

การประยุกต์ใช้งานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส  
สำหรับไซน์พีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ไดรฟ์

APPLICATIONS OF A THREE-PHASE RECTIFIER WITH IMPROVED  
CURRENT DISTORTION FOR PWM INVERTER DRIVES

วรณชัญญ์ โรจน์วิรุฬห์  
WANCHANAI ROJVIROON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2111-1

การประยุกต์ใช้งานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส  
สำหรับไซน์พีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ไครฟส์

APPLICATIONS OF A THREE-PHASE RECTIFIER WITH IMPROVED  
CURRENT DISTORTION FOR PWM INVERTER DRIVES



วรรณชนัย โรจนวิรุพห์

WANCHANAI ROJVIROON

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 61206  
วัน,เดือน,ปี 17 ก.ค. 2549

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2111-1

**APPLICATIONS OF A THREE-PHASE RECTIFIER WITH IMPROVED  
CURRENT DISTORTION FOR PWM INVERTER DRIVES**

**WANCHANAI ROJVIROON**

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

**2006**

**ISBN 974-15-2111-1**

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

## หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประยุกต์ใช้งานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุง  
รูปคลื่นกระแสสำหรับ ไซน์พีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์  
ไครฟส์

นักศึกษา

นายวรรณชนย์ โรจน์วิรุฬห์

รหัสประจำตัว

43061185

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2549

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ.ดร.สมชาติ จิรวิภากร

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ และประเมิน สมรรถนะของวงจรเรียงกระแส สามเฟสที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับ PWM อินเวอร์เตอร์ไครฟส์ โดยในขั้นแรกได้ศึกษา ถึงหลักการการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์ไครฟส์ที่มีภาคหน้าเป็นวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา แบบที่มีการเพิ่มวงจรกรองแบบไลเนอร์แอกเตอร์ และแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ได้ออกแบบ วงจรตามหลักการการทำงานของวงจรดังกล่าว โดยโปรแกรมจำลองการทำงาน PSpice ซึ่งได้ผลตาม ทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ จากนั้นได้นำไปออกแบบและทดลองเพื่อประเมินสมรรถนะของระบบ PWM อินเวอร์เตอร์ไครฟส์ และในตอนท้ายนี้ได้นำระบบที่ได้ของแต่ละระบบมาเปรียบเทียบสมรรถนะ ต่าง ๆ เช่น ค่าความผิดเพี้ยนของกระแส (THD), ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ประสิทธิภาพของระบบ ฯลฯ ภายใต้สภาวะโหลดต่างๆ นอกจากนั้นยังได้นำระบบอินเวอร์เตอร์ไครฟส์ ดังกล่าว ไปวิเคราะห์ ข้อได้เปรียบ และข้อเสียเปรียบ เมื่อนำไปใช้กับเทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ชอยดัล

<b>Thesis Title</b>	Applications of A Three-Phase Rectifier With Improved Current Distortion For PWM Inverter Drives
<b>Student</b>	Mr. Wanchanai Rojviroon
<b>Student ID.</b>	43061185
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2006
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares
<b>Thesis Co-Advisor</b>	Asst.Prof.Dr.Somchat Jiriwibhakorn

### **ABSTRACT**

This thesis proposes the analysis and design of 3-phase rectifier with improved current waveshape for PWM inverter drives. In first stage, the operation principle of a system of inverter drive with a  $3\phi$  conventional rectifier with and without line reactor and a proposed improved current waveshape rectifier for front end converter is studied through PSpice simulation program. The results are good agreement with theoretical ones. Then, designed circuits are implemented. The experiment has been performed in order to evaluate the system performance of the PWM inverter drive. Finally, the under load conditions performance of each system is compared in terms of total harmonic distortion (THD<sub>i</sub>), power factor (PF), system efficiency, etc. Last but not least, advantage and disadvantage of the proposed inverter driver are evaluated when applied to SPWM as well.

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำต่างๆ รวมถึงคณะกรรมการในการสอบที่มีส่วนให้คำแนะนำและชี้แนะในการแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้ให้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ คุณชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล คุณอัมพร รัชญญเจริญ คุณอรพดี สารมาศ ที่มีส่วนช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ และเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนประจำห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machine Control ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน

วรรณชนัย โรจน์วีรุพห์

## หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประยุกต์ใช้งานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุง  
รูปคลื่นกระแสสำหรับ ไซน์พีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์  
ไครฟส์

นักศึกษา

นายวรรณชนย์ โรจน์วิรุฬห์

รหัสประจำตัว

43061185

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2549

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ.ดร.สมชาติ จิริวิภากร

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ และประเมิน สมรรถนะของวงจรเรียงกระแส สามเฟสที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับ PWM อินเวอร์เตอร์ไครฟส์ โดยในขั้นแรกได้ศึกษา ถึงหลักการการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์ไครฟส์ที่มีภาคหน้าเป็นวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา แบบ ที่มีการเพิ่มวงจรกรองแบบไลเนอร์แอกเตอร์ และแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ได้ออกแบบ วงจรตามหลักการการทำงานของวงจรดังกล่าว โดยโปรแกรมจำลองการทำงาน PSpice ซึ่งได้ผลตาม ทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ จากนั้นได้นำไปออกแบบและทดลองเพื่อประเมินสมรรถนะของระบบ PWM อินเวอร์เตอร์ไครฟส์ และในตอนท้ายนี้ได้นำระบบที่ได้ของแต่ละระบบมาเปรียบเทียบสมรรถนะ ต่าง ๆ เช่น ค่าความผิดเพี้ยนของกระแส (THD) ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) ประสิทธิภาพของระบบ ฯลฯ ภายใต้สภาวะโหลดต่างๆ นอกจากนั้นยังได้นำระบบอินเวอร์เตอร์ไครฟส์ ดังกล่าวไปวิเคราะห์ ข้อได้เปรียบ และข้อเสียเปรียบ เมื่อนำไปใช้กับเทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ชอยดัล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	V
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเทคนิคและการวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็ม .....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 คอนเวอร์เตอร์.....	4
2.2.1 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเฟสเดียว.....	4
2.2.2 ไดโอดวงจรเรียงกระแสที่มีฟิลเตอร์ตัวเก็บประจุ.....	5
2.2.3 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบ 3 เฟส.....	7
2.3 ตัวเก็บประจุเอาต์พุตฟิลเตอร์.....	14
2.4 เทคนิคการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	16
2.4.1 เทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์.....	16
2.4.2 เทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็มแบบก้ำกัศรอมอนิก.....	18
2.5 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น.....	20
2.6 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส.....	21

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.5 การออกแบบสร้างสัญญาณ ไซน์อ้างอิง 3 เฟส.....	45
4.2.6 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	46
4.2.7 วงจรเดคไทม์.....	47
4.2.8 วงจรจับนำเกิด.....	49
4.3 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์.....	51
4.4 สรุป.....	52
บทที่ 5 ผลการจำลองและผลการทดลอง.....	54
5.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบมุมการนำกระแส และรูปแบบกระแสทั้งสามเทคนิค.....	54
5.2 สรุป.....	68
บทที่ 6 สรุป.....	70
6.1 สรุปผลการทดลอง.....	70
6.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยต่อไป.....	71
เอกสารอ้างอิง.....	72
ภาคผนวก.....	73
ภาคผนวก ก. รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	74
ภาคผนวก ข. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....	79
ประวัติผู้เขียน.....	85

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การแบ่งแยกระบบแรงดันต่ำและข้อจำกัดของแหล่งจ่าย.....	28

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเฟสเดียว.....	5
2.2 วงจรไดโอดวงจรเรียงกระแสที่มีฟิลเตอร์ตัวเก็บประจุ.....	5
2.3 วงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.2.....	6
2.4 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบ 3 เฟส.....	8
2.5 รูปคลื่นแรงดันเทียบกับกระแสทางด้านเข้าและสเปกตรัมของกระแส.....	8
2.6 ไดโอดเรียงกระแสแบบ 3 เฟส เมื่อคิดผลของ $L_d$ .....	9
2.7 รูปของกระแสและแรงดันเทียบกับกันของเฟส A และรูปสเปกตรัมของกระแสเฟส A ของวงจรในรูปที่ 2.7 (ก).....	10
2.8 รูปคลื่นกระแสเฟส A เมื่อเทียบกับแรงดัน และค่าของสเปกตรัมที่มีค่ากระแสคงที่.....	10
2.9 ผลกระทบของ $L_d$ ที่มีต่อค่าตัวประกอบกำลัง.....	11
2.10 วงจรเรียงกระแสชนิด 3 เฟส เมื่อมีการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย.....	12
2.11 รูปคลื่นกระแสเฟส A เมื่อเทียบกับแรงดัน และสเปกตรัมของกระแส เมื่อมีมุมโอเวอร์แล็ป ประมาณ 30 องศา.....	13
2.12 ผลกระทบของอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายที่มีต่อค่าตัวประกอบกำลัง และแรงดันด้านออก.....	13
2.13 รูปคลื่นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีฟิลเตอร์เป็นตัวเก็บประจุ.....	14
2.14 หลักการสร้างรูปแบบพีคดับเบิลยูเอ็มแบบ SPWM.....	17
2.15 หลักการสร้างรูปแบบพีคดับเบิลยูเอ็มแบบการแซมปลิงแบบเรกูลาร์สมมาตร.....	18
2.16 รูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มที่ใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิก.....	18
2.17 การผิเค็ยขึ้นรูปคลื่นของกระแส.....	21
2.18 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า.....	23
2.19 การกำหนดความลึกและพื้นที่น็อดซ์.....	29
3.1 ระบบอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ.....	30
3.2 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์หลักการทำงาน.....	31
3.3 สวิตซ์ 2 ทิศทางที่ใช้ในวงจรแทนสวิตซ์ $S_a$ , $S_b$ และ $S_c$ .....	31
3.4 รูปแบบการสวิตซ์ที่นำเสนอ.....	32
3.5 รูปแรงดันตกคร่อมระหว่างจุดสตาร์ของแหล่งจ่าย 3 เฟสกับจุดแรงดันระหว่างตัวเก็บประจุ.....	32
3.6 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 0 – 30 องศา.....	33

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 0 – 30 องศา.....	34
3.8 วงจรสมมูลย์ของการทำงานในช่วงมุม 0 – 30 องศา.....	34
3.9 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 30 – 60 องศา.....	35
3.10 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 30 – 60 องศา.....	35
3.11 วงจรสมมูลย์ของการทำงานในช่วงมุม 30 – 60 องศา.....	36
3.12 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 60 – 90 องศา.....	36
3.13 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 60 – 90 องศา.....	37
3.14 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 60 – 90 องศา.....	37
3.15 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 90 – 120 องศา.....	38
3.16 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 90 – 120 องศา.....	38
3.17 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 120 – 150 องศา.....	39
3.18 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 120 – 150 องศา.....	39
3.19 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 150 – 180 องศา.....	39
3.20 การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงมุม 150 – 180 องศา.....	40
4.1 บล็อกไดโอดแกรมระบบอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่นำเสนอ.....	42
4.2 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์.....	43
4.3 วงจรสร้างสัญญาณมุมจุดชนวนของ IGBT ที่ด้านอินพุต.....	44
4.4 วงจรสร้างสัญญาณไซน์ 3 เฟส.....	46
4.5 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม.....	47
4.6 หลักการสร้างวงจรถ่วงเดคไทน์.....	48
4.7 วงจรถ่วงเดคไทน์พร้อมด้วยวงจรถ่วงสัญญาณเกต.....	48
4.8 ผลการทดลองสัญญาณเอาต์พุตวงจรถ่วงเดคไทน์.....	49
4.9 วงจรขั้วนำสัญญาณเกตของ ไอจีบีที.....	50
4.10 ผลการทดลองสัญญาณขั้วนำเกตจริง.....	50
4.11 เครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้.....	51
4.12 เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสด้วยเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสขั้วโหลด มอเตอร์ 3 เฟส.....	52

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 รูปที่ใช้ในการจำลองเปรียบเทียบกับกรทดลองจริง.....	54
5.2 ระบบอินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบในการทดลองจริง.....	55
5.3 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวน ที่ความกว้าง 8 องศา.....	55
5.4 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวน ที่ความกว้าง 16 องศา.....	56
5.5 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวน ที่ความกว้าง 24 องศา.....	56
5.6 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวน ความกว้าง 30 องศา.....	57
5.7 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวน ความกว้าง 40 องศา.....	57
5.8 กระแสและแรงดันของเทคนิคแบบธรรมดา.....	58
5.9 กระแสและแรงดันของเทคนิคแบบไลน์รีแอกเตอร์.....	58
5.10 กระแสและแรงดันของเทคนิคแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส.....	58
5.11 รูปคลื่นกระแสอินพุตของเทคนิค NSLR เมื่อจ่ายโหลด RL เต็มพิกัด.....	59
5.12 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบธรรมดา และฮาร์มอนิก.....	59
5.13 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของแบบไลน์รีแอกเตอร์ และฮาร์มอนิก.....	60
5.14 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส และฮาร์มอนิก.....	60
5.15 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบธรรมดา และฮาร์มอนิก.....	61
5.16 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบไลน์รีแอกเตอร์ และฮาร์มอนิก.....	61
5.17 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส และฮาร์มอนิก.....	62
5.18 แรงดันและกระแสของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส.....	62
5.19 กระแส ทั้ง 3 เทคนิค และค่าฮาร์มอนิก.....	63
5.20 การเปรียบเทียบ THD <sub>i</sub> ของโหลดความต้านทาน.....	64
5.21 การเปรียบเทียบ THD <sub>i</sub> ของโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ.....	65
5.22 การเปรียบเทียบ THD <sub>i</sub> กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานที่มีการเปลี่ยนค่าตัว เหนี่ยวนำทางด้านอินพุต.....	65

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.23 การเปรียบเทียบ THD <sub>r</sub> กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ ที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต.....	66
5.24 การเปรียบเทียบ THD <sub>r</sub> กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานกับที่มีการเปลี่ยน ค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต.....	66
5.25 การเปรียบเทียบ THD <sub>r</sub> กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ ที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต.....	67
5.26 การเปรียบเทียบ PF ทางด้านอินพุตของเทคนิคทั้ง 3 แบบ.....	67
5.27 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของระบบกำลังไฟฟ้าของทั้ง 3 เทคนิค.....	68
ก.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 3 แรงม้า.....	75
ก.2 วงจรตรวจจับกระแสทางด้านอินพุต.....	75
ก.3 ชุดสวิตช์สองทาง.....	76
ก.4 ชุดสร้างสัญญาณนำกระแส.....	76

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันมีการใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (Switch-Mode Power Supply, SMPS) ได้เพิ่มปริมาณอย่างต่อเนื่อง เพราะแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์มีข้อดีหลายประการ เช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีประสิทธิภาพสูง มีความน่าเชื่อถือและราคาถูก ด้วยเหตุนี้ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ จึงนิยมใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์เป็นภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า แต่อย่างไรก็ตามวงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC (AC/DC converter) ชนิดที่มีไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟฟ้าตรงให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ก็ยังคงเป็นที่นิยมใช้ เนื่องจากความง่าย ไม่ซับซ้อนในการนำมาใช้งาน โดยมีการทำงานอย่างง่าย ๆ กล่าวคือ การเพิ่มปริมาณประจุไฟฟ้าให้กับตัวเก็บประจุไฟฟ้าในวงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดนี้เกิดขึ้นเฉพาะช่วงเวลาที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า ซึ่งมีผลทำให้กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะไม่เป็นรูปไซน์ ซึ่งทำให้เกิดค่ากระแสไฟฟ้าชนิดที่มีฮาร์มอนิก (Harmonic current) ประกอบอยู่ กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกนี้สร้างผลกระทบหลายประการ [1-6] เช่น

1. กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกทำให้ปริมาณของกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square, RMS) ทางด้านเข้าเพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้เกิดการสิ้นเปลืองการใช้กระแสไฟฟ้า โดยกระแสไฟฟ้าบางส่วนไม่ก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่ใช้ประโยชน์ได้หรือการใช้กำลังไฟฟ้าไม่คุ้มค่า ดังแสดงได้จากค่าของตัวประกอบกำลัง (Power Factor, PF) ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดนี้มีค่าต่ำ ( $PF > 0.6$ ) [1]

2. กระแสฮาร์มอนิกทำให้ขนาดของกระแสไฟฟ้าสูงสุดของอุปกรณ์ทางด้านเข้าเพิ่ม ซึ่งมีผลต้องเพิ่มค่าของพิกัดให้สามารถรองรับกระแสไฟฟ้าสูงสุดของอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

3. กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกเพิ่มกำลังไฟฟ้าสูญเสียในสายเคเบิล (cable) และหม้อแปลงไฟฟ้าของระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าซึ่งมีส่วนทำให้อายุการใช้งานของอุปกรณ์เหล่านี้ลดลง

4. กระแสฮาร์มอนิกสร้างแรงดันฮาร์มอนิกโดยที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกแปรผันตามค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดไฟฟ้า (Source impedance) ซึ่งมีผลทำให้รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ และสามารถสร้างการรบกวนต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อื่นๆ ที่ใช้จุดเชื่อมต่อรวม (Point of Common Coupling, PCC)

จากหลักการทำงานและผลกระทบดังกล่าว ได้มีงานวิจัยจำนวนมากนำเสนอเทคนิคในการแก้ปัญหา อาทิเช่น เทคนิคแบบปรับความกว้างของพัลส์ (PWM : Pulse Width Modulation) เพื่อขับสวิตช์ที่ใช้นาฬิกาในแบบธรรมดา ทำให้กระแสอินพุตใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แต่เทคนิคดังกล่าวนี้เชื่อว่าจะมีข้อดีเท่านั้น แต่ในทางกลับกันก็มีข้อเสียเช่นกัน เช่น ความถี่ในการสวิตช์สูงขึ้นส่งผลให้ความเครียดและการสูญเสียจากการสวิตช์สูงขึ้นอีกด้วย ซึ่งอาจทำให้สวิตช์เสียหายได้ในที่สุด ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคและเปรียบเทียบเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว

## 1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอวงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสไซน์พีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ไดรฟ์เพื่อลดผลของกระแสฮาร์มอนิก และแก้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่เกิดจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้น วิธีการคำนวณค่ากระแสที่มีการปรับปรุงและได้นำเสนอหลักการออกแบบที่ง่าย และให้ประสิทธิภาพในการทำงานที่มีความถูกต้องสูง

## 1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ทำการค้นคว้า ศึกษาข้อมูล จากบทความ เอกสาร และตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับวิธีการกำจัดฮาร์มอนิก

1.3.2 วิเคราะห์การทำงานของวงจรด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และการออกแบบวงจร

1.3.3 จำลองการทำงานของด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยเน้นจุดที่เป็นปัญหาและหาแนวทางแก้ไข

1.3.4 สร้างวงจรในแต่ละส่วนและนำมาประกอบกัน และทำการทดลองเพื่อแก้ไขส่วนบกพร่อง

1.3.5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.3.6 เขียนวิทยานิพนธ์

## 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อการประยุกต์ใช้งานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส สำหรับไซน์พีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ไดรฟ์ โดยมีการกำหนดโหลดของคอนเวอร์เตอร์ขนาดเท่ากับ 2.5 kVA ที่มีการต่อโหลดเป็นโหลด R, RL และมอเตอร์ 3 เฟส ขนาด 3 แรงม้า และทำการวิเคราะห์ถึงผลของดัชนีคุณภาพ ได้แก่  $PF$ ,  $THD_i$ ,  $\eta$  และผลของ

สเปกตรัมฮาร์มอนิก รวมถึงการวิเคราะห์ถึงผลดีและผลเสียของการติดตั้งระบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ( Novel Suppressed-Link Rectifier : NSLR )

## 1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิธีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเพื่อการวิเคราะห์และออกแบบวงจรสวิตซ์สองทิศทางโดยเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรไดโอดรีแอคเตอร์ รายละเอียดเนื้อหาที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาระดับตอนการวิจัย ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ตลอดจนประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเทคนิค และการวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็ม

บทที่ 3 กล่าวถึงรายละเอียดการวิเคราะห์เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับไซน์พีคดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์

บทที่ 4 การออกแบบวงจรควบคุม และวงจรกำลัง ในส่วนของวงจรต่างๆ

บทที่ 5 ผลการจำลองและผลการทดลอง ที่ได้ทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะของผลงานในการทำงาน และตรวจสอบดูถึงประสิทธิภาพคุณลักษณะของงานที่ได้ประเมินการเปรียบเทียบของแต่ละเทคนิคถึงค่า THD<sub>r</sub> และ PF และแสดงผลของสเปกตรัมฮาร์มอนิกของโหลด และเทคนิคต่าง ๆ

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

## 1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1.6.1 เป็นแนวทางในการพัฒนาวิธีการคำนวณหาค่ากระแส และวิธีการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

1.6.2 เป็นการพัฒนาเทคโนโลยีในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

1.6.3 พัฒนาหลักการออกแบบวงจรการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่ดีกว่าแบบไดโอดรีแอคเตอร์เพียงอย่างเดียว

1.6.4 ผลการศึกษา และวิจัยสามารถที่จะนำไปใช้กับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสได้

1.6.5 เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับพัฒนารูปแบบวงจรให้มีการทำงานที่สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

1.6.6 เป็นพื้นฐานในการศึกษาถึงวิธีการกำจัดฮาร์มอนิก และสามารถเข้าใจถึงข้อดีและข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรการปรับปรุงรูปคลื่นแบบอื่นๆ

## บทที่ 2

# คอนเวอร์เตอร์ และฮาร์มอนิก

### 2.1 บทนำ

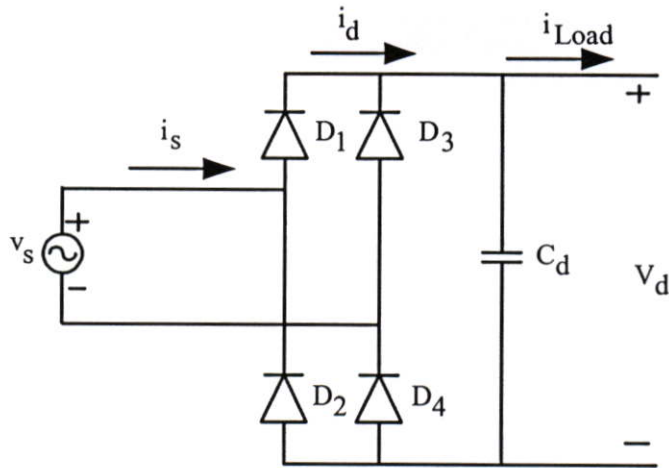
ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการของ AC/DC/AC คอนเวอร์เตอร์ที่ได้นำไปใช้งานในแหล่งจ่ายไฟฟ้าเอซีซึ่งประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ (Converter) และอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ซึ่งในส่วนของคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุสำหรับแรงดันดีซีเชื่อมโยง และยังคงกล่าวถึงฮาร์มอนิกในส่วนของคอนเวอร์เตอร์ทั้งทางด้านแรงดัน และกระแสในระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีสาเหตุหลักมาจาก โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Load) ที่ได้แสดงไว้ในมาตรฐาน IEEE Std 519-1992 ในหัวข้อเรื่อง “A load that draw a nonsinusoidal current wave when supplied by a sinusoidal voltage source” โดยที่โหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่ต่ออยู่กับระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์มอนิกหลายชนิด กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นมาขนาดเล็กลงๆ และมีระดับของความผิดเพี้ยนต่ำอาจเกิดมาจากระบบกำเนิดแรงดันไฟฟ้าเอง ดังนั้นยังมีผลเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของโหลดทางไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งโหลดทางไฟฟ้าเหล่านี้ทำให้กระแสที่ไหลเข้าไปในระบบไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ หรือเป็นกระแสฮาร์มอนิกอาจทำให้เกิดความเสียหาย

ดังนั้นจึงมีการกำหนดมาตรฐาน (Standards) เพื่อเป็นการควบคุมดูแลการแพร่ของฮาร์มอนิกในระดับหนึ่งที่ยอมรับที่ระดับของแรงดันและกระแส[5]

### 2.2 คอนเวอร์เตอร์ [7-8]

#### 2.2.1 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเฟสเดียว (Single-phase diode bridge rectifiers)

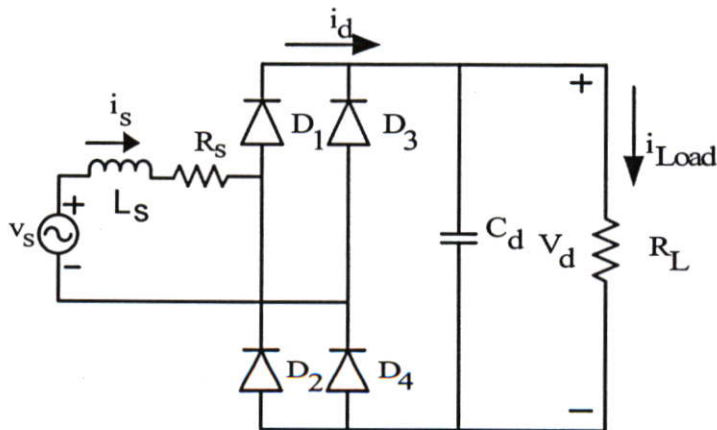
การทำงานของไดโอดวงจรเรียงกระแสแบบทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.1 ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิลเตอร์ที่แรงดันดีซีเชื่อมโยง โดยจำลองแหล่งจ่ายยูทิลิตี้เป็นแหล่งแรงดันไซน์  $v_s$  พร้อมทั้งอิมพีแดนซ์ภายใน ซึ่งมีการวิเคราะห์วงจรสมมติฐานเพื่อความเข้าใจในการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.1 เพื่อแก้ไขรูปคลื่นกระแสในไลน์



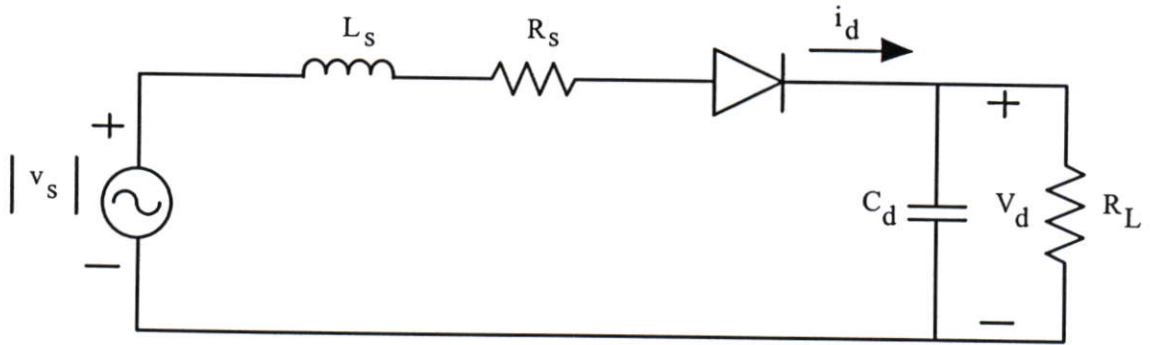
รูปที่ 2.1 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเฟสเดียว

### 2.2.2 ไดโอดวงจรเรียงกระแสที่มีตัวกรองแบบใช้ตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 2.2 เมื่อโหลดถูกแทนด้วยความต้านทานที่เทียบเท่า  $R_{load}$  และในวงจรนี้มีการกระเพื่อมที่ตัวเก็บประจุของแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่ใช้ในการวิเคราะห์รูปคลื่นของวงจร และมีการคำนวณใช้ในการวิเคราะห์ภายใต้กระแสที่ไม่ต่อเนื่อง เงื่อนไขการทำงานของวงจรถูกตั้งสมมติฐานเพื่อใช้ในการไม่ต่อเนื่องของกระแส  $i_d$  ที่กระแส  $i_d$  เป็นศูนย์และที่  $v_s$  ทุกๆ ครั้งรอบ หลังจากวงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.3 นำมาใช้เพื่อคำนวณกระแส และแรงดันในรูปที่ 2.2 การคอมมิวเตทกระแสในข้างต้นถูกรวมอยู่ในการวิเคราะห์นี้เพื่อที่จะอธิบายระบบในรูปที่ 2.3 สถานะของตัวแปรที่ถูกเลือกให้เป็นกระแสเหนี่ยวนำ  $i_d$  และแรงดันดีซีเชื่อมโยง  $v_d$  ระหว่างในแต่ละครั้งรอบของความถี่ในไลน์ที่มีช่วงแตกต่างกัน 2 ช่วง



รูปที่ 2.2 วงจรไดโอดเรียงกระแสที่มีตัวกรองแบบใช้ตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.3 วงจรที่เทียบเท่าของรูปที่ 2.2

เมื่อแรงดันอินพุตมากกว่าแรงดันเอาต์พุตจะทำให้เกิดการนำกระแสจากแหล่งจ่ายผ่าน  
วงจรเรียงกระแส (Rectifier) โดยมีสมการแรงดันและกระแสดังนี้

$$|v_s| = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + v_d \quad (2.1)$$

และ

$$i_d = C_d \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_{load}} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) นำมาเขียนสมการใหม่ในรูปของตัวแปรสแตต (State variable)  
จะได้

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{dv_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} |v_s| \quad (2.3)$$

สถานะที่แปรผันของเวกเตอร์  $x$  ประกอบด้วย  $i_d$  และ  $v_d$  ในรูปเมตริกซ์ คือ

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{load}} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

และ

$$b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$x(t) = Mx(t - \Delta t) + N[v_s(t) - |v_s(t - \Delta t)|] \quad (2.6)$$

เมื่อ

$$M = \left[ M - \frac{\Delta t}{2} A \right]^{-1} \cdot \left[ I + \frac{\Delta t}{2} A \right]$$

$$N = \left[ I - \frac{\Delta t}{2} A \right]^{-1} \frac{\Delta t}{2} b \quad (2.7)$$

ขณะที่แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้าอินพุตมีแอมพลิจูดน้อยกว่าแรงดันเอาต์พุต ช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตจะคายประจุและกระแสอินพุตจะไม่ไหล ดังนั้นจะได้

$$I_d = 0 \quad (2.8)$$

และ

$$\frac{dv_d}{dt} = -\frac{1}{C_d R_{load}} v_d \quad (2.9)$$

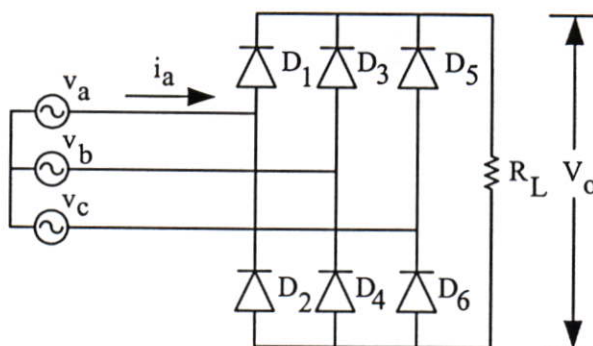
ดังนั้นจากสมการที่ 2.9 จะได้

$$v_d(t) = v_d(t_f) e^{-(t-t_f)/(C_d R_{load})} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.10 เมื่อทำการเพิ่มค่า  $C_d$  หรือ  $R_{load}$  ให้มากขึ้นจะทำให้เวลาในการคายประจุนั้นใช้เวลานานมากขึ้นจึงทำให้แรงดันกระแสตรง  $v_d(t)$  เรียบมากขึ้นแต่จะส่งผลให้ค่า DPF (Displacement power Factor) , PF (Power Factor) ทางด้านอินพุตต่ำลง และค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต (THD) มีค่ามากขึ้น และในทางตรงกันข้ามเมื่อลดค่า  $C_d$  หรือมีการเพิ่มขึ้นของกระแสโหลด ทำให้เวลาคายประจุน้อยลงเป็นผลให้แรงดันและกระแสตรงเกิดริบเปิดมากจึงทำให้กระแส และแรงดันเอาต์พุตไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ และจะมีผลต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

