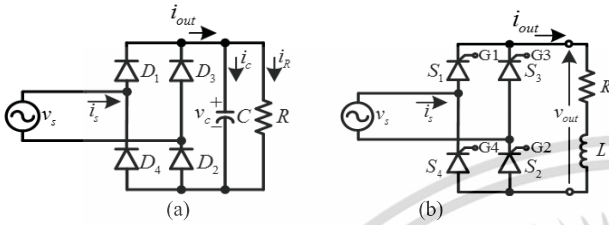
$$Q_c = \frac{V_s^2}{\omega L_c} (1 - \cos \delta) \cos \delta \sin \theta_c \quad (9)$$

In this work, the reactive power is kept at zero. Consequently θ_c is 180° and the sign of the real power is negative which means that the converter delivers the real power to the nonlinear loads and the grid.

IV.2. Various Nonlinear Loads

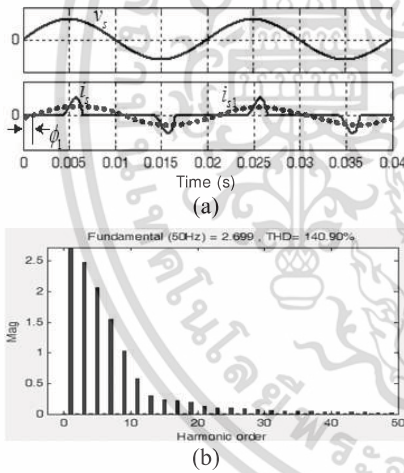
There are several types of nonlinear loads for a single-phase system. Four types which are common used in industrial and residential applications are considered.

Type I is a single phase diode bridge rectifier with R-C load as shown in Figure 7(a) widely used in many applications for a front end converter like switching power supplies, UPS, variable speed drives etc. Type II is a fully controlled thyristor bridge rectifier with R-L load as shown in Figure 7(b) which is widely used for two-quadrant DC motor drives. Typical current waveforms and corresponding harmonics for each nonlinear load type and a certain load level can be given as follows.



Figs. 7. (a) Single-phase diode bridge rectifier with R-C Load: Type I. (b) Fully controlled thyristor bridge rectifier with R-L load: Type II

The waveforms of v_s and i_s for the single-phase diode bridge rectifier with R-C Load are shown in Figure 8(a) and the corresponding harmonic spectrum of the source current is shown in Figure 8(b). It consists of odd harmonics with high distortion about 141 % in this case.

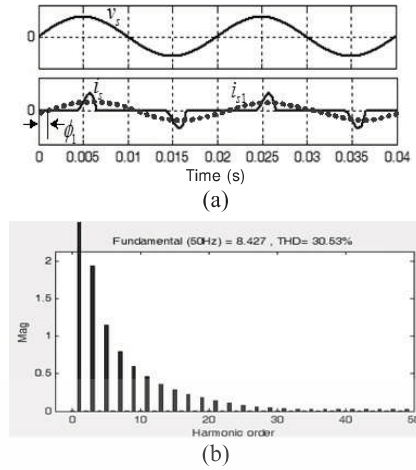


Figs. 8. (a) Waveform of v_s , i_s and i_{s1} of single-phase diode bridge rectifier with R-C Load, Scale: Time(5ms/div), v_s (500V/div), i_s and i_{s1} (10A/div). (b) Harmonic spectrum of source current for single-phase diode bridge rectifier with R-C Load

The Fourier series of the load current can be expressed as:

$$I_L = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin n(\omega t - \phi_1) \quad (10)$$

where C_n is the amplitude of the n^{th} harmonic current and ϕ_1 is the phase angle between fundamental voltage and current. The waveforms of v_s and i_s for the single-phase fully controlled thyristor bridge rectifier with R-L load and the corresponding load current harmonics are illustrated in Figure 9(a) and Figure 9(b), respectively.



Figs. 9. (a) Waveform of v_s , i_s and i_{s1} for single-phase thyristor bridge rectifier fully controlled with R-L load, Scale: Time(5ms/div), v_s (500V/div), i_s and i_{s1} (10A/div). (b) Harmonic spectrum of source current for single-phase thyristor bridge rectifier fully controlled with R-L load

The Fourier series of the load current for the fully controlled type thyristor bridge rectifier with R-L load can be given as:

$$I_L = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin n(\omega t - \theta_n) \quad (11)$$

where θ_n is the phase shift angle depending on the delay angle α for the n^{th} harmonic. It is composed of odd harmonics.

V. Reference Current Calculation

The method for generating reference current is modified from [12] dealt with only a single active filter functionality. The proposed block diagram of a current control method for dealing with multifunctional operation is shown in Figure 10. The voltage and current sensors with isolation are used to achieve appropriate voltage and current for a microcontroller via A/D. The principle of a current control method for power transfer and harmonic mitigation functionality for any type of nonlinear loads is as follows. Purely sinusoidal source voltage is given as:

$$v_s(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (12)$$

Single-phase nonlinear load current for any type of a nonlinear load can be given in the Fourier series equation as:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (13)$$

The reference sinusoidal equation is represented as:

$$i_r(t) = \sin(\omega t) \quad (14)$$

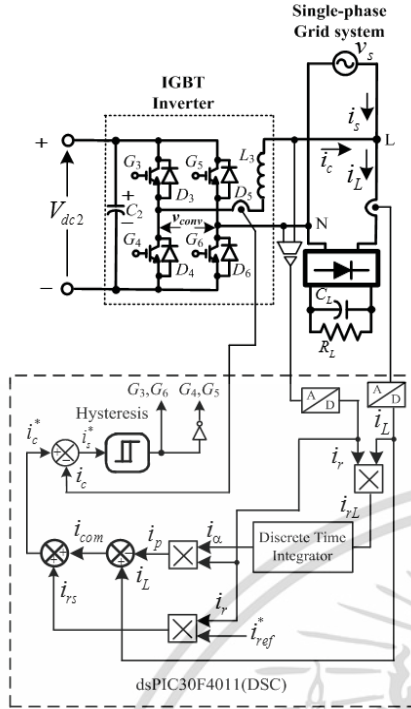


Fig. 10. Block diagram of current control and main power circuit

The amplitude of the real part of the fundamental load current can be represented as in Eq. (15):

$$i_{\alpha} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) i_r(t) dt \quad (15)$$

$$= I_1 \cos \phi_1$$

The real part of the fundamental load current can be obtained by multiplying i_{α} by $i_r(t)$ and it is represented as:

$$i_p = i_{\alpha} i_r(t) \quad (16)$$

$$= I_1 \cos \phi_1 \sin(\omega t)$$

The sinusoidal current representing required power to be transferred to the grid and the load can be obtained by multiplication between dc component (i_{ref}^*) representing the peak current and sinusoidal reference current (i_r) as:

$$i_p = i_{\alpha} i_r(t) \quad (17)$$

$$= I_1 \cos \phi_1 \sin(\omega t)$$

The harmonic compensation current can be obtained by subtracting (16) from (13). It is shown as:

$$i_{com} = i_L(t) - i_p(t) \quad (18)$$

The required reference current can be obtained by the sum of the sinusoidal current representing the required reference transferred power and the harmonic compensation current. It can be represented as:

$$i_c^* = i_{rs}(t) + i_{com}(t) \quad (19)$$

$$= i_{rs}(t) + i_L(t) - i_p(t)$$

$$= i_{ref}^* i_r(t) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) - I_1 \cos \phi_1 \sin(\omega t)$$

This current will be a reference for hysteresis current control to generate PWM signals for the main power circuit. These equations will be used in the dash line box of the control as shown in Figure 10 for implementing on a low cost dsPIC30F4011 digital signal processor.

VI. Program Design

To achieve the functions as described earlier of the single-phase grid connected AFPM generator system, the flowchart for programming PIC microcontroller is shown in Figure 11.

A look up table contains 500 per unit sinusoidal values. This is highly sufficient resolution for sinusoidal synthesis equivalent to 40 μ s sampling time which the Timer 2 controls. Initially, port, timer, ADC, DAC are set. ADC values of the grid voltage signal, the load current signal, and the converter current signal are read every 30 μ s, controlled by Timer 1. The synchronization with the grid voltage is performed by zero crossing check. Then the look-up table of the sinusoidal values is read every 40 μ s controlled by Time2. Whenever the zero crossing is detected, the sinusoidal values will be read at the beginning of the look-up table. Then the read sinusoidal value will be used in subroutine of I_c compensation for calculating the reference current and bang-bang hysteresis current control for generating gate signals of the main power circuit, respectively. Then DAC values of the grid voltage signal, the load current signal, and the converter current signal are sent to a monitor for displaying those signals. If the request of the manual stop is not present, the process will return.

VII. Simulation and Experimental Results

The experimental setup is shown in Figure 12. Various load conditions have been tested. The rotor speed is kept constant at 1000 rpm. The DC input voltage is 200 V which is the output of the AFPM generator and the DC link voltage is 400 V which is the output of the two-channel interleaved boost converter greater than the peak grid voltage.

For a case of Type I, the simulation and experimental results for grid voltage v_s , grid current i_s , converter current i_c , nonlinear load current i_L are shown in Figure 13(a) and Figure 13(b), respectively. Both simulation and experimental results are almost identical. The grid current is nearly sinusoidal with low THD and out of phase with respect to the grid voltage. It means that the converter delivers active power to the grid and the load. These results confirm the correctness of the proposed system. The harmonic spectra and % THD of the grid current from

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

the simulation and experiment are shown in Figure 14(a) and Figure 14(b), respectively. They are in a good agreement. Low order harmonic contents are mitigated compared to Figure 8(b).

For a case of Type II, the simulation and experimental results for v_s , i_s , i_c , i_L are shown in Figure 15(a) and Figure 15(b), respectively.

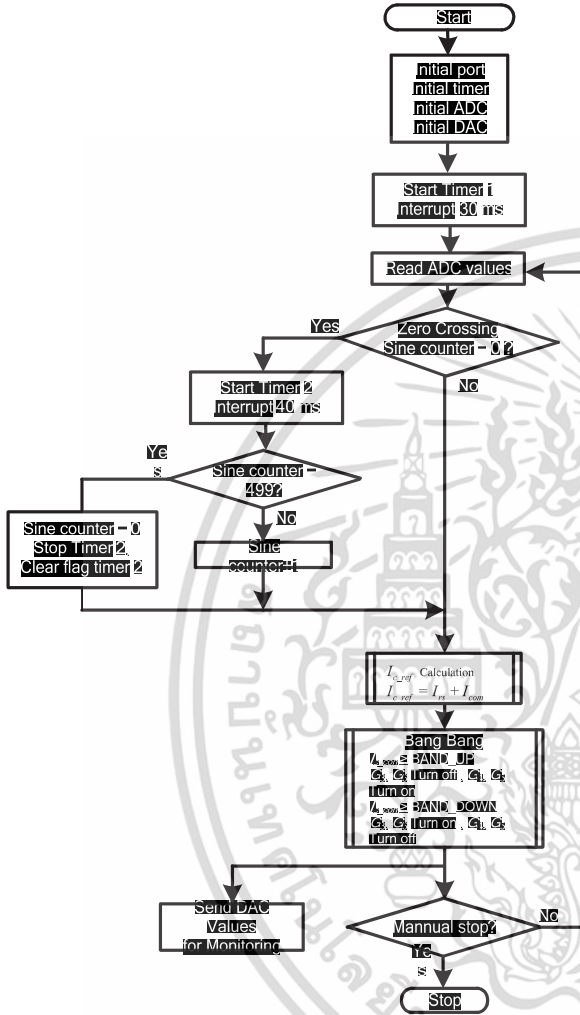


Fig. 11. Flowchart for programming PIC microcontroller

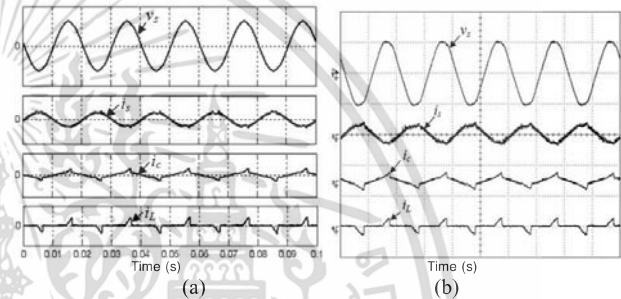


Fig. 12. Photograph of the proposed system

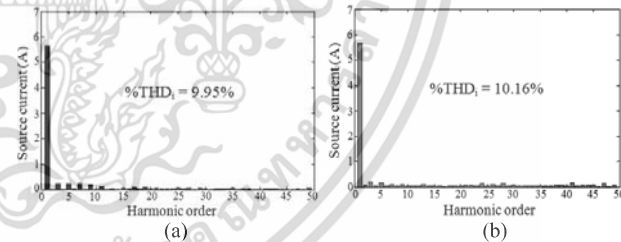
Again they are almost identical. The firing angle (α) is about 10 degrees resulting in continuous load current. The grid current is nearly sinusoidal and out of phase with respect to the grid voltage. Also these results confirm the correctness of the proposed system.

The harmonic spectra and %THD of the grid current from simulation and experimental results shown in Figure 16(a) and Figure 16(b), respectively. They are in a good agreement. Low order harmonic contents are mitigated compared to Figure 9(b).

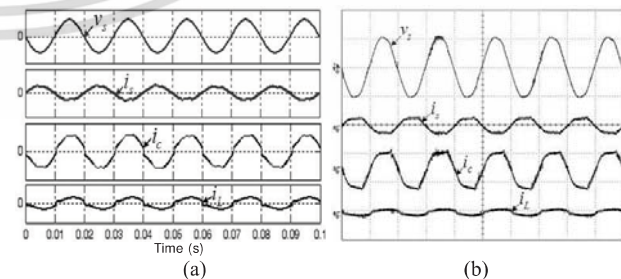
For a step change in current command (i.e increase and decrease), the voltage, current and instantaneous power waveforms of the grid when rotor speed of the AFPM generator operates at 1000 rpm are shown in Figure 17(a) and Figure 17(b), respectively. Clearly experimental results are in accordance with simulation results. They confirm that the proposed system operates satisfactorily in dynamic response.