### 2.2.3 วงจรเรียงกระแสโดยใช้วงจรบริดจ์แบบ 3 เฟส

วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในการแปลงแรงดันไฟฟ้า AC เป็น DC หรือเป็นวงจรเรียงกระแสแบบ 3 เฟส 6 รูปคลื่น ที่ไม่มีการควบคุมการทำงาน จากรูป  $V_u$ ,  $V_v$  และ  $V_c$  เป็นแรงดันสมมาตร และไม่ผิดเพี้ยน ที่มีการอยู่ในแบบของดาว (star-connected) ที่ไม่มีสายนิวทรัล โดยมีค่าแรงดันระหว่างสาย  $V_{LL} = \sqrt{3}V_{phase}$  แรงดัน DC รูปคลื่นทางด้านออก  $V_o$  ที่แสดงในรูป 2.4 ค่าเฉลี่ยของแรงดัน DC ด้านออก มีค่าเท่ากับหรือประมาณ 14% ของแรงดันด้านออก



รูปที่ 2.4 วงจรไดโอดเรียงกระแสแบบ 3 เฟส

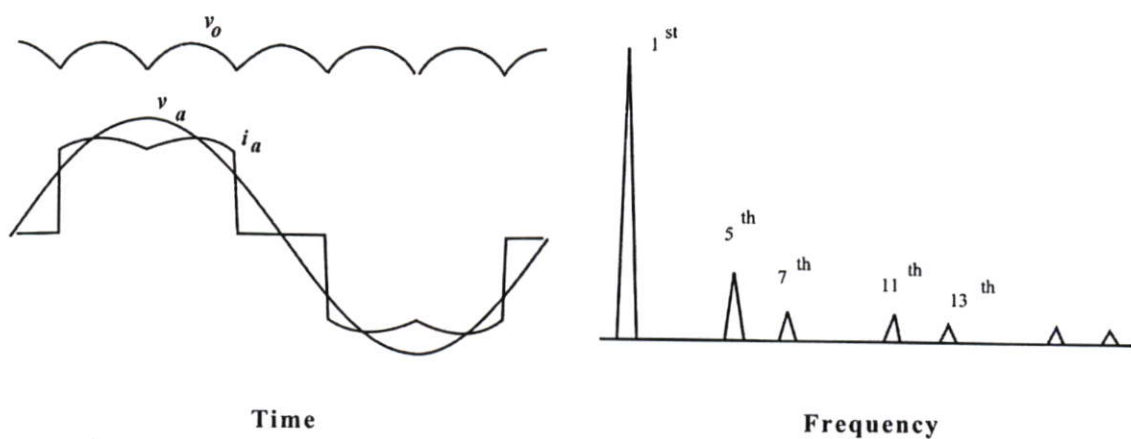
$$V_o = \frac{3\sqrt{3}V}{\pi} \quad (2.11)$$

หรือ

$$= \frac{3V_{LL}}{\pi}$$

ค่าแรงดันกระเพื่อม ยอดถึงยอด (peak-to-peak ripple voltage) ของแรงดันด้านออก คือ

$$V_{pp} = V_{LL} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.12)$$



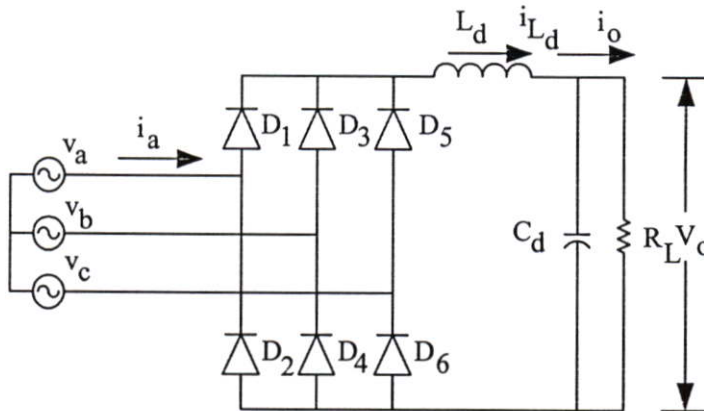
(ก) รูปคลื่นแรงดัน  $V_o$  แรงดันและกระแสทางด้านเข้า (ข) สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้า

รูปที่ 2.5 รูปคลื่นแรงดันเทียบกับกระแสทางด้านเข้าและสเปกตรัมของกระแส

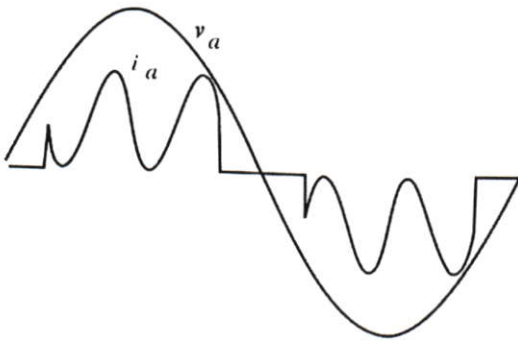
กระแสทางด้านเข้าเฟส a เมื่อเทียบกับแรงดันเฟส a แสดงดังรูปที่ 2.5(ก) เห็นได้ว่ารูปคลื่นของกระแสใกล้เคียงรูปคลื่น Quasi-square แต่ส่วนยอดของคลื่นเปลี่ยนแปลงตามฟังก์ชันไซน์ เนื่องจากทางด้านเอาต์พุตมีการต่อโหลดเป็นความต้านทาน รูปคลื่นกระแสนี้ประกอบด้วย

กระแสที่ความถี่มูลฐานและกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5,7,11,13,... หรือฮาร์มอนิกที่  $n = 6k \pm 1$  เมื่อ  $k$  เป็นค่าเลขคี่ที่เริ่มจาก 1 ซึ่งแสดงสเปกตรัมของกระแสดังรูปที่ 25 (ข)

แรงดันกระแสตรง ด้านออกสามารถทำให้เรียบขึ้นได้โดยต่อวงจรกรอง L-C ดังแสดงรูปที่ 2.6 ในกรณีนี้ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ในกรณีที่ค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L_d$  ต่ำ และกระแส  $i_{L_d}$  เป็นกระแสที่ไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นกระแสทางด้านเข้าจะเป็นพัลส์ที่มีค่ายอดสูง เช่นเดียวกับของวงจรแบบ 1 เฟส คือค่าแอมพลิจูดสูงมากเมื่อเทียบกับค่า rms โดยรวมของกระแส คือ ทำให้ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสโดยรวมสูง และค่าตัวประกอบกำลังของวงจรต่ำ และถ้าแรงดันด้านออกมีค่าคงที่เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุ  $C_d$  มีค่าสูง ดังนั้นรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าจะเป็นพัลส์ที่มี 2 ลูก ในครึ่งลูกคลื่น และมีค่ายอดสูง ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อเพิ่มค่าของ  $L_d$  ค่าของกระแสจะมีการกระเพื่อมน้อยลง อย่างเช่น  $i_{L_d}$  เป็นกระแสที่อยู่ที่ยอบขาขึ้นระหว่างกระแสต่อเนื่อง และกระแสไม่ต่อเนื่อง ที่ด้านกระแสขาเข้าของเฟส a แสดงได้ในรูปที่ 2.7 (ก) และสเปกตรัมของกระแสดังแสดงรูปที่ 2.7 (ข) ซึ่งแสดงให้เห็นว่ากระแสฮาร์มอนิกรวมมีค่าสูง โดยเฉพาะเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 2.5 (ข)

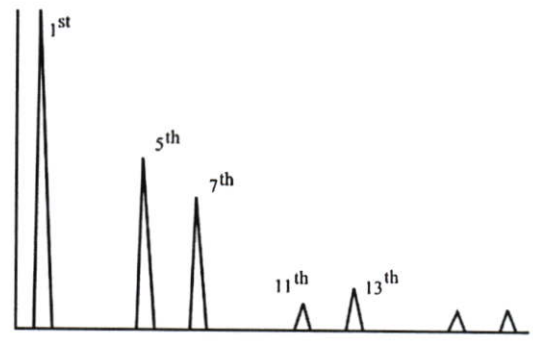


รูปที่ 2.6 ไคโอดเรียงกระแสแบบ 3 เฟส เมื่อเกิดผลของ  $L_d$



Time

(ก) กระแสเทียบกับแรงดันเฟส A



Frequency

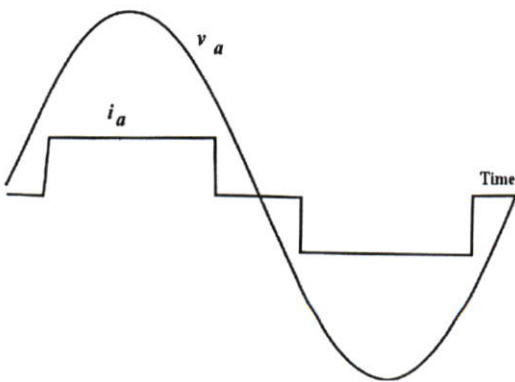
(ข) สเปกตรัมของกระแส เฟส

รูปที่ 2.7 รูปของกระแสและแรงดันเทียบกับเฟส A และรูปสเปกตรัมของกระแสเฟส A ของวงจร ในรูปที่ 2.7 (ก)

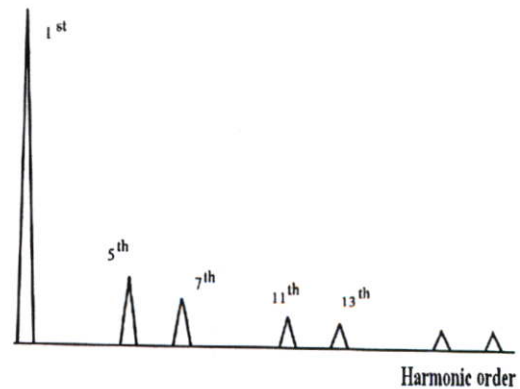
ค่า  $L_d$  ที่ทำให้กระแสต่อเนื่องหาได้จากสมการ

$$L_d = \frac{0.013V_{ll}}{\omega_o I_o} \tag{2.13}$$

เมื่อใช้  $L_d$  ที่มีค่าสูงจนทำให้กระแสที่ไหลมีค่าประมาณคงที่ จะทำให้กระแสด้านเข้า ใกล้เคียงรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (Quasi-square) และถ้าทำให้ค่า  $L_d$  ให้สูงเป็นอนันต์ก็จะทำให้กระแส ด้านเข้าดีที่สุดเป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม ซึ่งในทางปฏิบัติไม่มีทางเป็นไปได้ ดังนั้นควรต้องหาค่าของ ตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมเพื่อมาใช้ในการควบคุมรูปคลื่นของกระแสด้านเข้า



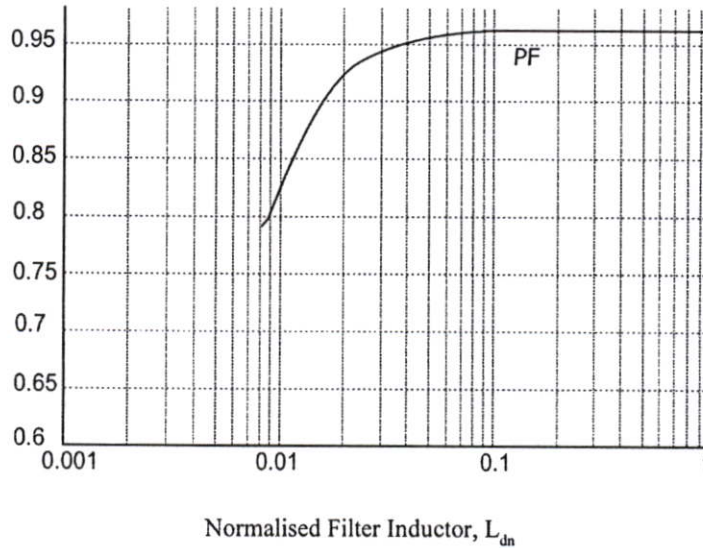
(ก) รูปคลื่น quasi-square ของกระแสเฟส A เทียบ กับแรงดัน



(ข) ค่าสเปกตรัมของกระแสเฟส A ที่มีค่าเกือบคงที่

รูปที่ 2.8 รูปคลื่นกระแสเฟส A เมื่อเทียบกับแรงดัน และค่าของสเปกตรัมที่มีค่ากระแสคงที่

กระแสด้านเข้าที่ดีที่สุดของวงจรคือกระแสรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่าแอมพลิจูดของกระแสที่ค่าฮาร์มอนิกแต่ละลำดับเท่ากับ  $\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{I_o}{n}$  เมื่อ  $n$  เป็นลำดับฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น ( $n = 6k \pm 1$ ) ซึ่งเห็นได้ว่า กระแสฮาร์มอนิกที่ลำดับ 5,7,11,13 มีค่าเท่ากับ 20% , 14.29%, 9.09% และ 7.69% ของกระแสที่ความถี่มูลฐาน ตามลำดับ และค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.96



รูปที่ 2.9 ผลกระทบของ  $L_d$  ที่มีค่าตัวประกอบกำลัง

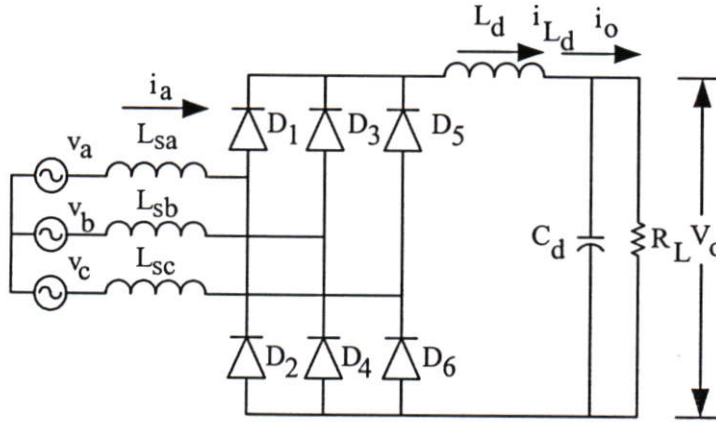
ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง กับการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L_d$  ที่แสดงเป็นค่าต่อหน่วย (Normalised ( $L_{dn}$ )) ซึ่งหาได้จากสมการ

$$L_{dn} = \frac{L_d}{L_{base}} \quad (2.14)$$

เมื่อ $L_{dn}$	เป็นค่าต่อหน่วยของตัวเหนี่ยวนำ
$L_d$	เป็นค่าจริงของตัวเหนี่ยวนำ
$L_{base}$	เป็นค่า Base Inductance , $L_{base} = \frac{V^2 \cdot T_s}{P_o}$
$V$	เป็นค่าแรงดันประสิทธิผล (rms) ของแรงดันเฟส
$T_s$	คือคาบเวลาของความถี่ไฟฟ้าแหล่งจ่าย
$P_o$	คือกำลังเอาต์พุต

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_d$  อยู่ที่ช่วงของกระแสต่อเนื่อง และกระแสไม่ต่อเนื่อง ซึ่งค่า  $L_{d(min)} = 0.00838 \cdot L_{base}$  ซึ่งค่าตัวประกอบกำลังมีค่าประมาณ 0.8 และถ้าเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นจนกระทั่ง  $L_{dn}$  มีค่าเท่ากับ 0.1 กระแส  $i_{Ld}$  จะมีค่าประมาณคงที่ และค่าตัวประกอบกำลัง

ประมาณ 0.96 และจากรูปที่ 2.9 เป็นรูปกราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าตัวประกอบกำลังกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าเพิ่มค่า  $L_{dn}$  ให้สูงกว่า 0.1 ค่าตัวประกอบกำลังก็จะไม่มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดดังนั้นจะสามารถประมาณค่าตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมได้[14]



รูปที่ 2.10 วงจรเรียงกระแสชนิด 3 เฟส เมื่อมีการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย