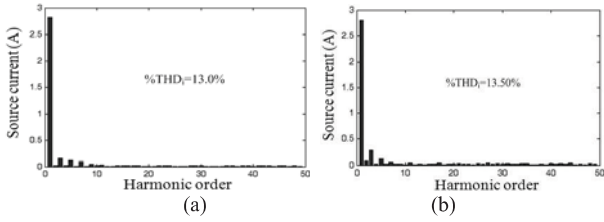
Figs. 13. (a) Simulation results for v_s , i_s , i_c , i_L in case of a Type I nonlinear load, scale: Time(10ms/div), v_s (500V/div), i_s (20A/div), i_c (50A/div), i_L (20A/div). (b) Experimental results for v_s , i_s , i_c , i_L in case of a Type I nonlinear load, Scale: Time (10ms/div), v_s (300V/div), i_s (20A/div), i_c (50A/div), i_L (20A/div)



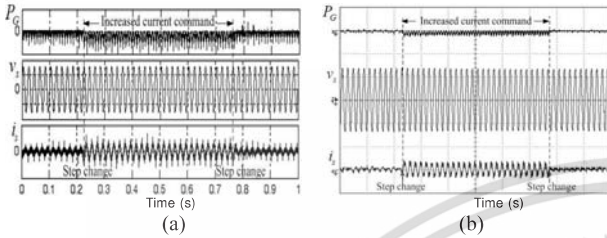
Figs. 14. (a) Simulated harmonic spectrum of the grid current (b) measured harmonic spectrum of the grid current



Figs. 15. (a) Simulation results for v_s , i_s , i_c , i_L in case of a Type II nonlinear load, scale: Time(10ms/div), v_s (500V/div), i_s (10 A/div), i_c (10A/div), i_L (10A/div). (b) Experimental results for v_s , i_s , i_c , i_L in case of a Type II nonlinear load, scale: Time(10ms/div), v_s (300V/div), i_s (10 A/div), i_c (10 A/div), i_L (10 A/div)

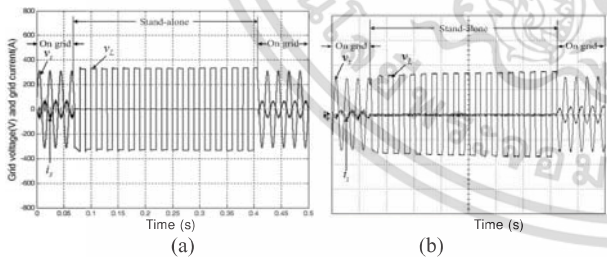


Figs. 16. (a) Simulated harmonic spectrum of the grid current. (b) measured harmonic spectrum of the grid current



Figs. 17. (a) Simulated waveforms of grid voltage, grid current and instantaneous grid power, Scale: Time (100ms/div), v_s (200V/div), i_s (10 A/div) and P_G (2000 W/div). (b) measured waveforms of grid voltage, grid current and instantaneous grid power; scale: Time(100ms/div), v_s (200V/div), i_s (10A/div) and P_G (2000 W/div)

In order to verify the proposed simple synchronism performance, a transition between off and on grid is performed. Figure 18(a) and Figure 18(b) show the grid voltage and current during on and off grid, respectively. Note that during the off grid or stand-alone operation, the load voltage waveform (output converter) is square wave which its amplitude depends on the speed of the generator. This is because of the current control mode. A voltage control mode for stand-alone operation is beyond the scope of this paper. The simulation and experimental results are again in accordance. During the transition from stand alone operation to grid connection operation, the system can synchronize with the grid without loss of synchronism.



Figs. 18. (a) Simulation waveforms of the grid voltage and current during the transition between on grid and stand alone, scale: Time(50ms/div), v_s (200V/div), v_L (200V/div), i_s (10 A/div). (b) measured waveforms of grid voltage and grid current during the transition between on and off grid, scale: Time(50ms/div), v_s (200V/div), v_L (200V/div), i_s (10 A/div)

VIII. Conclusion

This paper has dealt with the implementation of a single-phase system grid connection for an axial flux permanent magnet(AFPM) generator with harmonic mitigation functionality for various types of nonlinear

loads. The synchronization technique is simple. The design, construction and testing of a 5-phase AFPM generator have been given. The theoretical power transfer and nonlinear load characteristics have been described. Various conditions have been investigated. All simulation and experimental results are in closely good agreement. According to the results, the proposed system is able to operate correctly under various conditions. However the weak points of the proposed system are moderate total harmonic distortion of the grid current due to the limitation of digital control of hysteresis band and lack of constant DC link voltage control.

Acknowledgements

The authors gratefully acknowledge national science and technology development agency (NSTDA) and electricity generating authority of Thailand (EGAT) for financial support, project code numbers: P-13-00843. Also this work was supported in part by the Thailand Research Fund under grant No. IRG5780006.

References

- [1] Chan, T. F., and L. L. Lai. 2007. "An Axial -Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 86-94.
- [2] Abdel, Karim N., G. Barakat, and B. Dakyo. 2008. "Evolutionary design optimization of axial flux permanent magnet windgenerator." *Proceeding of the International conference on Electrical Machines*.
- [3] Gieras, Jacek F., Rong-Jie Wang, and Maarten J. Kamper. 2008. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines, in *Principles of AFPM Machines*: 2nd ed. Springer.
- [4] Chen, Yicheng., and Pragasen Pillay. 2005. "Axial-Flux PM Wind Generator with A Soft Magnetic Composite Core." *IEEE Transactions on Industrial Applications* 231-237.
- [5] Yicheng Chen, Pragasen Pillay. 2005. "PM Wind Generator Topologies." *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No.6, 1619-1626.
- [6] Chalmers, B.J., W. Wu, and E. Spooner. 1999. "An Axial-Flux Permanent-Magnet Generator for a Gearless Wind Energy System." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 251-257.
- [7] Park, Yu-Seop., Min-Mo Koo, Seok-Myeoung Jang-Young Choi, and Dae-Joon You. 2015. "Performance Evaluation of Radial- and Axial-Flux PM Wind Power Generators With Mechanical Energy Storage System." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 237-245.
- [8] Mastromauro, Rosa A., Marco Liserre, Tamas Kerekes, and Antonio Dell' Aquila. 2009. "A Single-Phase Voltage-Controlled Grid-Connected Photovoltaic System With Power Quality Conditioner Functionality", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 4436-4444.
- [9] Papol Sardyoung and Vijit Kinnares. 2018. "Control of a converter system for an asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive operating in motoring and generating modes." *Journal-Chinese Institute of Engineers*, 41(2), 1-12.
- [10] Samerchur, S., S. Premrudeepreechacharn, Y. Kumsuwun, and K. Higuchi. 2011. "Power Control of Single-Phase Voltage Source Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems." *IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition (PSCE)* 1-6.
- [11] Park, Yu-Seop., Seok-Myeoung Jang, Ji-Hwan Choi, Jang-Young Choi, and Dae-Joon You. 2012. "Characteristic Analysis on Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator Considering Wind Turbine Characteristics According to Wind Speed for Small-Scale Power Application." *IEEE Transactions on Magnetics* 2937-2940.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

- [12] Jou, H. L., J. C. Wu, and H. Y. Chu. 1994. "New single-phase active power." *IEE Electric Power Applications* 129-134.

Authors' information

^{1,2}Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

E-mails: w_poonsri@hotmail.com
kkwijit@kmitl.ac.th



Poonsri Wannakarn He received M.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. His research interests include renewable energy systems, power electronics, motor drives and application of power electronic in system.



Vijit Kinnares (*Member, IEEE*) He received the B.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, and M. Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. Ph.D. degree in Electrical engineering University of Nottingham, England.

His research interests include renewable energy systems, Power Electronics, Electric Drives, Industrial power electronics and application of power electronic in system.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



The 9th IEEE International Conference on
Power Electronics and Drive Systems
IEEE PEDS 2011

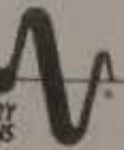
The Amara Hotel, Singapore
5-8 December 2011

Conference Programme



IEEE

IAS
IEEE INDUSTRY
APPLICATIONS
SOCIETY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Microcontroller based Grid Connected Inverter for Axial Flux Permanent Magnet Generator

P. Wannakarn and V. Kinnares

Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 11520, Email: w_poonsri@hotmail.com , kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract-This paper presents a single-phase grid connected inverter for an axial flux permanent magnet generator. The power is transferred by using a microprocessor based IGBT inverter to a 220V, 50Hz single-phase supply via a transformer. The five phase axial flux permanent magnet generator provides dc voltage through five bridge diode rectifier sets. The converter circuit operation is described. The performance of the proposed axial flux permanent magnet generator under various speeds and loads is demonstrated. The system performance is investigated which appears satisfactory.

Keywords- axial flux permanent magnet generator; inverter

I. INTRODUCTION

Generally, applications of an axial flux permanent magnet (AFPM) machine can be found in wind and hydro turbines. The axial flux permanent magnet machines are formed by a rotor disc carrying magnets that produce an axial flux and a stator disc containing the phase windings. Many variations in this basic are possible including single-side in [1], double-side in [2], torus in [3] and multi-disc designs in [4]. This paper proposes the constructed axial flux permanent magnet generator aimed at applying to a wind energy conversion system. It is designed and constructed on the basis of the two-rotor and one stator topology, where a single stator is placed between two permanent magnet (PM) rotor discs, as shown in Fig. 1.

The proposed system for the axial flux permanent magnet generator to transfer energy to a single-phase grid is shown in Fig. 2, a full bridge IGBT inverter is used to control power transfer. The control method used for the converter operating in an inverting mode is hysteresis current control [5,6]. The reference current is set to be out of phase and synchronized with the mains supply voltage reference. The required power to be transferred can be controlled by a current command. A dsPIC30F4011 Digital Signal Controller (DSC) is used for all processing and controlling the system.

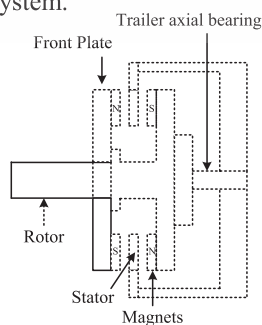


Fig. 1 Two-rotor and one stator topology of axial flux magnet generator

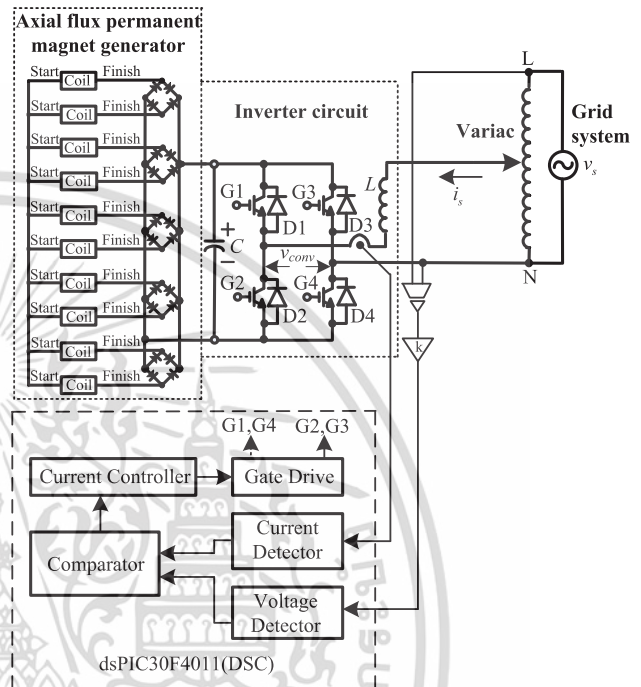


Fig. 2 Proposed grid connected system for the axial flux permanent magnet generator.

II. AFPM GENERATOR DESIGN

A. The induced voltage of winding in a generator

The induced voltage of a concentrated winding per phase can be determined by

$$E_f = 4.44k_w N_{ph} \phi_{\delta 1} (N_r / 60) \quad (1)$$

where k_w is the fundamental winding coefficient, N_{ph} is the number of turns of stator coils per phase, $\phi_{\delta 1}$ is the fundamental flux per pole and N_r is the rotor speed of the generator.

B. The fundamental flux per pole of AFPM Generator

The fundamental flux per pole can be determined by

$$\phi_{\delta 1} = AB \quad (2)$$

Where A is the cross section of pole and B is the maximum flux density of linking coil.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C. Design parameters of AFPM Generator

Table I shows the parameter details obtained from the design results of the AFPM.

TABLE I
DESIGN PARAMETERS OF THE PROPOSED AFPM GENERATOR

Axial Flux Permanent Magnet Generator	
Parameter	Value
Current density in the conductor	4 A/mm ²
Bridge rectifiers	35A-700V per phase
Maximum output current	10 A
Copper conductors	S.W.G. 21
Number of coils of stator	10 turns
Number of turns of stator coils per phase	300 turns
Number of poles	12 poles
Cross section of pole (A)	0.018 m ²
Maximum flux density of linking coil (B)	0.5 T
Fundamental winding coefficient	0.7
Maximum rotor speed of the AFPM generator	1500 rpm

D. Construction

The assembly of the AFPM designed as in [7], [8] is shown in Fig. 3.

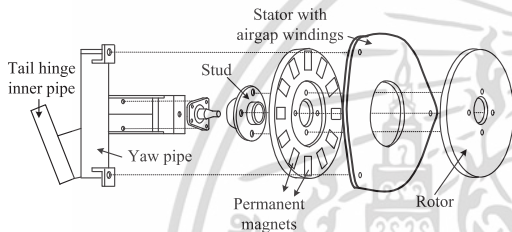


Fig. 3. Assembly of the AFPM

III. THEORETICAL POWER TRANSFER

An equivalent circuit and its corresponding phasor diagram of power transfer function between grid voltage and the output voltage of inverter (v_{conv}) is shown in Fig. 4 [9].

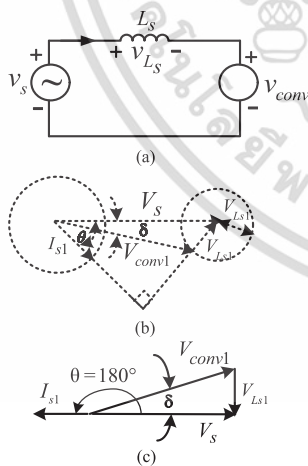


Fig. 4 (a) Equivalent circuit of the power transfer.
(b) General phasor diagram
(c) Phasor diagram in the inverting mode with unity power factor

From the equivalent circuit in the Fig. 4(a) by using KVL, the voltage equations can be written as

$$v_s = v_{conv} + v_{L_s} \quad (3)$$

$$v_{L_s} = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (4)$$

From the phasor diagram in Fig. 4(b), the following equations can be obtained.

$$V_{L_s1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (5)$$

$$V_{L_s1} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_s - V_{conv1} \cos \delta \quad (6)$$

By using (5) and (6), the actual power and reactive power transferred to the converter can be written as follows.

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (7)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (8)$$

and

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (9)$$

where I_{s1} is the fundamental current of the grid system and L_s is the inductance between the grid system and the converter.

IV. GRID CONNECTED INVERTER

As shown in Fig.5, a Single-phase full bridge inverter employs IGBT as a switching device. The current command is synchronized and out of phase with the grid. The adaptive hysteresis current control technique is used to generate PWM patterns for switching of all devices. G1 and G4 are turned on at the same time for positive pulse of PWM output voltage as G2 and G3 are turned off. For negative pulse of PWM output voltage, G2 and G3 are turned on as G1 and G4 are turned off. The inductor is used between the converter and the grid to allow power flow between different characteristic sources. The variac is used to step up AC voltage for the reason of low DC voltage of the AFPM and arbitrary of setting appropriate AC voltage for any speed of the AFPM.