ในระบบกำลังไฟฟ้าจริง จากรูปที่ 2.10 เมื่อค่า  $L_{sa}$ ,  $L_{sb}$  และ  $L_{sc}$  เป็นอินดักแตนซ์ของแหล่งจ่ายนี้จะมีผลอย่างมากต่อขนาดของแรงดัน DC ด้านออก รูปคลื่นกระแสด้านเข้า และรวมไปถึงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรด้วย

เมื่อกระแส  $i_{L_d}$  มีค่าคงที่ ถ้าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายมีค่าต่ำ กระแสด้านเข้าก็จะคงเป็นรูปคลื่นกึ่งคลื่นเต็ม เช่นเดิม แต่ถ้าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายมีค่าสูงขึ้นมันมีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรในช่วงการเปลี่ยนสถานะการทำงานของไดโอด และมีแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำการเปลี่ยนแปลงของกระแสจะช้าลง และเกิดมุมล่าหลังของกระแสขึ้น ซึ่งเรียกว่ามุมโอเวอร์แลป (overlap angle,  $u$ ) เพื่อใช้ในการเปลี่ยนสถานะการทำงานของไดโอดจากคู่หนึ่งไปยังอีกคู่หนึ่งมุมโอเวอร์แลปหาได้จากสมการดังนี้

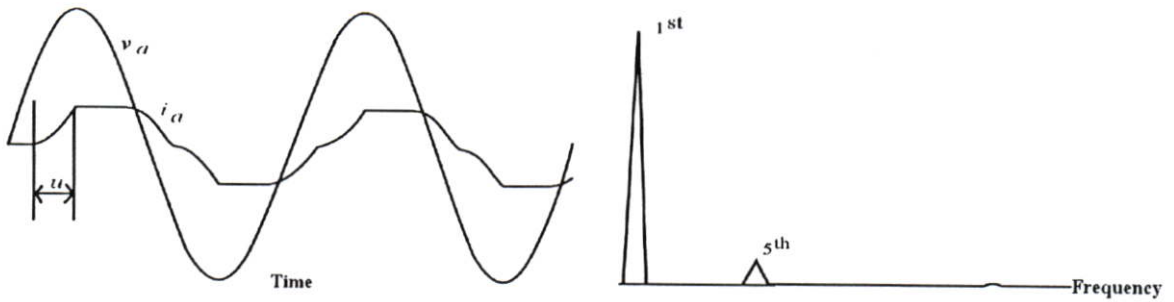
$$u = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2I_o X_{LS}}{V_{LL}} \right) \quad (2.15)$$

ถ้าพิจารณาเฉพาะในช่วงมุมโอเวอร์แลป  $u \leq \frac{\pi}{3}$  ค่าแรงดันเฉลี่ย DC ด้านออก จะมีค่า

$$V_o = \frac{3V_{LL}}{\pi} \left( 1 - \frac{I_o X_{LS}}{V_{LL}} \right) \quad (2.16)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดของอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายที่ทำให้มุมโอเวอร์แลปอยู่ในย่านนี้หาได้จากสมการ

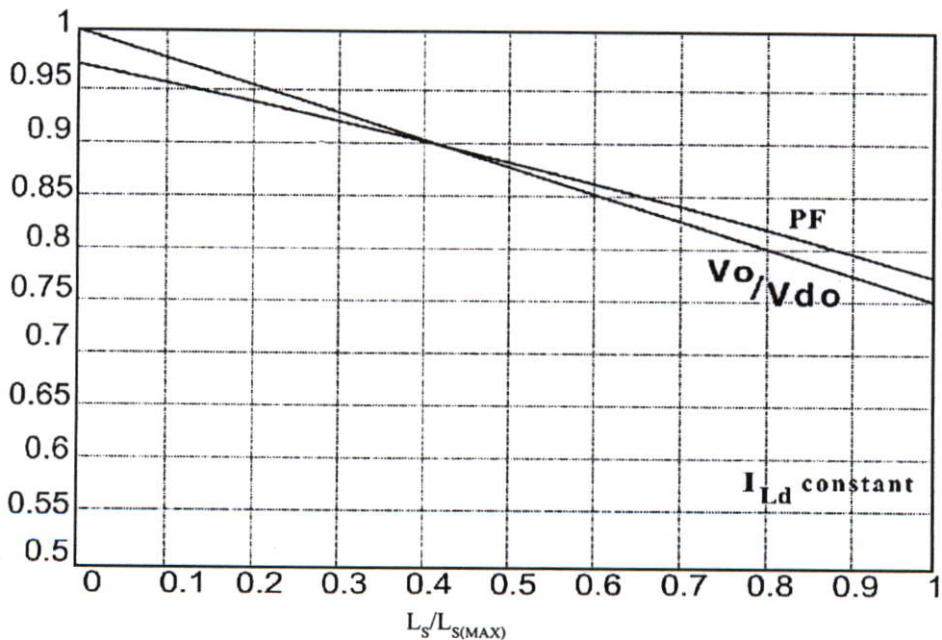
$$L_{s(\min)} = \frac{V_{LL}}{4\omega_o I_o} \quad (2.17)$$



(ก) รูปคลื่นของกระแสเฟส a เมื่อเทียบกับแรงดัน (ข) สเปกตรัมของกระแส

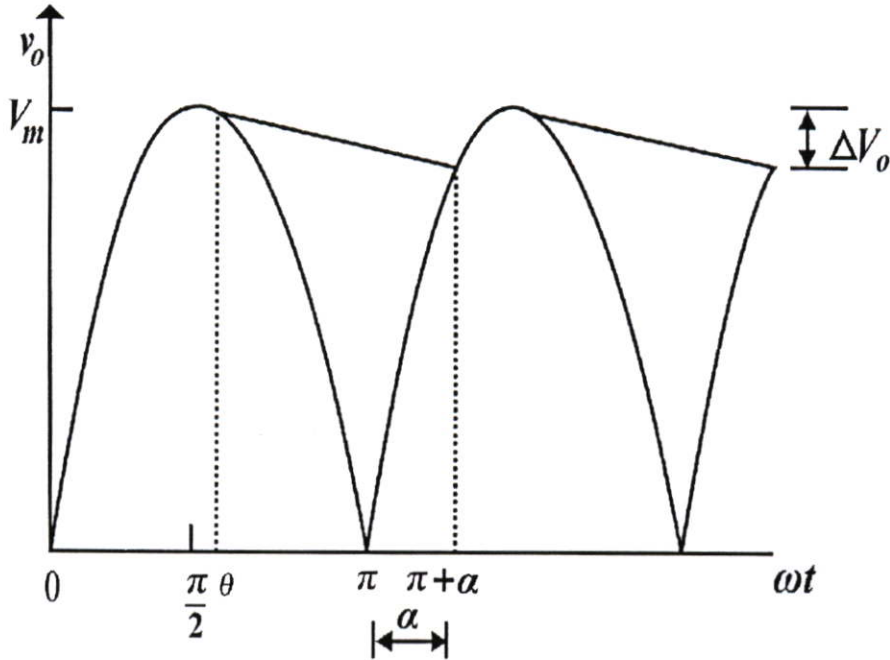
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นกระแสเฟส A เมื่อเทียบกับแรงดัน และสเปกตรัมของกระแส เมื่อมีมุมโอเวอร์แล็ป ประมาณ 30 องศา

รูปกระแสทางด้านเข้าของวงจรที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ที่แสดงในรูปที่ 2.11(ก) เห็นได้ว่ารูปคลื่นมีค่าใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ แต่มีการเลื่อนเฟสของกระแสล่าช้าออกไปเนื่องจากมุมโอเวอร์แล็ป และเมื่อกระแสมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ หรือค่าความผิดเพี้ยนลดลง ดังนั้นระดับฮาร์มอนิกก็จะลดลง ดังแสดงในรูป 2.11(ข) แต่เนื่องจากกระแสมีมุมต่างเฟสเมื่อเทียบกับแรงดัน สูงขึ้นจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังลดลง และในขณะเดียวกันแรงดัน DC ด้านออกก็จะลดลงด้วย เมื่อ  $L_s$  สูงขึ้นจนทำให้มุมโอเวอร์แล็ปเท่ากับ 30 องศา ค่าแรงดัน DC ด้านออกจะลดลงเหลือเพียงประมาณ 75% ของแรงดัน  $V_{do}$  ในขณะที่ตัวประกอบกำลังลดลงเหลือเพียง 0.77



รูปที่ 2.12 ผลกระทบของอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายที่มีต่อค่าตัวประกอบกำลัง และแรงดันด้านออก

### 2.3 ตัวเก็บประจุเอาต์พุตฟิลเตอร์ [5]



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่มีฟิลเตอร์เป็นตัวเก็บประจุ

จากวงจรที่ 2.2 เมื่อไม่คำนึงถึงค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายและค่าตัวเหนี่ยวนำอินพุต ดังนั้นสามารถอธิบายโดยตัวเก็บประจุที่ขนานกับโหลดตัวต้านทานสามารถทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต ซึ่งเป็นกระแสตรงดังรูปที่ 2.13 การวิเคราะห์หาค่าคลึงกับการเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น โดยวงจรแบบเต็มรูปคลื่นจะมีการคายประจุของตัวเก็บประจุที่ใช้เวลาน้อยกว่าวงจรครึ่งคลื่น และแรงดันเอาต์พุตสูงสุดจะน้อยกว่าในวงจรแบบเต็มรูปคลื่น

ในการวิเคราะห์ขั้นตอนของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นที่แรงดันเอาต์พุตเป็นฟังก์ชันไซน์ หากสมมุติให้ไดโอดในอุดมคติ คือ

$$v_o(\omega t) = \begin{cases} |V_m \sin \omega t| & \text{one diode pair on} \\ (V_m \sin \theta) e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC} & \text{diodes off} \end{cases} \quad (2.18)$$

เมื่อ  $\theta$  คือ มุมที่ไดโอดไบแอสกลับทางซึ่งเป็นแบบเดียวกันกับตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นดังกล่าว

$$\theta = \tan^{-1}(-\omega RC) = -\tan^{-1}(-\omega RC) + \pi \quad (2.19)$$

แรงดันเอาต์พุตสูงสุดคือ  $V_m$  และแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดถูกประมาณจากการกำหนดค่า  $v_o$  ที่มุมของไดโอดที่  $\omega t = \pi + \alpha$

$$(V_m \sin \theta) e^{-(\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} = -V_m \sin(\pi + \alpha)$$

หรือ

$$(\sin \theta) e^{-(\pi+\alpha-\theta)/\omega RC} - \sin(\alpha) = 0 \quad (2.20)$$

การแปรผันแรงดันขอด - ขอดหรือรีปเปิลเป็นความแตกต่างระหว่างแรงดันสูงสุดและต่ำสุดที่

$$\Delta V_0 = V_m - |V_m \sin(\pi + \alpha)| = V_m (1 - \sin \alpha) \quad (2.21)$$

สมการ (2.21) จะคล้ายกับสมการในการแปรผันแรงดันในตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น หากแต่  $\alpha$  มีขนาดใหญ่สำหรับตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่น และรีปเปิลมีขนาดเล็กสำหรับโหลดที่กำหนดกระแสตัวเก็บประจุถูกกล่าวถึงจากสมการตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น เมื่อ  $\omega RC > \pi$

$$\theta \approx \pi/2 \text{ และ } \alpha \approx \pi/2 \quad (2.22)$$

แรงดันเอาต์พุตที่ต่ำสุดที่ถูกประมาณจากสมการที่ 2.45 สำหรับ ช่วงโคไอดหยุดทำงาน  $\omega t = \pi$

$$v_0(\pi + \alpha) = V_m e^{-(\pi+\pi/2-\pi/2)/\omega RC} = V_m e^{-\pi/\omega RC} \quad (2.23)$$

แรงดันรีปเปิลสำหรับตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่นที่มีการกรองแบบใช้ตัวเก็บประจุสามารถหาได้จาก

$$\Delta V_0 \approx V_m (1 - e^{-\pi/\omega RC}) \quad (2.24)$$

นอกจากนี้ฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลในสมการ 2.24 สามารถประมาณได้ดังนี้

$$e^{-\pi/\omega RC} \approx 1 - \frac{\pi}{\omega RC} \quad (2.25)$$

การแทนค่าฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลในการประมาณรีปเปิล ขอด - ขอด คือ

$$\Delta V_0 \approx \frac{V_m \pi}{\omega RC} = \frac{V_m}{2fRC} \quad (2.26)$$

ซึ่งแรงดันรีปเปิล ขอด-ขอด ที่ถูกประมาณสำหรับตัวเรียงกระแสแบบเต็มรูปคลื่นเป็นครึ่งหนึ่งของตัวเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

## 2.4 เทคนิคการการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม

### 2.4.1 เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM)

เทคนิคนี้จะใช้หลักการ โดยการนำรูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานที่ต้องการออกแบบมาเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะ โดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ที่ออกแบบไว้ ค่าอัตราส่วนของแอมพลิจูดรูปคลื่นไซน์อ้างอิงเทียบกับแอมพลิจูดของรูปคลื่นพาหะเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต ( $m_a$ ) ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงได้ดังนี้[5]

$$v_r = m_a \sin \omega t \quad (2.27)$$

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

เมื่อ  $\widehat{V}_r$  คือแอมพลิจูดสัญญาณไซน์อ้างอิง

$\widehat{V}_{tri}$  คือแอมพลิจูดรูปคลื่นพาหะ และค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่ของสัญญาณพาหะกับสัญญาณไซน์อ้างอิงจะนิยามโดยค่า  $m_f$  ซึ่งหาได้จาก

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_r} \quad (2.28)$$

เมื่อ  $f_r$  คือความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิง

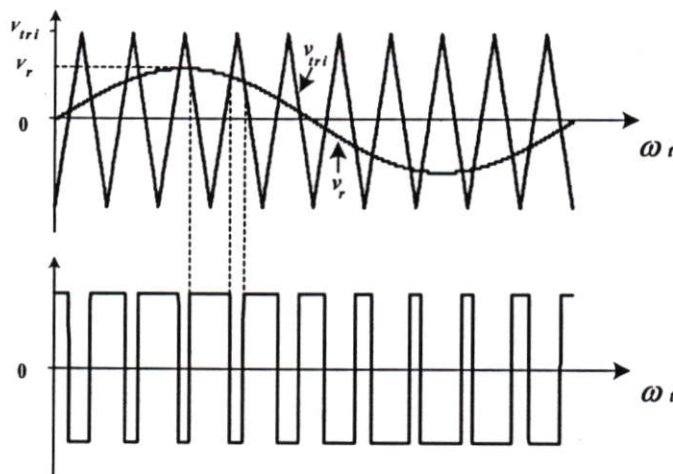
$f_{tri}$  คือความถี่ของรูปคลื่นพาหะ

ในการพิจารณาสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากรูปคลื่นนี้สามารถพิจารณาได้ 2 ย่าน คือ ย่านการมอดูเลตเชิงเส้น (linear modulation) ( $m_a \leq 1$ ) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงกับค่าของดัชนีการมอดูเลต โดยค่าแรงดันมูลฐานมีค่าดังสมการ

$$V_{1,rms} = \frac{V_d \cdot m_a}{\sqrt{2}} \quad (2.29)$$

เมื่อ  $V_d$  เป็นค่าระดับแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง

ตัวอย่างลักษณะของการสวิตช์แบบ SPWM แสดงดังรูปที่ 2.14

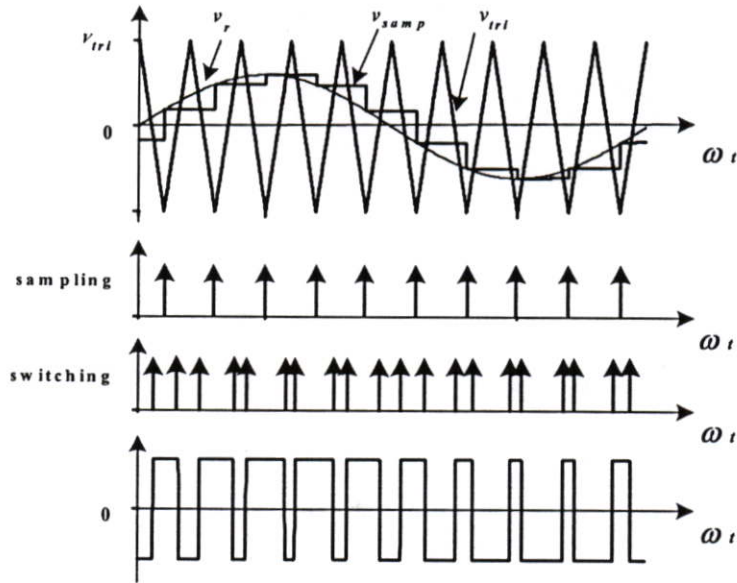


รูปที่ 2.14 หลักการสร้างรูปแบบพีคดับเบิลยูเอ็มแบบ SPWM

ย่านการโอเวอร์มอดูเลต (overmodulation) ( $m_a > 1$ ) เป็นย่านที่แรงดันเอาต์พุตไม่แปรผันตรงแบบเชิงเส้นกับค่าขนาดของดัชนีการมอดูเลต ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักไม่มีการนำย่านนี้ไปใช้งาน

เทคนิค SPWM ที่กล่าวมาแล้วนั้นอาจจะสร้างได้โดยการใช้วงจรทางอนาล็อกหรือไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งเป็นเทคนิคทางดิจิทัล การสร้างด้วยวงจรอนาล็อกทำได้โดยการสร้างสัญญาณอ้างอิงซึ่งเป็นรูปคลื่นไซน์นำมาคอมพาราเตอร์ด้วยออปแอมป์กับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มดังรูปที่ 2.1 วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า การแซมปลิงแบบเนเชอรัล (natural sampling) ซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย ส่วนการสร้างโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ทำได้โดยการเก็บสภาวะสวิตช์ซึ่งไว้ใน look up table หรือคำนวณแบบเวลาจริง (real-time) วิธีการสร้างแบบนี้เรียกว่า การแซมปลิงแบบเรกูลาร์ (regular sampling) ซึ่งจะเป็นการประมาณค่าความกว้างพัลส์ของเทคนิคการแซมปลิงแบบเนเชอรัล เพื่อลดองค์ประกอบฮาร์มอนิกทางด้านเอาต์พุต หลักการพื้นฐานในการมอดูเลตจะคล้ายกับเทคนิคการแซมปลิงแบบเนเชอรัล โดยการใช้คลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นไซน์ เพียงแต่จะสุ่มรูปคลื่นไซน์ ( $v_{samp}$ ) ด้วยเวลาคงที่และแน่นอน เพื่อทำให้เกิดความกว้างพัลส์ เทคนิคการแซมปลิงแบบเรกูลาร์ สามารถจำแนกออกเป็น 2 ชนิด คือ

การแซมปลิงแบบเรกูลาร์สมมาตร (Symmetric regular sampling) คาบของการสุ่มจะเท่ากับคาบของคลื่นพาหะ ขอบขาขึ้น และขอบขาลงของความกว้างพัลส์ห่างจากจุดศูนย์กลางของการสุ่มเท่ากันแสดงดังรูปที่ 2.2 ข้อดีของการสุ่มของเทคนิคนี้ ทำให้ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถสร้างพีคดับเบิลยูเอ็มที่ให้ความถี่สวิตช์สูงได้

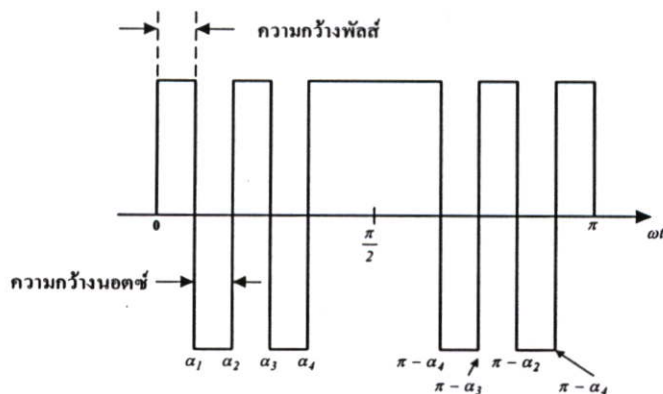


รูปที่ 2.15 หลักการสร้างรูปแบบพีคดับเบิลยูเอ็มแบบการแซมปลิงแบบเรกูลาร์สมมาตร

การแซมปลิงแบบเรกูลาร์ไม่สมมาตร (Asymmetric regular sampling) ความถี่ของการสุ่มจะเป็นสองเท่าของความถี่คลื่นพาหะ ขอบขึ้น และขอบล่างของความกว้างพัลส์ห่างจากจุดศูนย์กลางไม่เท่ากันแสดงดังรูปที่ 2.3 วิธีนี้สามารถลดฮาร์โมนิกได้ดีกว่า การแซมปลิงแบบเรกูลาร์สมมาตร เพราะจำนวนครั้งการสุ่มมากกว่าทำให้รูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มมีคุณภาพดีกว่า แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้จะทำให้ขีดจำกัดการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์น้อยลง เพื่อที่จะสร้างพีคดับเบิลยูเอ็มให้ได้ความถี่สวิตชิงสูงๆ

2.4.2 เทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็มแบบกำจัดฮาร์โมนิก(Harmonic Elimination Method)[8]

รูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มของเทคนิคนี้แสดงดังรูปที่ 2.16 จากทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นด้วยอนุกรมฟูเรียร์ พบว่าหากมีการกำหนดมุม  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  และ  $\alpha_4$  ให้เหมาะสมจะสามารถกำจัดฮาร์โมนิกที่ต้องการรวมถึงสามารถควบคุมแรงดันมูลฐานได้ ซึ่งสามารถพิสูจน์ให้เห็นได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.16 รูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มที่ใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิก

เนื่องจากรูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มตามรูปที่ 2.16 เป็นการสมมาตรแบบหนึ่งในสี่ (quarter-cycle symmetry) ดังนั้นสเปกตราแรงดันจะมีแต่องค์ประกอบฮาร์มอนิกคี่ (odd harmonics) เท่านั้น ซึ่งสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์ (fourier coefficients) จะสามารถหาได้จาก

$$a_n = 0 \quad (2.30)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(t) \sin n\omega t \, d\omega t \quad (2.31)$$

สมมุติว่าขนาดรูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มดังกล่าวมี  $f(t) = \pm 1$  ดังนั้น

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \left( -\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k \right) \right] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left( 1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

จากสมการ 2.32 สามารถกำหนดมุม  $\alpha$  ได้  $k$  จำนวน จาก  $\alpha_1$  ถึง  $\alpha_k$  แล้วจึงนำ  $\alpha$  จำนวนเท่ากับ  $k$  นี้มาควบคุมความถี่มูลฐาน 1 มุม ที่เหลือ  $k-1$  มุม จะถูกนำไปกำจัดฮาร์มอนิกที่ต้องการสมมุติว่าเลือก  $k=3$  จากหลักการข้างต้นสามารถเลือกกำจัดได้ 2 ฮาร์มอนิกโดยไม่สนใจฮาร์มอนิกที่ 3 เนื่องจากสามารถกำจัดได้ด้วยการต่อมอเตอร์ 3 เฟสแบบสตาร์ ดังนั้นจะกำจัดฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 จะได้

$$\text{องค์ประกอบมูลฐาน : } b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \quad (2.33)$$

$$\text{องค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 : } b_5 = \frac{4}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0 \quad (2.34)$$

$$\text{องค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 : } b_7 = \frac{4}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0 \quad (2.35)$$

จากสมการที่ 2.33 ถึง 2.35 จะเห็นได้ว่าเป็นสมการไม่เชิงเส้น (nonlinear equation) ดังนั้นในการแก้ปัญหาดังกล่าวใช้วิธีการหาคำตอบเชิงตัวเลข (numerical method) จะสามารถแก้สมการเหล่านี้ได้ ซึ่งทำให้สามารถกำหนดมุม  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  และ  $\alpha_3$  เพื่อให้ฮาร์มอนิกต่างๆ ถูกกำจัดไปตามที่ต้องการได้ สำหรับการสร้างรูปคลื่นพีคดับเบิลยูเอ็มแบบนี้ก็ทำได้ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ทำได้โดยการเก็บตำแหน่งมุม และสถานะการสวิตซ์ไว้ในตาราง (look up table) ซึ่งข้อเสียของเทคนิคนี้

คือ ต้องใช้หน่วยความจำจำนวนมากเพื่อเก็บข้อมูลดังกล่าว เมื่อต้องการใช้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันไป

## 2.5 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น

โดยทั่วไปแล้วรูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เชิงมุม  $\omega$  แสดงได้ดังนี้

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.36)$$

เมื่อ  $F_0 = \frac{1}{2}a_0$  เป็นค่าเฉลี่ย ในสมการที่ 2.36

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 0, \dots, \infty \quad (2.37)$$

และ

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 1, \dots, \infty \quad (2.38)$$

จากสมการที่ 2.36 และ 2.38 ค่าเฉลี่ย ที่  $\omega = 2\pi/T$

$$F_0 = \frac{1}{2}a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.39)$$

ในสมการที่ 2.36 แต่ละส่วนประกอบของความถี่  $[f_h(t) = a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)]$  เป็นเฟสเซอร์ในรูปของค่าอาร์เอ็มเอส

$$F_h = F_h e^{j\phi_h} \quad (2.40)$$

เมื่อขนาดประสิทธิผล

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.41)$$

และเฟส  $\phi_h$  กำหนดจาก

$$\tan(\phi_h) = \frac{(-b_h)}{a_h} \quad (2.42)$$

ฟังก์ชัน  $f(t)$  ในเทอมของค่าอาร์เอ็มเอสของส่วนประกอบอนุกรมฟูเรียร์ คือ

$$F = \left( F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{1/2} \quad (2.43)$$

## 2.6 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากรูปที่ 2.17 แสดงรูปคลื่นกระแส  $i_s$  ซึ่งเกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ กระแสที่ผิดเพี้ยนนี้สามารถก่อให้เกิดการผิดเพี้ยนในแรงดันด้วย แต่อย่างไรก็ตาม การผิดเพี้ยนในแรงดันมักจะมีขนาดเล็ก ในการวิเคราะห์เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจจึงสมมติให้แรงดันอินพุตเป็นคลื่นไซน์เท่านั้น ที่ความถี่พื้นฐาน ดังสมการที่ 2.44 ( $\omega_1 = \omega$  และ  $f_1 = f$ )

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (2.44)$$

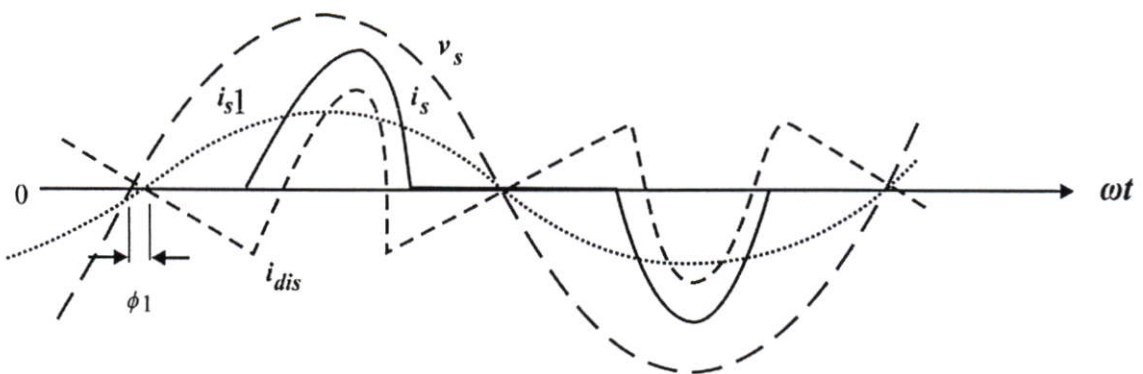
กระแส  $i_s$  คือ

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h=1} i_{sh}(t) \quad (2.45)$$

เมื่อ  $i_{s1}$  เป็นส่วนประกอบมูลฐาน

$i_{sh}$  เป็นส่วนประกอบที่ความถี่ฮาร์โมนิกที่  $f_h (=hf_1)$  ซึ่งส่วนประกอบของกระแสเหล่านี้แสดงดังสมการที่ 2.45 คือ

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_h) \quad (2.46)$$



รูปที่ 2.17 การผิดเพี้ยนรูปคลื่นของกระแส

เมื่อ  $\phi$  เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันอินพุตรูปคลื่นไซน์ที่  $v_s$  กับ  $i_s$  สามารถคำนวณหาค่าอาร์เอ็มเอสของกระแส  $i_s$  ได้จากสมการที่ 2.47

$$I = \left( \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right) \quad (2.47)$$

แทนค่าตัวแปรในสมการที่ 2.47 จะได้

$$I_s = \left( \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (2.48)$$

เมื่อ  $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$

จากสมการที่ 2.28 สามารถหาค่ากระแสประสิทธิผลได้อีกแบบหนึ่งดังสมการที่ 2.49

$$I_s = \left( I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.49)$$

การผิดเพี้ยนในแรงดันหรือรูปคลื่นกระแสเป็นคุณสมบัติจากค่าเฉลี่ยของดัชนีที่เรียกว่า การผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกโดยรวม Total harmonic distortion (THD) และส่วนประกอบของการผิดเพี้ยน  $i_{dis}$  ของกระแสจากสมการที่ (2.45) แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.50)$$

จากในรูปที่ 2.17 แสดงค่าของอาร์เอ็มเอส ได้ดังนี้

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left( \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.51)$$

และค่า THD ในกระแสถูกกำหนดให้เป็น

$$\begin{aligned} \% \text{THD}_i &= 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.52) \\ &= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left( \frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \end{aligned}$$

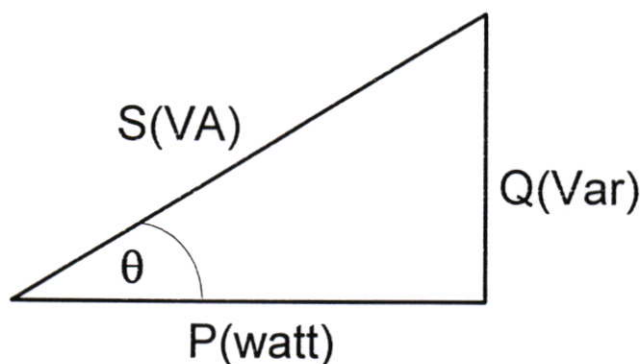
เมื่อค่ายอด  $I_{s,peak}$  ของรูปคลื่น  $i_s$  ในรูปที่ 2.17 หาดด้วยของกระแสประสิทธิผลทั้งหมด  $I_s$  คือ อัตราส่วน crest factor ดังสมการที่ (2.53)

$$\text{Crest factor} = \frac{I_{s,peak}}{I_s} \quad (2.53)$$

## 2.7 กำลังไฟฟ้าและตัวประกอบกำลัง[5-6,8]

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานกับระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าใน 2 ลักษณะคือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ เช่น สูญเสียในรูปความร้อน สูญเสียในรูปกำลังไฟฟ้าซึ่งกำลังไฟฟ้าสามารถแยกได้เป็น 3 ประเภทคือ

1. กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลดได้จากการถอดรอกที่สองของ  $P^2+Q^2$  เรียกกำลังไฟฟ้านี้ว่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power) หรือค่า  $S$  มีหน่วยเป็นโวลต์แอมป์ (VA)
  2. กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ หรือกำลังไฟฟ้าจริง (Active power) หรือ  $P$  จากสูตร  $VI \cos \phi$  มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)
  3. กำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ หรือกำลังรีแอกทีฟ (Reactive power) หรือค่า  $Q$  จากสูตร  $VI \sin \phi$  มีหน่วยเป็นโวลต์แอมป์รีแอกทีฟหรืออาร์ (VAR)
- ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ ได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า