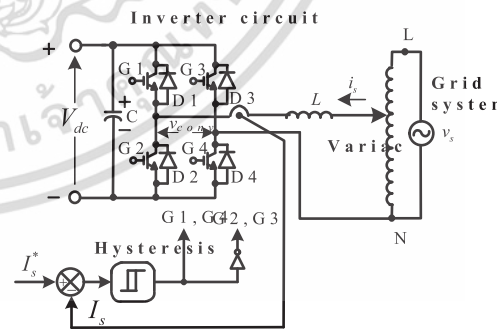


Fig. 5 Block diagram of hysteresis current control in the inverter circuit

For example, as shown in Fig.6, the actual current tracks the reference within hysteresis bandwidth. In a switching period, when the actual current hits the lower hysteresis bandwidth at point 1, the PWM pulse is generated leading to turn on of G1 and G4. As a consequence the PWM output voltage is switched from $-V_{dc}$ to $+V_{dc}$ resulting in an increase of the actual current until it hits the upper

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบให้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

hysteresis bandwidth at point 2. As a result, the PWM pulse will be generated leading to turn on of G2 and G3. As a consequence, the PWM output voltage is switched from $+V_{dc}$ to $-V_{dc}$ leading to a decrease of the actual current until it reaches the lower hysteresis bandwidth at point 3 in which the switching process for a period is complete. Then, the next cycle of a switching process will be repeated.

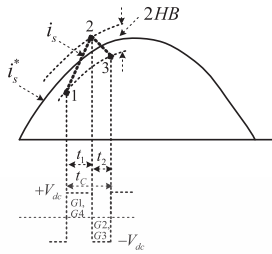


Fig. 6 Actual current waveform and PWM output voltage

Note that due to inherent current control, the switching frequency varies over a fundamental period. This is disadvantage of the adaptive PWM current control. However it offers simplicity of control. In order to get better understanding of the circuit operation for whole fundamental period in the inverting mode. The conduction interval for each device in the main circuit can be seen in Fig.7. The corresponding circuit operation can also be seen in Fig. 8. The operation modes of the inverter can be described as follows.

(a) Mode 1: The converter voltage v_{con} is equal to $-V_{dc}$ since G3 and G2 are switched on whilst the current flows from the grid to DC link source through D2 and D3. As a consequence, at this interval the DC source absorbs energy from the grid.

(b) Mode 2: The converter voltage v_{con} is equal to $+V_{dc}$ because G1 and G4 are turned on. With the conduction of G1 and G4, the current flows from DC link source to the grid. As a consequence, at this interval the DC source delivers energy to the grid.

(c) Mode 3: The converter voltage v_{con} is equal to $-V_{dc}$ because G2 and G3 are turned on. The current flows from DC link source to the grid via G3 and G2. At this interval the energy is transferred from the DC link source to the grid.

(d) Mode 4: The converter voltage v_{con} is equal to $+V_{dc}$ since G1 and G4 are switched on whilst the current flows from the grid to the DC link source through D1 and D4. As a consequence, at this interval the DC source absorbs energy from the grid.

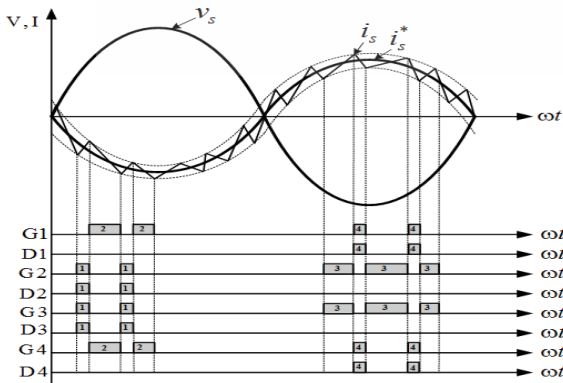
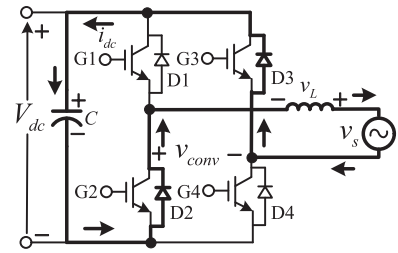
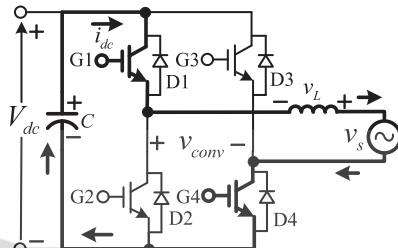


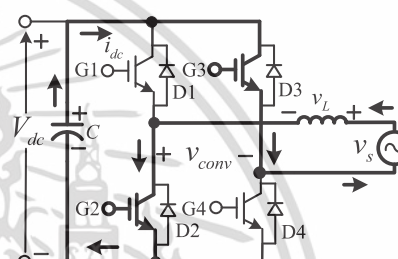
Fig 7. Switched mode converter model inverting mode type



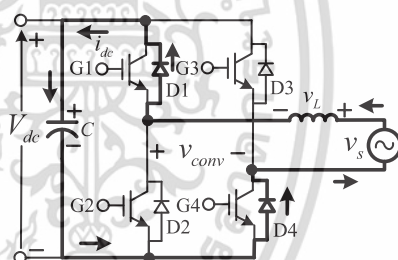
(a) Inverting Mode 1



(b) Inverting Mode 2



(c) Inverting Mode 3



(d) Inverting Mode 4

Fig. 8 Switched mode converter of power transfer between inverter and the grid voltage in inverting mode.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Experimental setup of the proposed system is shown in Fig. 9. A servo motor drive is used as a prime mover to emulate wind energy.

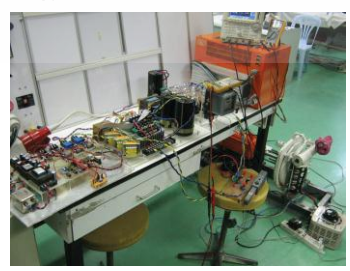


Fig 9. Photograph of the proposed system

The testing results of the proposed AFPM under various speed and loads are demonstrated in Figs. 10 and 11 for DC output power, and DC output voltage, respectively.

ไม่ว่าการนี้ใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

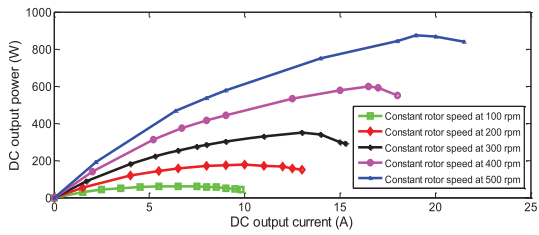


Fig. 10 DC output power versus dc output current of the AFPM under various loads and constant rotor speed at 100, 200, 300, 400 and 500 rpm .

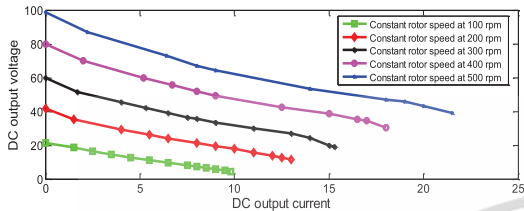


Fig. 11 Variations of DC output voltage with dc output current of the AFPM under various loads at constant rotor speed of 100,200, 300,400 and 500 rpm.