สิ่งที่กล่าวมาข้างต้นค่าตัวประกอบการกระจัด (Displacement power factor หรือ DPF) จะส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor หรือ PF) เมื่อเพาเวอร์แฟกเตอร์ คือ อัตราส่วนของกำลังงานจริง / กำลังงานปรากฏ และมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 หรือจากรูปที่ 2.18 จะได้ว่า

$$PF = \cos \theta$$

โดยที่ค่า PF อาจเป็นแบบนำหน้า หรือตามหลังขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดงานรีแอกทีฟ ถ้ากำลังงานทั้งสองส่วนนี้ไหลไปในทิศทางเดียวกันค่า PF จะเป็นแบบตามหลัง และถ้าไหลไปคนละทิศทางค่า PF จะเป็นแบบนำหน้า เนื่องจากตัวตัวเก็บประจุเป็นแหล่งกำเนิดพลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียวจึงมีค่า PF แบบนำหน้าสำหรับตัวเหนี่ยวนำมีค่า PF แบบตามหลัง

ดังนั้นค่า PF เป็นการบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้งานให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใด

การกำหนดกำลังโดยเฉลี่ย ในรูปที่ 2.17 คือ

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (2.54)$$

เมื่อใช้  $v_s$  จากสมการที่ (2.44) และ  $i_s$  จากสมการที่ (2.46) จะได้ว่า

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (2.55)$$

หากสังเกตจะพบว่าส่วนประกอบของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกไม่ได้มีส่วนในกำลังเฉลี่ย จากแรงดันไซน์  $v_s$  โดยกำลังปรากฏ  $S$  ที่พบเป็นผลที่ได้จากแรงดันอาร์เอ็มเอสของ  $V_s$  และ กระแสอาร์เอ็มเอสของ  $I_s$  ดังสมการ

$$S = V_s I_s \quad (2.56)$$

โดยเพาเวอร์แฟคเตอร์ (PF) ที่มีลักษณะใกล้เคียงกับไซน์ซอซัดที่แสดงได้ดังในสมการที่ (2.57)

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \quad (2.57)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.55) ถึง (2.57) ที่แรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์แต่กระแสไม่เป็นรูปไซน์ ตามรูปที่ 2.17 จะได้ว่า

$$\text{PF} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (2.58)$$

เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่เคลื่อนที่ (DPF ที่เป็นลักษณะเดียวกันกับเพาเวอร์แฟคเตอร์ในวงจรเชิงเส้นซึ่งมีแรงดัน และกระแสไซน์ซอซัด) ถูกกำหนดเป็นโคไซน์ของมุม  $\phi_1$

$$\text{DPF} = \cos \phi_1 \quad (2.59)$$

ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของกระแสที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ คือ

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \text{DPF} \quad (2.60)$$

จากสมการที่ (2.51) จะสังเกตเห็นว่าการบิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสส่งผลในรูปของ  $I_{s1}/I_s$  และเพาเวอร์แฟคเตอร์ของสมการ (2.52) และ (2.60) มีค่าเท่ากับ

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} DPF \quad (2.26)$$

## 2.8 มาตรฐานเกี่ยวกับฮาร์มอนิก

เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของโหลดทางไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งโหลดทางไฟฟ้าเหล่านี้ทำให้กระแสที่ไหลเข้าไปในระบบไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ หรือเป็นกระแสที่มีฮาร์มอนิกอื่นๆ ประกอบด้วย ผลคือทำให้มีกระแสฮาร์มอนิกไหลอยู่ในระบบไฟฟ้า และอาจทำให้เกิดความเสียหายหรือรบกวนอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ที่ต่ออยู่ในระบบได้ การเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของระบบและความสูญเสียในระบบไฟฟ้ามากขึ้น จึงเป็นการนำมาซึ่งการกำหนดระดับของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกที่เหมาะสม โดยการกำหนดเป็นมาตรฐาน (Standards) เพื่อเป็นการควบคุมดูแลการแพร่ของฮาร์มอนิกในระดับหนึ่งที่ยอมรับได้ที่ระดับของแรงดัน และกระแสต่างๆ กัน มาตรฐานที่มีอาจเป็นมาตรฐานระดับชาติ (National Standards) หรือเป็นมาตรฐานนานาชาติ (International Standards) โดยขึ้นอยู่กับประเทศใดจะยอมรับมาตรฐานใดเพื่อใช้บังคับต่อทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้พลังงานไฟฟ้า เป้าหมายของมาตรฐานต่างๆ จะสัมพันธ์กับผลกระทบของระดับของฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งอาจจำแนกได้ดังนี้

1. เพื่อควบคุมความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดันและกระแสในระบบไฟฟ้ากำลังให้อยู่ที่ระดับซึ่งอุปกรณ์ที่มีส่วนร่วมอยู่สามารถทนได้ เช่นตัวเก็บประจุที่ใช้แก้ค่าตัวประกอบกำลัง สัญญาณความถี่เสียงในระบบไฟฟ้ากำลัง การควบคุมการกระเพื่อมในระบบไฟฟ้ากำลัง และอุปกรณ์ที่ใช้หลักการของการสวิตชิงสัญญาณ
2. ความต้องการของผู้บริโภคที่ต่อโหลดกับระบบไฟฟ้ากำลัง เพื่อให้ได้รูปคลื่นแรงดันที่เหมาะสมกับที่ระบุไว้ที่อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้านั้นๆ เช่นระดับความผิดเพี้ยนของแรงดัน
3. เพื่อให้แน่ใจว่าระบบไฟฟ้ากำลังจะต้องไม่รบกวนการทำงานของระบบอื่น เช่นระบบการสื่อสาร เป็นต้น

จากพื้นฐานความต้องการหลักๆ เหล่านี้ จึงอาจต้องกำหนดมาตรฐานที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับลำดับความสำคัญของแต่ละแห่ง ตัวอย่างเช่น โครงสร้างของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าและการควบคุมรีปเปิด เพื่อการจัดการสำหรับโหลดของระบบ ซึ่งแต่ละชนิดจะมีผลกระทบต่อมาตรฐานที่จะกำหนดขึ้นมาใช้พิจารณาระบบกำลังของประเทศสหราชอาณาจักร (United Kingdom) และนิวซีแลนด์ ในประเทศสหราชอาณาจักรการใช้ไฟฟ้าอยู่ที่ศูนย์กลางเป็นจำนวนมาก ซึ่งโดยทั่วไปจะติดตั้งอยู่ใกล้กับแหล่งกำเนิดพลังงาน ซึ่งจะแตกต่างกันมากกับประเทศนิวซีแลนด์ซึ่งแหล่งกำเนิดพลังงานอยู่ห่างไกลจากจุดใช้งาน ที่ซึ่งอยู่อย่างกระจัดกระจายและมีขนาดของโหลดทางไฟฟ้าต่ำๆ กระจายอยู่ทั่วไป ทำให้ต้องใช้สายส่งยาวๆ ที่ค่าอิมพีแดนซ์ของระบบสายส่งสูง ซึ่งทำให้ระดับของฟอลต์ค่าและนำไปสู่ความไม่มั่นคงของระบบเมื่อมีฮาร์มอนิกสอดแทรกเข้ามา

### 2.8.1 แฟลคเตอร์ที่มีอิทธิพลต่อการพัฒนามาตรฐานสำหรับการควบคุมฮาร์มอนิก

จากการศึกษาถึงผลกระทบของฮาร์มอนิกที่มีต่อระบบไฟฟ้ากำลัง พบว่ามีแฟลคเตอร์หลักๆ จำนวนหนึ่งซึ่งสามารถนำมาใช้ในการระบุค่าจำกัดที่เหมาะสม ดังนี้

1. นิยามของฮาร์มอนิกในระบบ โดยอ้างถึงขนาดของแรงดัน และกระแสที่แต่ละลำดับฮาร์มอนิก

2. ผลรวมของฮาร์มอนิกทั้งของแรงดันและของกระแส โดยแสดงเป็นค่าประสิทธิภาพ (rms) หรือแสดงเป็นค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกโดยรวม (Total harmonic distortion , THD) เช่นถ้าเป็นค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกโดยรวมของแรงดัน ( $THD_V$ ) จะกำหนดโดย

$$3. \quad \% THD_V = 100 \left( \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \right)$$

เมื่อ  $V_1$  เป็นค่าแรงดันที่ความถี่มูลฐาน และ  $V_n$  คือค่าแรงดันที่ฮาร์มอนิกลำดับ  $n$

4. แรงดันของระบบที่ซึ่งต้องการทำการวัด และต้องทำการแยกแยะระหว่างระบบส่ง (Transmission system) และระบบจำหน่าย (Distribution system)

5. การวัดความสามารถของระบบทั้งด้านการจ่ายและความคงทนต่อฮาร์มอนิก ในกรณีที่ขาดข้อมูลรายละเอียดเกี่ยวกับฮาร์มอนิกอิมพีแดนซ์ของระบบ ค่า Harmonic capacity อาจพิจารณาจากระดับของกระแสลัดวงจร (Short circuit capacity) ที่จุดต่อร่วมของระบบ (PCC)

6. การระบุระดับของฮาร์มอนิกที่ยอมรับได้ ซึ่งอาจจะเป็นค่ายอด หรือค่าประสิทธิภาพ หรือในบางครั้งอาจเป็นค่าช่วงเวลาที่คงอยู่ในช่วงเวลาหนึ่งหรือจำนวนเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่กำหนด

7. วิธีการวัดที่ใช้ รูปแบบของการเก็บข้อมูลและการรายงานผลที่ได้จากการวัด

8. ชนิดของโหลดทางไฟฟ้าที่รบกวนต่อระบบ

9. ความเป็นไปได้ที่จะเกิดผลกระทบต่อระบบสื่อสารและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง

10. การใช้งานในกรณีพิเศษต่างๆ เช่นการใช้ ripple control ในการควบคุมระบบไฟฟ้ากำลัง

ในทางปฏิบัติ แต่ละมาตรฐานที่เสนอมักจะเกิดจากการรวมกันของแฟลคเตอร์ต่างๆ ข้างต้น กับค่าถ่วงน้ำหนัก (Weighting) ของแต่ละแฟลคเตอร์ที่กำหนดโดยสภาวะต่างๆ ของระบบ ซึ่งบทบาทของมาตรฐานคือเพื่อให้ทุกอย่างทำงานเข้ากันได้อย่างเรียบร้อยดังที่ประสงค์

### 2.8.2 มาตรฐานหรือข้อกำหนดสำหรับผู้ใช้อิไฟฟ้า

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงระดับของความผิดเพี้ยนของกระแสที่เกิดขึ้นจากการทำงานของโหลดทางไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับระบบที่ระบุในมาตรฐานต่างๆ

### 2.8.2.1 มาตรฐาน IEEE 519-1992

ในข้อกำหนด หรือ Recommended practices for individual consumers ของ IEEE 519-1992 จะสนใจที่จุดต่อร่วมของระบบ ที่เชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้ไฟฟ้ากับผู้จ่ายไฟฟ้า (Customer-utility interface) แต่จะไม่รวมถึงระบบกระแสตรงแรงดันสูง (High-Voltage Direct Current : HVDC) และระบบการควบคุมรีแอกทีฟ (Static Var Control : SVC) ซึ่งดูแลและดำเนินการโดยผู้ผลิตและผู้จ่ายไฟฟ้าเอง

ระบบในอุดมคติอาจเป็นไปได้ ถ้าสามารถควบคุมฮาร์มอนิกที่มีสาเหตุมาจากการทำงานของโหลดไม่ให้มีปรากฏอยู่ที่ส่วนใดๆ ในระบบไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นส่วนของผู้ใช้ไฟเอง ส่วนของผู้ผลิตไฟรวมถึงส่วนของผู้ใช้ไฟอื่นๆ แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติด้วยเหตุผลทางด้านเศรษฐศาสตร์ และความสามารถในการควบคุมฮาร์มอนิกควรต้องสมดุล และบางฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นก็ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ที่บางจุดในระบบ ดังนั้นข้อกำหนดที่ระบุในที่นี้มุ่งหวังเพื่อลดผลของฮาร์มอนิกที่จุดต่างๆ ของระบบ โดยกำหนดขีดจำกัดของฮาร์มอนิกต่างๆ ของทั้งกระแสและแรงดัน ที่จุด PCC จุดเพื่อการวัด หรือจุดใดๆ ครอบคลุมทั้งที่ผู้ผลิตและผู้ใช้ไฟฟ้าสามารถที่จะเข้าถึงเพื่อการวัดฮาร์มอนิกได้โดยตรง หรือสามารถประมาณค่าดัชนีฮาร์มอนิกที่จุดของการเชื่อมต่อ (Point Of Interface , POI) ตามวิธีการที่เป็นที่ยอมรับ ในระบบอุตสาหกรรม PCC จะหมายถึงจุดต่อระหว่างโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้นกับ โหลดที่เป็นเชิงเส้น

ดัชนีที่ดีของฮาร์มอนิกกำหนดได้โดยคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. ค่าที่กำหนดโดยดัชนีฮาร์มอนิก (Harmonic indices) ควรเป็นค่าที่มีความหมายอย่างแท้จริงและสัมพันธ์กันกับผลกระทบที่เกิดเนื่องจากฮาร์มอนิกอย่างปรากฏได้ชัดเจน
2. จะต้องเป็นไปได้สำหรับการวัดไม่ว่าจะเกินขีดจำกัดของดัชนีฮาร์มอนิกหรือไม่ก็ตาม
3. ดัชนีฮาร์มอนิกควรจะง่ายและสามารถปฏิบัติได้ซึ่งจะทำให้สามารถนำไปใช้ได้อย่างกว้างขวาง

ข้อแนะนำของดัชนีฮาร์มอนิกคือ

1. ความกว้างของน็อดซ์ พื้นที่น็อดซ์ทั้งหมด และความผิดเพี้ยนแรงดันบัสต่อน็อดซ์คอมมินเตด
2. ความผิดเพี้ยนของแรงดันแต่ละลำดับ และความผิดเพี้ยนโดยรวม
3. ความผิดเพี้ยนของกระแสแต่ละลำดับและความผิดเพี้ยนโดยรวม

เมื่อได้ปฏิบัติตามข้อกำหนดแล้วอาจจะยังไม่สามารถป้องกันปัญหาจากฮาร์มอนิกได้ทั้งหมด โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเข้าไปใกล้ถึงจุดจำกัด เนื่องจากระบบอาจมีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงมีการพิจารณาใหม่โดยที่การวัดฮาร์มอนิกต้องทำเป็นช่วงๆ เพื่อดูพฤติกรรมและประสิทธิภาพของระบบ ผู้ใช้ไฟฟ้าต้องแน่ใจว่า

1. ตัวเก็บประจุที่ต่อเพื่อแก้ค่าตัวประกอบกำลัง หรือเพื่อกรองฮาร์มอนิกจะไม่เกิดความเครียดเกินจากฮาร์มอนิกที่เพิ่มมากขึ้น
2. จะไม่เกิดความเสียหายเนื่องจากการเกิดเรโซแนนซ์แบบอนุกรมหรือขนาน
3. ระดับของฮาร์มอนิกที่จุด PCC หรือจุดที่จะต่อใช้งานไม่เกินระดับที่กำหนด

#### 2.8.2.2 การพัฒนาขีดจำกัดของความผิดเพี้ยนกระแส

ปรัชญาของการกำหนดขีดจำกัดของกระแสในข้อกำหนดนี้คือ

1. ขีดจำกัดของฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้ไฟฟ้าแต่ละรายจะต้องไม่เป็นเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนของแรงดันเกินกว่าระดับที่ยอมรับได้สำหรับคุณสมบัติโดยทั่วไปของระบบไฟฟ้า (Normal system characteristic)
2. ขีดจำกัดของความผิดเพี้ยนโดยรวมของแรงดันในระบบที่จ่ายโดยผู้ผลิตไฟฟ้า

#### 2.8.2.3 ขีดจำกัดของน็อดซ์คอมมิวเตด

ความถี่ของน็อดซ์ ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกโดยรวม และพื้นที่น็อดซ์ของแรงดันสายที่จุดต่อร่วม ควรถูกจำกัดดังตารางที่ 2.2 โดยที่พื้นที่น็อดซ์แสดงดังรูปที่ 2.13

ตารางที่ 2.1 การแบ่งแยกระบบแรงดันต่ำและข้อจำกัดของแหล่งจ่าย

	การประยุกต์ใช้	ระบบทั่วไป	ระบบคอนเวอร์เตอร์
ความถี่น็อดซ์	10%	20%	50%
THD (Voltage)	3%	5%	10%
พื้นที่น็อดซ์ ( $A_N$ ) <sup>***</sup>	164000	22800	36500

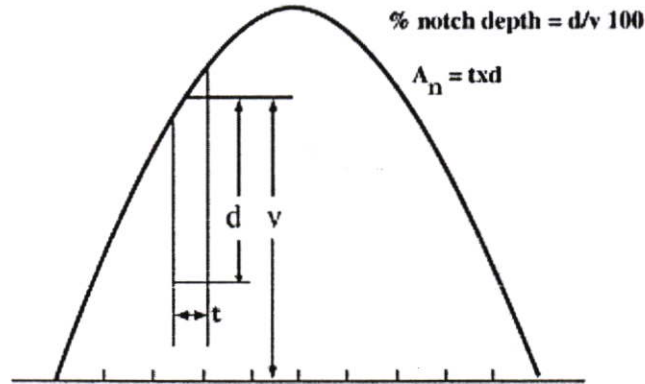
หมายเหตุ : ค่า  $A_N$  สำหรับระบบที่ไม่ใช่ระบบ 480V ควรจะคูณด้วย  $V/480$

- \* การประยุกต์ใช้สำหรับโรงพยาบาลและอากาศยาน
- \*\* โหลดคอนเวอร์เตอร์
- \*\*\* โวลต์-ไมโครวินาทีที่แรงดันและกระแสพิกัด

ระดับที่จำกัดนี้แนะนำให้ใช้สำหรับระบบแรงดันต่ำ (low-voltage system) ที่ซึ่งพื้นที่ Notch สามารถวัดได้โดยง่ายด้วยออสซิลโลสโคป จะสังเกตได้ว่าแฟกเตอร์ของความผิดเพี้ยนของแรงดันสัมพันธ์กับพื้นที่รวมของ notch ,  $A_N$  ดังสมการ

$$A_N = V_N t_N \quad (2.60)$$

เมื่อ  $A_N$  = พื้นที่น็อดซ์ , โวลต์-ไมโครวินาที  
 $V_N$  = ความลึกน็อดซ์ , โวลต์ (แรงดันไลน์)  
 $t_N$  = ความกว้างน็อดซ์ , ไมโครวินาที



รูปที่ 2.19 การกำหนดความลึกและพื้นที่น็อดซ์

## 2.9 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานในแหล่งจ่ายไฟฟ้าซึ่งใน ส่วนของคอนเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส และแบบ 3 เฟสได้อธิบายสมการแรงดันและกระแสในกรณี คิดค่าคาปาซิเตอร์ ผลของความต้านทานและอินดักแตนซ์ด้านอินพุต รวมถึงผลของการเกิดฮาร์มอนิก ในส่วนของรูปคลื่น และเทคนิคการการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบต่างๆ เช่น เทคนิคการ สร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ซอซอดัล เทคนิคพีคดับเบิลยูเอ็มแบบกำจัดฮาร์มอนิก เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้อธิบายความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส กำลังไฟฟ้าและตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ต่างๆ สุดท้ายได้กล่าวถึงมาตรฐานของฮาร์มอนิกในระบบ

### บทที่ 3

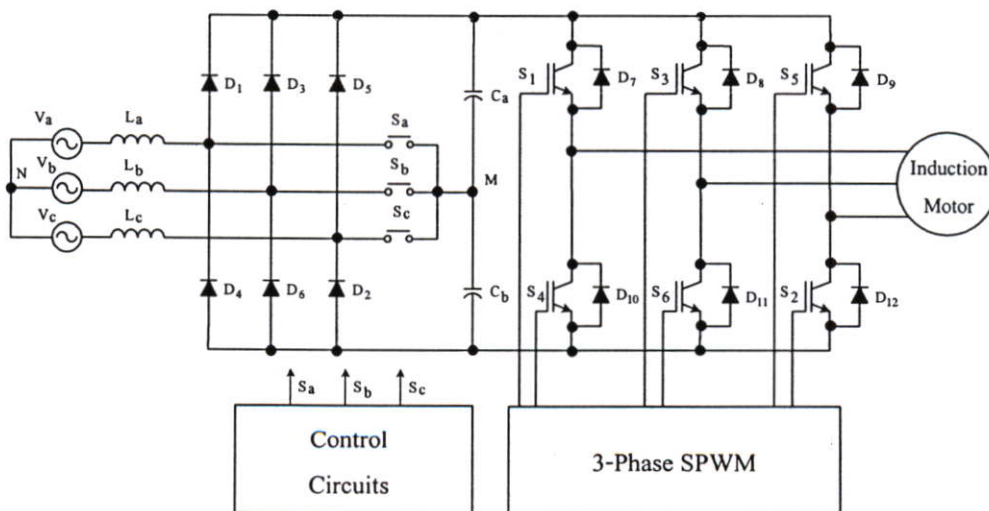
## การวิเคราะห์เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับ โซ่ฟีดแบ็คเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะอธิบายถึงหลักการทำงาน การออกแบบของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์โซ่ฟีดแบ็คเบิลยูเอ็ม โดยในบทนี้ได้มีการวิเคราะห์การทำงานของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสของภาควงจรเรียงกระแสอย่างละเอียด นอกจากนี้ยังได้ยกตัวอย่างการออกแบบ อีกด้วย

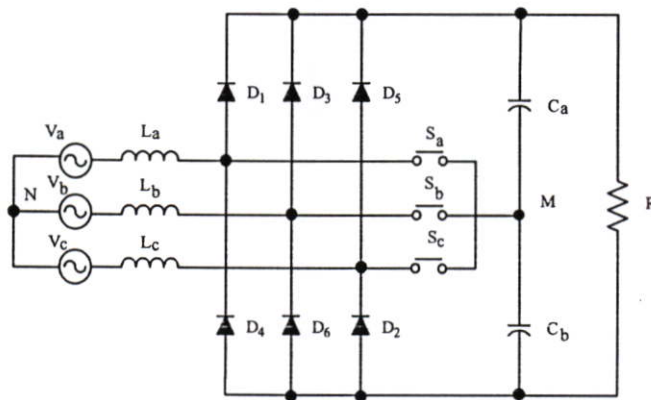
### 3.2 หลักการทำงานของระบบที่นำเสนอ [1-4]

จากรูปที่ 3.1 แสดงระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิทยานิพนธ์นี้ โดยประกอบไปด้วยภาควงจรเรียงกระแสแบบ 3 เฟสพร้อมด้วยวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ภาคแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง และภาคอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบโซ่ฟีดแบ็คเบิลยูเอ็ม โดยในหัวข้อนี้จะได้มีการวิเคราะห์การทำงานของภาควงจรเรียงกระแสอย่างละเอียด

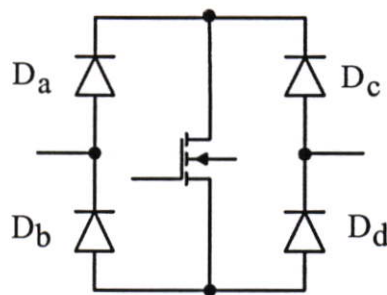


รูปที่ 3.1 ระบบอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

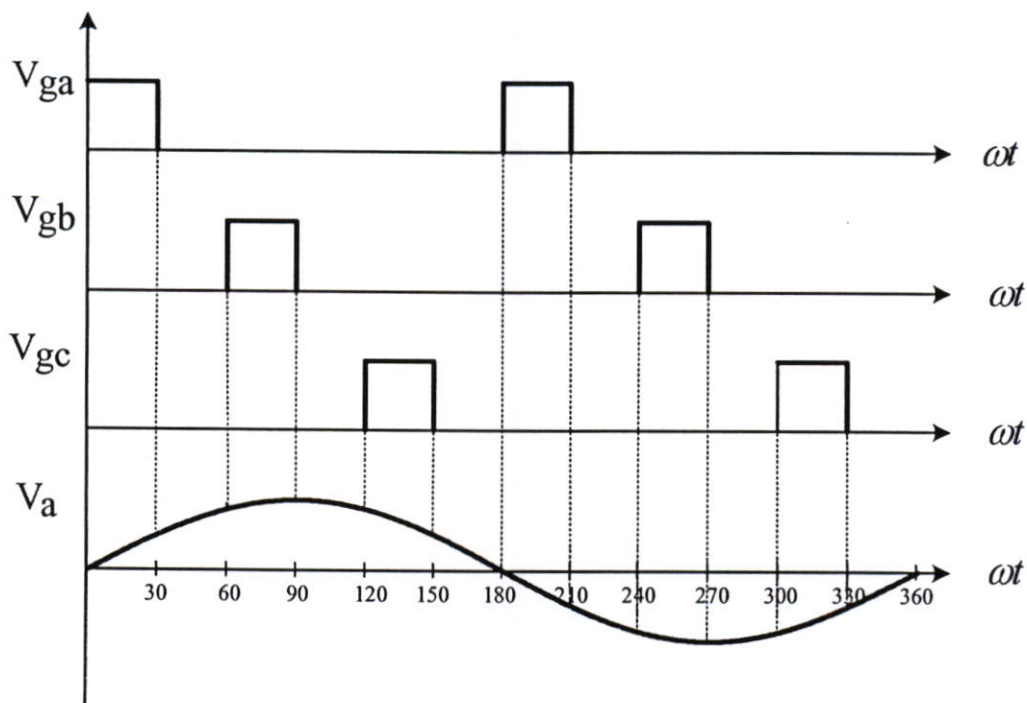
จากรูปที่ 3.1 เมื่อพิจารณาเฉพาะวงจรเรียงกระแสแบบ 3 เฟส สวิตช์แบบ 2 ทิศทาง ( $S_a, S_b$  และ  $S_c$ ) ตัวเก็บประจุ ( $C_a$  และ  $C_b$ ) จำนวน 2 ตัวเพื่อให้ได้โหนดศูนย์กลางที่มีความสมดุลระหว่างแรงดันไฟฟ้าบวกและแรงดันไฟฟ้าลบ และโหลดความต้านทาน ซึ่งจะใช้ในการวิเคราะห์เพื่อสามารถออกแบบและกำหนดรูปแบบการสวิตช์ดังแสดงดังรูปที่ 3.2 โดยปกติแล้วกระแสไลน์ในแต่ละเฟสจะล่าหลังหรือไหลช้าเมื่อเทียบกับแรงดันเฟสประมาณ  $30^\circ$  เป็นผลให้กระแสไลน์เป็นศูนย์ในช่วงเวลาดังกล่าว และส่งผลให้กระแสอินพุตของระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำและความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกสูง (High harmonic distortion) ส่วนรูปที่ 3.3 แสดงวงจรของสวิตช์ 2 ทิศทางที่ใช้ในการทดลองของงานวิทยานิพนธ์นี้



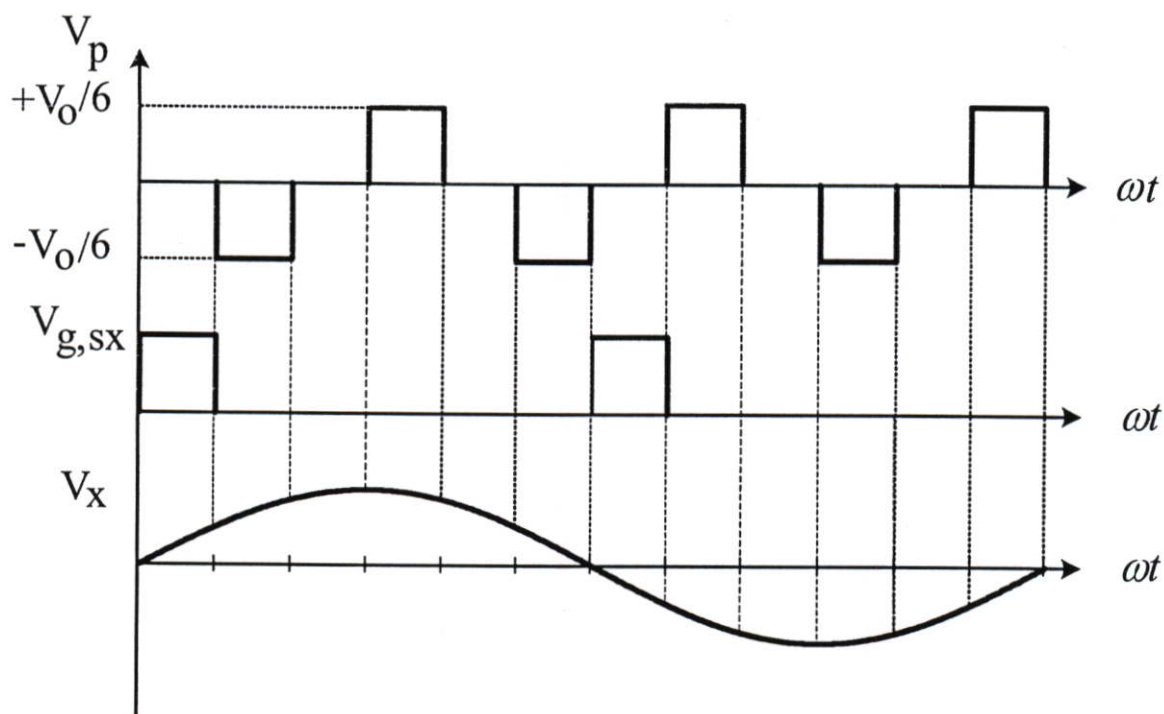
รูปที่ 3.2 วงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์หลักการทํางาน



รูปที่ 3.3 สวิตช์ 2 ทิศทางที่ใช้ในวงจรแทนสวิตช์  $S_a, S_b$  และ  $S_c$



รูปที่ 3.4 รูปแบบการสวิตช์ของสวิตช์  $S_a$ ,  $S_b$  และ  $S_c$  ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.5 รูปแรงดันตกคร่อมระหว่างจุดสตาร์ของแหล่งจ่าย 3 เฟสกับจุดแรงดันระหว่างตัวเก็บประจุ

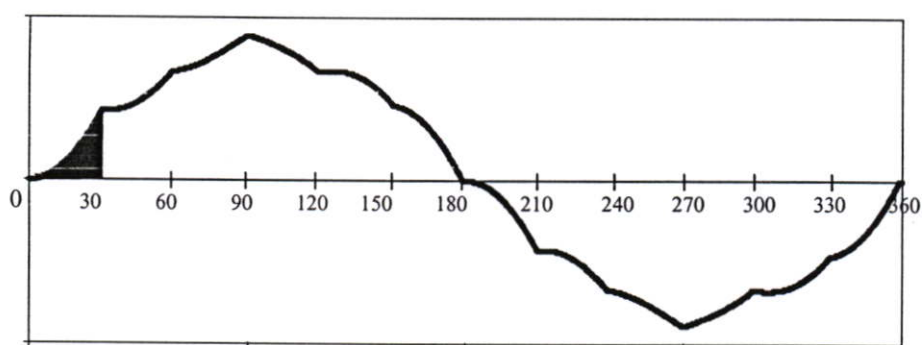
จากรูปที่ 3.2 และ 3.4 เมื่อพิจารณาการทำงานแล้วจะมีความซับซ้อนมากในการคำนวณหากระแสและแรงดันสภาวะต่างๆ ดังนั้นเพื่อให้่ายในการคำนวณต้องพิจารณาควคู่กับรูปที่ 3.5