From Fig.10, as can be seen that when increasing loads, the output power increases until it reaches maximum point. After that the output power decreases. The higher value of the speed, the higher power can be obtained. From Fig. 11, the capability of voltage regulation can be seen. When increasing loads, the output voltage gradually decreases. Fig. 12 illustrates the AC grid voltage and current waveforms. The phase shift is 180 degrees. It confirms that the power is transferred to the grid with the nearly unity power factor. Fig. 13 shows current and converter voltage waveforms. The corresponding harmonic spectrum of the grid current is shown in Fig. 14. The total harmonic distortion is approximately 17.6 %.

Clearly these experimental results confirm that the proposed system is able to transfer power from the axial flux permanent magnet generator to the grid.

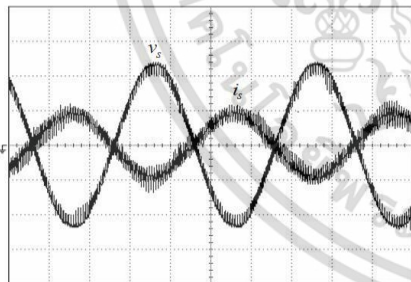


Fig. 12 Voltage and current waveforms of the grid system; Scale:50 V/div and 2 A/div respectively.

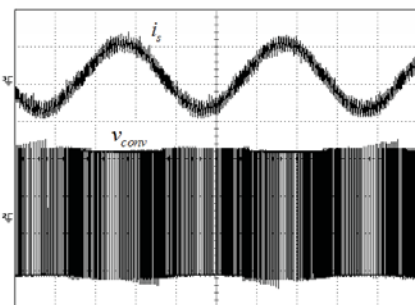


Fig. 13 Grid current and output voltage of inverter waveforms; Scale: 2 A/div and 50 V/div, respectively.

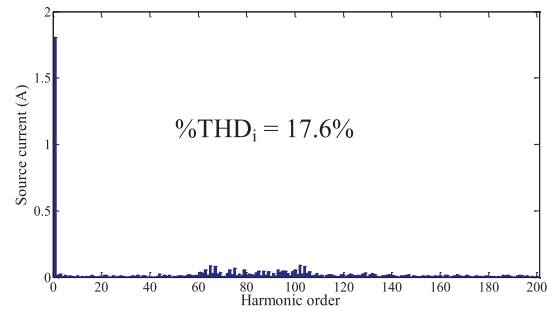


Fig. 14 Harmonic spectrum of the grid current

VI. CONCLUSION

Grid connection for an axial flux permanent magnet generator using microcontroller based inverter has been presented. The design and construction of an axial flux permanent magnet for a wind energy conversion system is given. The converter circuit operation in inverting mode is given. The proposed system is simple and able to transfer energy from the AFPM to the grid. The further work will use a boost converter to step up DC voltage obtained from the AFPM for various speeds.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to express his gratitude to 4th year undergraduate students namely Mr. Wittawat Pokasumlit, Wittawat Yousabai, Sarun Kanjanaapiban and Athikom Jenweerawat for their help in experiment.

REFERENCES

- [1] Patterson, D., and R. Spee, "The design and development of an axial flux permanent magnet brushless DC motor for a wheel drive in a solar powerd vehicle," Proc. IEEE Ind. Apps. Society Conf., Denver, 1994, vol. 1, pp. 188-195.
- [2] Brown, N., L. Haydock, and J.R. Bumby, "Foresight vehicle: A toroidal, axial flux generator for hybrid IC engine/battery electric vehicle applications," Proc. SAE Conf. paper 2002-01-089, Detroit, March 2002.
- [3] Spooner, E. and B.J. Chalmers, "TORUS: A slotless, toroidal-stator permanent magnet generator," IEE Proc. Electr. Power Appl., Nov. 1992, pp.497-506.
- [4] Kessinger, R., and S. Robinson, "SEMA-based permanent magnet electric motors for high torque, high performance," Naval Symposium on Electric Machines, Newport, RI, 1997, pp. 151-155.
- [5] B.K. Bose, "Modern Power Electronics, Evolution, Technology, and Applications", The Institute of Electrical and Electronics Engineer Inc, 1992.
- [6] B. K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System," IEEE Trans. Ind. Electronics.,vol.37, no.5,pp.402-408, 1990.
- [7] Garrison F. Price, Todd D. Batzel, Mihai Comanescu, and Bruce A. Muller, "Design and Testing of a Permanent Magnet Axial Flux Wind Power Generator," Proceeding of the 2008 IAJC-IJME International Conference, 2008.
- [8] M. Aydin, S. Huang, and T.A. Lipo. "Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines:A Review," Research Report, 2004-10.
- [9] Ned mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power Electronic Converters, Applications and Design", John Wiley and sons, Inc.,2003.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IPEC 2012
Ho Chi Minh City, Vietnam

The 10th International Power and Energy Conference

12 - 13 December 2012
Sheraton Saigon Hotel & Towers
Ho Chi Minh City, Vietnam

Organizers



Technical Co-Sponsors



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Single-Phase Grid Connected Axial Flux Permanent Magnet Generator System with Reactive Power Compensation Functionality

P. Wannakarn

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Thailand

Email: w_poonsri@hotmail.com

V. Kinnares

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Thailand

Email: kkwijit@kmitl.ac.th

Abstract— This paper presents a single-phase grid connected system with reactive power compensation functionality for an axial flux permanent magnet (AFPM) generator. The proposed system offers bi-function namely not only transfers energy generated by any kind of mechanical power sources via an AFPM but also feeds reactive power to compensate the reactive power drawn by loads. The proposed system includes 3 main parts: the 5-Phase laboratory made AC AFPM, full bridge rectifier and an IGBT full bridge inverter. A current control technique based on fixed hysteresis band is used. All control algorithms are implemented on dsPIC30F4011 Digital Signal Controller (DSC). The proposed system is able to transfer energy supplied from the proposed AFPM to a 1-phase, 50 Hz, 220 V mains supply. Apart from the power transfer, the proposed system also provides reactive power compensation for resistive-inductive load to improve power factor of the grid to nearly unity. The system performance is investigated which appears satisfactory.

Keywords-reactive power; axial flux permanent magnet generator

I. INTRODUCTION

Presently, renewable energy has been increasingly focused since non-renewable energy resources such coal, natural gas, etc. are limited [1]. In order to produce electrical energy from such renewable energy particularly wind, a suitable electrical machine is required to achieve good energy conversion. AFPM is one of the most electrical machines attractive to researchers for being applied to renewable energy due to simple structure and simple assembly [2,3]. It can be easily built in a laboratory. Generally, applications of an axial flux permanent magnet machine can be found in wind and hydro turbines. In this paper, the designed and the laboratory built AFPM is used to convert mechanical energy into electrical energy. Then, the electrical energy is transferred to the grid by using a converter system. Basically, a great deal of reactive power drawn by loads can cause low power factor resulting in power loss and under voltage of the power source. There are various ways to overcome such problems. An active power filter is considered as one of the most good methods to compensate the reactive power and to eliminate harmonic currents for non-linear loads. The proposed system can also operate as the active power filter. Both functions namely the energy transfer and reactive power compensation are available in the proposed system.

The proposed system is shown in Fig. 1. It consists of the laboratory made AFPM, a full bridge rectifier and an IGBT full bridge inverter. The current control method based on fixed hysteresis band current control is used for generating PWM signals for the inverter [4,5]. This method is simple to implement. The load current I_L and converter current I_c are used for calculating the reference current I_r . The grid voltage is also detected for synchronization and phase reference. The required active power and reactive power (VAR) can be controlled by a current command. A dsPIC30F4011 Digital Signal controller (DSC) is used for all processing.

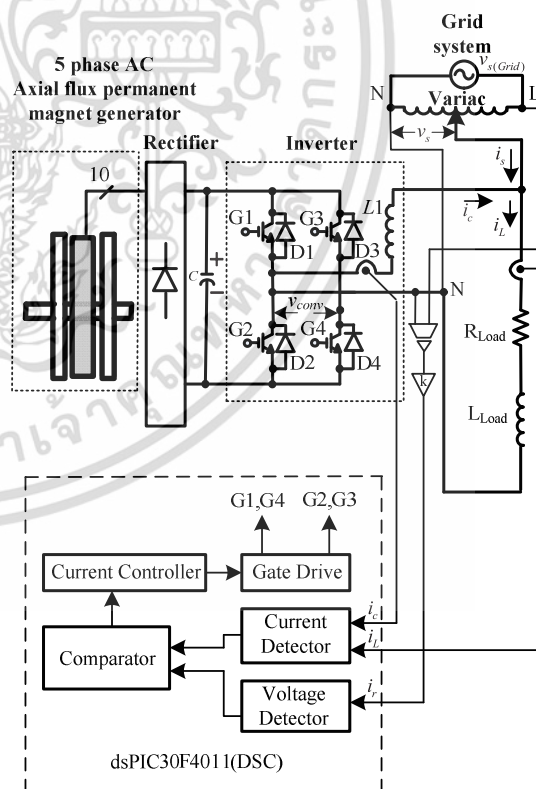


Figure 1. Proposed grid connected system for the AFPM with VAR compensation functionality.

II. PARAMETERS OF THE BUILT IN-LABORATORY AFPM Generator

Table I shows the parameter details obtained from the design results of the AFPM [6].

TABLE I. DESIGN PARAMETERS OF THE PROPOSED AFPM GENERATOR

Axial Flux Permanent Magnet Generator	
Parameter	Value
Current density in the conductor	4 A/mm ²
Bridge rectifiers	35A-700V per phase
Maximum output current	10 A
Copper conductors	S.W.G. 21
Number of coils of stator	10 turns
Number of turns of stator coils per phase	300 turns
Number of poles	12 poles
Cross section of pole (<i>A</i>)	0.018 m ²
Maximum flux density of linking coil (<i>B</i>)	0.5 T
Fundamental winding coefficient	0.7
Maximum rotor speed of the AFPM generator	1500

III. THEORETICAL POWER TRANSFER

An equivalent circuit and its corresponding phasor diagram of power transfer between the grid voltage and the output voltage of inverter (v_{conv}) [7] is shown in Fig. 2.

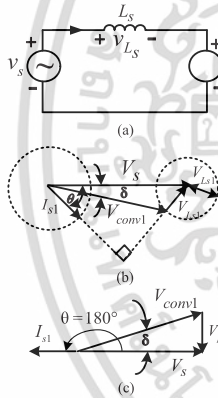


Figure 2. (a) Equivalent circuit of the power transfer. (b) General phasor diagram. (c) Phasor diagram in the inverting mode with unity power factor

From the equivalent circuit in the Fig. 2(a) by using KVL, the voltage equations can be written as

$$v_s = v_{conv} + v_{L_s} \quad (1)$$

$$v_{L_s} = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2)$$

From the phasor diagram in Fig. 2(b), the following equations can be obtained.

$$V_{L_s} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (3)$$

$$V_{L_s} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_s - V_{conv1} \cos \delta \quad (4)$$

By using (5) and (6), the actual power and reactive power transferred to the converter can be written as follows.

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (5)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (6)$$

and

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (7)$$

where I_{s1} is the fundamental current of the grid system and L_s is the inductance between the grid system and the converter.

IV. GRID CONNECTED INVERTER

The grid connected inverter acts power transfer from direct voltage source to single phase grid system via inductor and single-phase variac (autotransformer). The Block diagram of current control method and the main power circuit are shown in Fig. 3.

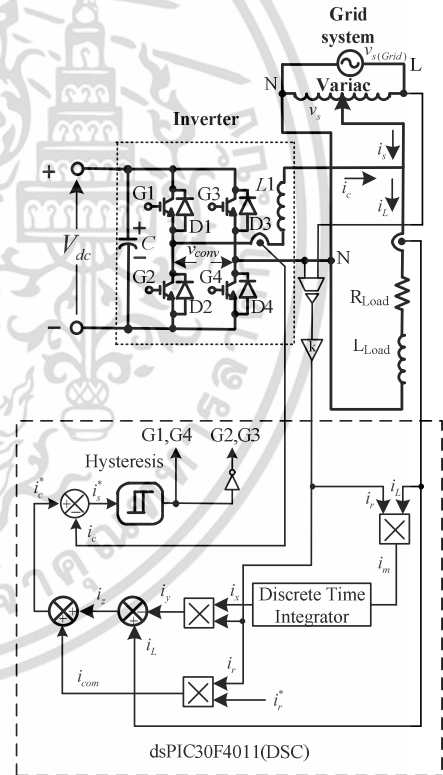


Figure 3. Block diagram of current control method and the main power circuit

The analysis of operation of the inverter circuit can be found in [6]. The principle of a control method for power transfer and reactive power compensation for linear load is modified from [8]. The related equations are as follows.

$$v_s(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (8)$$

The load current equation can be written as

$$i_L(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta) \quad (9)$$

A reference sinusoidal equation is represented as

$$i_r(t) = \sin(\omega t) \quad (10)$$

The amplitude of the real part of the fundamental load current can be represented as

$$\begin{aligned} I_x &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) i_r(t) dt \\ &= I_1 \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (11)$$

The real part of the fundamental load current can be obtained by multiplying I_x by $i_r(t)$ and it is represented as

$$\begin{aligned} i_y(t) &= I_x \cdot i_r(t) \\ &= I_1 \cos \theta_1 \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (12)$$

The reference compensation current can be obtained by subtracting in (9) from (12) and it is represented as

$$\begin{aligned} i_z(t) &= i_L(t) - i_y(t) \\ &= I_1 \sin(\omega t + \theta) - I_1 \cos \theta_1 \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (13)$$

where

v_s is the instantaneous voltage of the grid system.

V_p is the maximum voltage of the grid system.

i_r^* is the current command for current control to the grid system.

i_{com} is the reference compensation current from the reference current multiply by current command.

i_c^* is the current from sum signal of compensation current versus reference compensation current.

i_s^* is the current for control IGBTs in inverter circuit.

V. PIC PROGRAM DESIGN

To achieve the functions as described earlier of the single-phase grid connected axial flux permanent magnet generator system, the flowchart of programming PIC microcontroller is shown as Fig. 4. Initially, port, timer, ADC, DAC are set. Then the synchronization with the grid system using zero crossing is performed via ADC. The look-up table of the sinusoidal values is read. Then subroutine of Ic compensation for calculating the reference current and bang-bang hysteresis current control for generating gate signal of the main power circuit are performed respectively. These procedure will be in accordance with the block control diagram as shown in Fig. 4 which has been mentioned earlier.

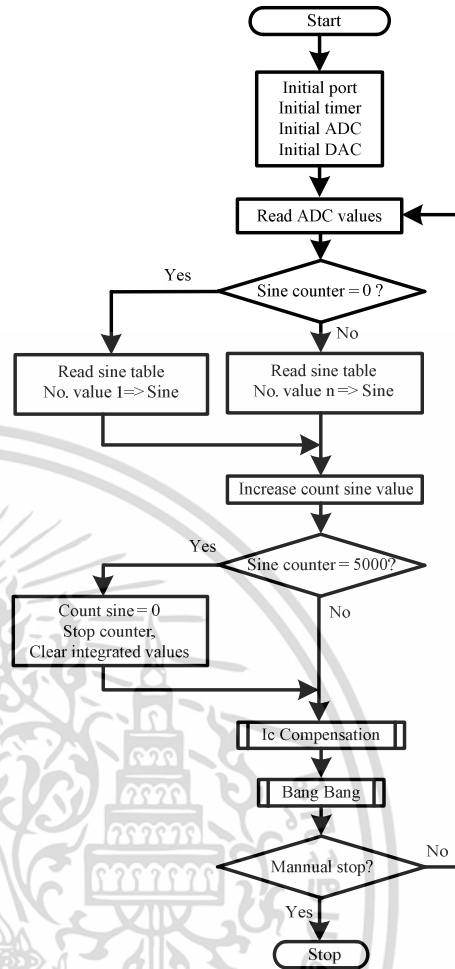


Figure 4. Program flowchart of PIC microcontroller

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental setup of the proposed system having a RL-Load connected in series ($R=12 \Omega$, $L=0.86 \text{ H}$) with the grid system at a low voltage side of a single-phase auto transformer are shown in Fig. 5. A servo motor is used providing mechanical energy to the axial flux permanent magnet generator.

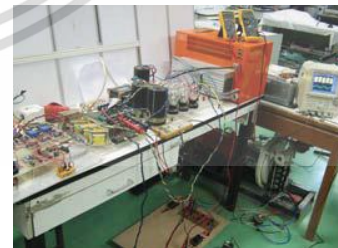


Figure 5. Photograph of the proposed system

The result of voltage and current waveforms of the grid system when keeping the rotor speed constant at 1100 rpm is shown in Fig.5. Quite clearly, the phase shift difference is equal to 89 degrees as shown in Fig. 6. It is shown that the

RL-Load absorbs both small active power and higher reactive power from the grid system. Due to dominant inductive load, the load power factor is approximately 0.02 which the load power factor is quite low.

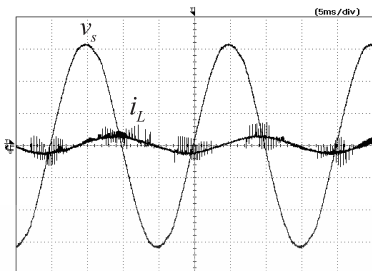


Figure 6. Voltage and current waveforms of the grid system;
Scale: 100 V/div and 2 A/div respectively at time 5 ms/div.

The output voltage and output current waveforms of the inverter are shown in Fig.7.

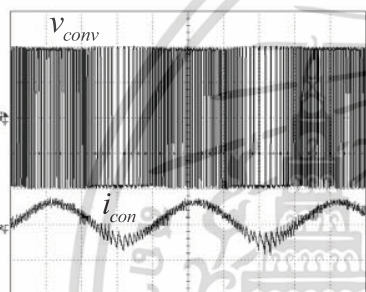


Figure 7. Output voltage and output current waveforms of inverter circuit;
Scale: 100 V/div and 5 A/div respectively at time 5 ms/div.

The grid voltage and the source current waveforms are shown in Fig. 8. Clearly the grid current is out of phase with the grid voltage. This means that the proposed system can transfer energy from the AFPM to the grid and provide the nearly unity power factor for the grid. The corresponding harmonic spectrum of the grid current is shown in Fig.9. The total harmonic distortion is approximately 12 %.

Clearly these experimental results confirm that the proposed system is able to transfer active power from the axial flux permanent magnet generator to the grid is approximately 334 watts and compensate reactive power at 50 Var with keep the grid power factor to be nearly unity.

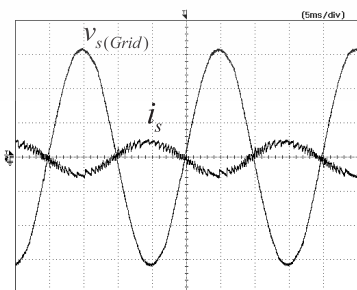


Figure 8. Voltage and current waveforms of the grid system;
Scale: 100 V/div and 5 A/div respectively at time 5 ms/div.

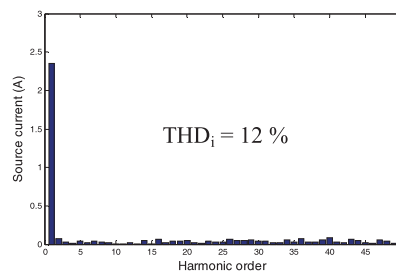


Figure. 9 Harmonic spectrum of the grid current.

VII. CONCLUSION

This paper has presented a single-phase grid connected axial flux permanent magnet generator system with bi-function for transferring energy and for compensating reactive power. The proposed system is implemented on dsPIC30F4011 Digital Signal Controller (DSC). It is simple particularly synchronization with the grid system. The proposed system is able to transfer energy from time the AFPM generator to the grid system at the same it can compensate the reactive power due to the RL-Load. As a consequence, the power factor is nearly unity. The further work will use a boost converter to step up DC voltage and apply to wind applications.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to express their gratitude to 4th year undergraduate students namely Mr. Wittawat Pokasumlit, Wittawat Yousabai, Sarun Kanjanaapiban and Athikom Jenweerawat, Department of Electrical Engineering Faculty of Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand for their help in the experiment.

REFERENCES

- [1] Li-qun Lin, Zhi-xin Wang, "The development and application practice of wind-solar energy hybrid generation systems in China", Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol 13, 2009, 1504-1512.
- [2] Patterson, D., and R. Spee, "The design and development of an axial flux permanent magnet brushless DC motor for a wheel drive in a solar powered vehicle," Proc. IEEE Ind. Apps. Society Conf., Denver, 1994, vol. 1, pp. 188-195.
- [3] Brown, N., L. Haydock, and J.R. Bumby, "Foresight vehicle: A toroidal, axial flux generator for hybrid IC engine/battery electric vehicle applications," Proc.SAE Conf. paper 2002-01-089, Detroit, March 2002.
- [4] B.K. Bose, "Modern Power Electronics, Evolution, Technology, and Applications", The Institute of Electrical and Electronics Engineer Inc, 1992.
- [5] B. K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System," IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.37, no.5, pp.402-408, 1990.
- [6] P. Wannakam and V. Kinnaras "Microcontroller based Grid Connected Inverter for Axial Flux Permanent Magnet Generator" IEEE PEDS 2011, International Conference, 2011.
- [7] Ned mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power Electronic Converters, Applications and Design", John Wiley and sons, Inc., 2003.
- [8] H.-L. Jou, J.-C. Wu, Chu, "New single-phase active power filter", IEEE Proc.-Electr. Power Appl, 1994, pp 129-134.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพูนศรี วรรณการ
วัน เดือน ปีเกิด	2 สิงหาคม 2515 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	336 หมู่ 7 ตำบลบ้านเป็ด อำเภอเมือง จังหวัดขอนแก่น 40000 เบอร์โทรมือถือ 086-004-9952
ประวัติการศึกษา	2537 อดุทธศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า วิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ 2553 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน 2549 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) เครื่องกลไฟฟ้า 2.) อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 3.) การขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้า
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	
พ.ศ.2537-2540	ตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ
พ.ศ.2540-2558	ตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร
พ.ศ.2558-ปัจจุบัน	ตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้