นำเสนอโดย [3] ซึ่งในงานวิจัยนี้ ได้กำหนดรูปคลื่นแรงดันระหว่างจุดสตาร์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟสกับจุดแรงดันระหว่างตัวเก็บประจุของแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง ( $V_p$ ) ดังรูปที่ 3.6 จากรูปที่ 3.6 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ามีขนาดคร่อมแรงดันสวิตช์แบบ 2 ทิศทางเพียง 1/6 เท่าของแรงดันไลน์เท่านั้นเอง นั่นหมายความว่าพิคคของแรงดันของอุปกรณ์ที่ใช้ได้แก่ เพาเวอร์มอสเฟต และไดโอด สามารถเลือกใช้พิคคต่ำ และราคาถูกรอีกด้วย

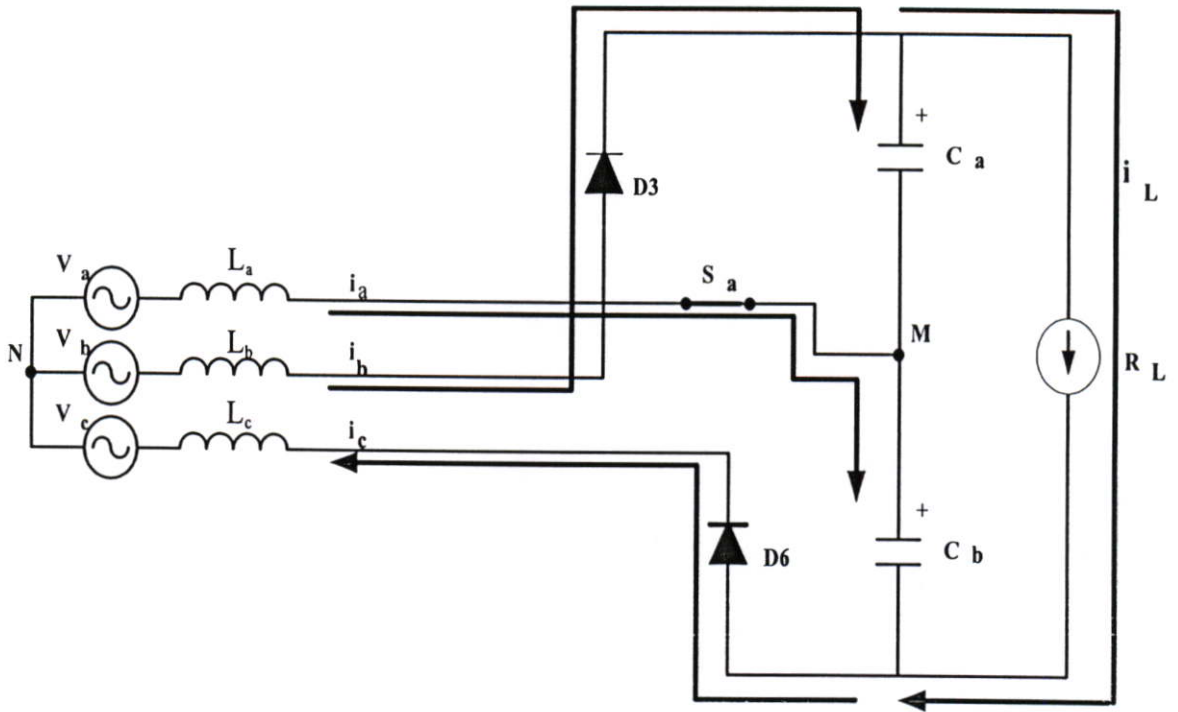
จากรูปที่ 3.1 ,3.3, 3.4 และ 3.5 เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรดังกล่าวจะเห็นได้ว่า กระแสทั้ง 3 เฟสจะมีรูปคลื่นแรงดันเหมือนกันเนื่องจากถูกควบคุมเหมือนกัน ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ จึงได้วิเคราะห์การทำงานของกระแสเฉพาะเฟส A เท่านั้น แต่อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์ก็จะมีลักษณะเหมือนกันในทุกๆเฟส ซึ่งสามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 6 โหมดการทำงาน เมื่อพิจารณาในครั้งรูปคลื่นสัญญาณไซน์เฟส A ของแรงดันไฟฟ้าอินพุต โดยสามารถอธิบายหลักการทำงานได้ ดังนี้

### 3.2.1 มุม 0 – 30 องศา

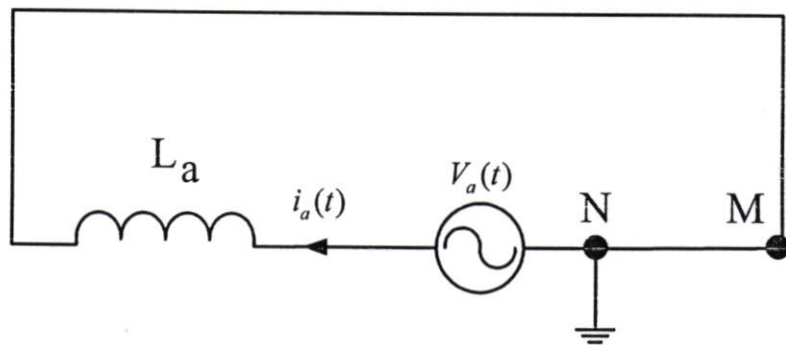
ตามปกติแล้ววงจรในช่วงนี้จะไม่มีกรไหลของกระแสไลน์หรือกระแสไลน์เป็นศูนย์ ในช่วงมุม 0-30 องศา ดังนั้นในช่วงมุมนี้จึงได้มีการควบคุมให้สวิตช์  $S_u$  ปิดวงจรเพื่อให้กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_u$  และผ่านไปยังสวิตช์  $S_d$  และจุดระหว่างตัวเก็บประจุแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าจะมีไดโอดทำงานเพียง 2 ตัวนั่นก็คือ  $D_5$  และ  $D_6$  โดยสามารถอธิบายการทำงานให้ง่ายขึ้นดังแสดงดังรูปที่ 3.8 และสามารถแสดงกระแสที่ไหลในช่วงเวลานี้ดังสมการที่ 1



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 0 – 30 องศา



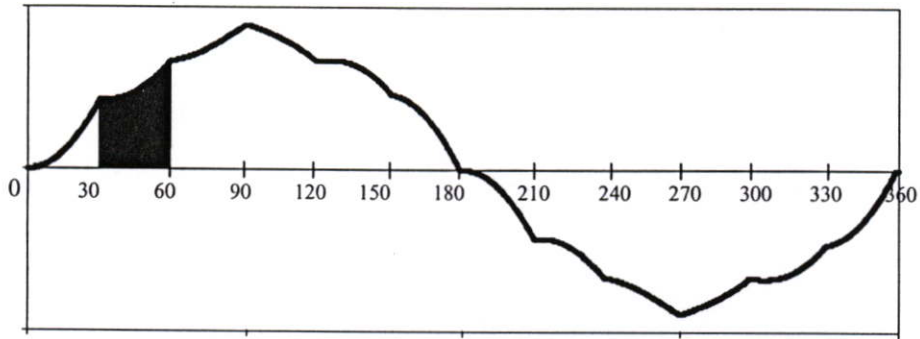
รูปที่ 3.7 การทำงานของวงจรในช่วงมุม 0 – 30 องศา



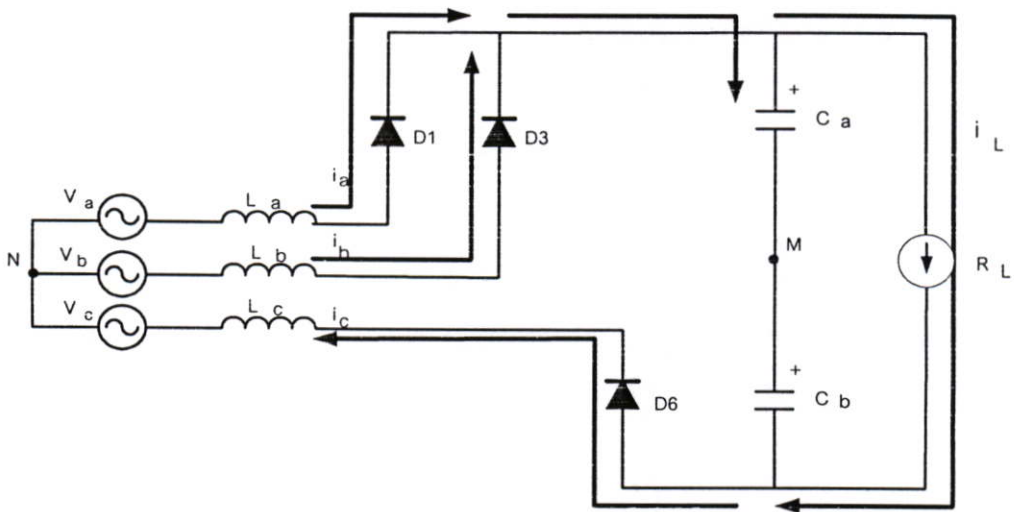
รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลย์ของการทำงานในช่วงมุม 0 – 30 องศา

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a \sqrt{3}} (1 - \cos \omega t) \tag{3.1}$$

## 3.2.2 มุม 30 – 60 องศา

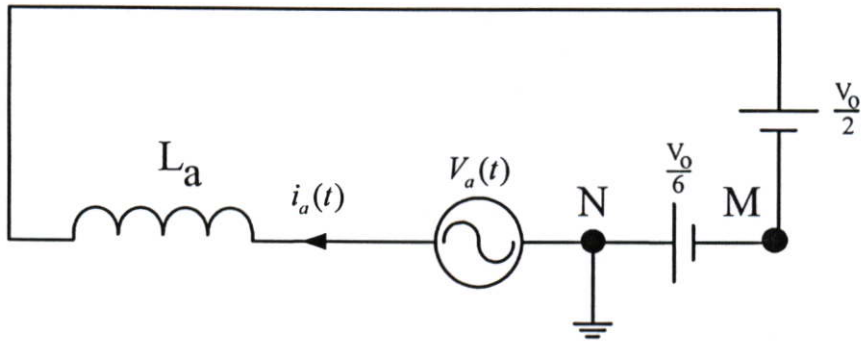


รูปที่ 3.9 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 30 – 60 องศา



รูปที่ 3.10 การทำงานของวงจรในช่วงมุม 30 – 60 องศา

จากรูปที่ 3.9 และ 3.10 แสดงรูปคลื่นกระแสไลน์และวงจรการทำงานในช่วงมุนำกระแส 30-60 องศา ในโหมดนี้สวิตช์ 2 ทิศทางทั้ง 3 ตัวจะไม่ทำงาน และจะมีไดโอด 3 ตัวที่ทำงาน คือ  $D_1$ ,  $D_3$  และ  $D_6$  ตามลำดับ ในโหมดนี้จะมีการทำงานเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบธรรมดา ซึ่งสมการในการคำนวณกระแสจะซับซ้อนมาก ดังนั้น ต้องพิจารณาวงจรใหม่โดยการใช้วงจรสมมูลดังแสดงดังรูปที่ 3.11 ซึ่งสามารถคำนวณหากระแสได้ดังสมการที่ 2 โดยที่  $\alpha$  คือมุมการนำกระแสของกระแส และ  $\beta$  ช่วงที่กระแสในไลน์ไม่นำกระแส

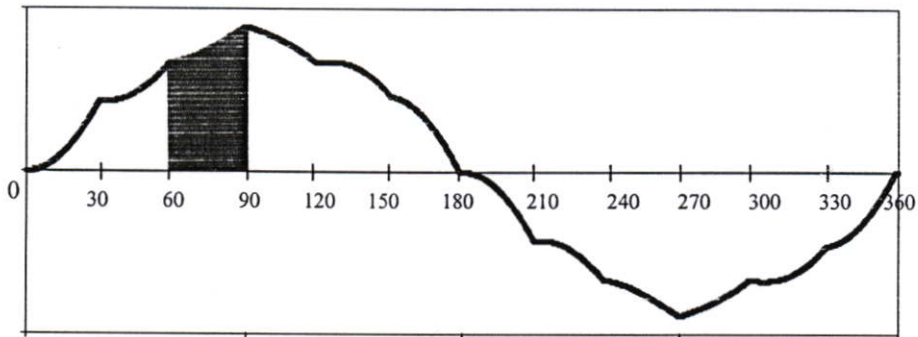


รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงมุม 30 – 60 องศา

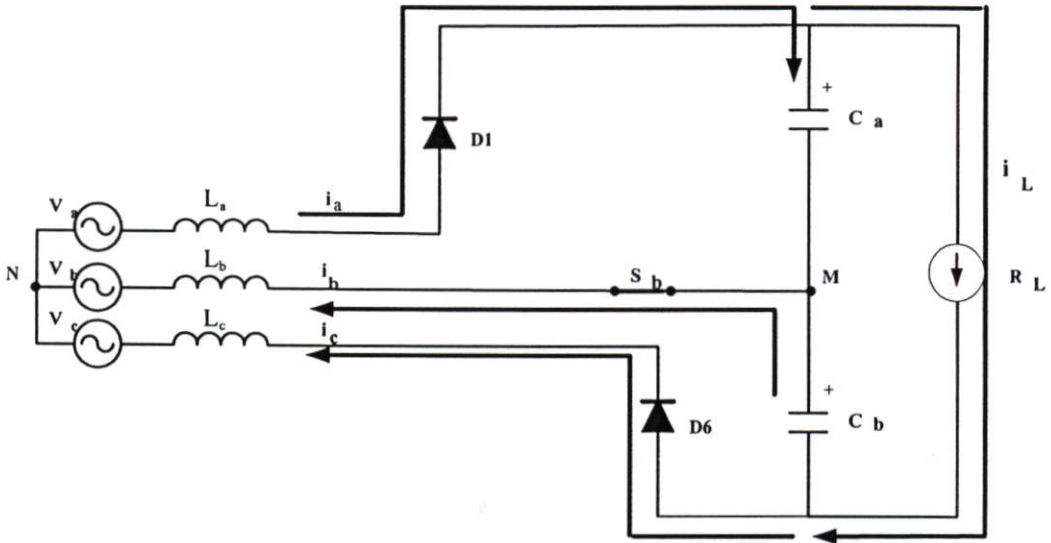
$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a \sqrt{3}} (1 - \cos \omega t) - \frac{V_o t}{3L_a} + \frac{V_o \alpha}{3\omega L_a} \quad (3.2)$$

### 3.2.3 มุม 60 – 90 องศา

ในช่วงมุนำกระแส 60-90 องศา นี้ จะมีการทำงานเช่นเดียวกับช่วงนำกระแส 0-30 องศา นั้นเองดังแสดงดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 ส่วนสมการกระแสแสดงดังสมการที่ 3.3

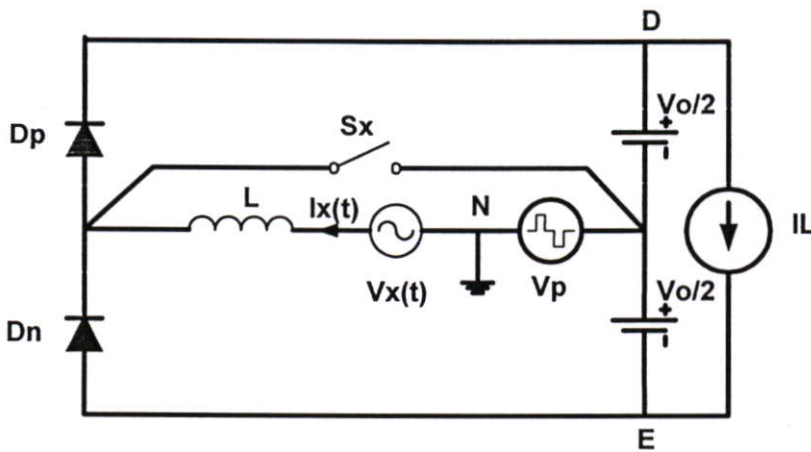


รูปที่ 3.12 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 60 – 90 องศา



รูปที่ 3.13 การทำงานของวงจรในช่วงมุม 60 – 90 องศา

จากรูปที่ 3.12 และ 3.13 แสดงรูปคลื่นกระแสไลน์และวงจรการทำงานในช่วงมุมนำกระแส 60-90 องศา ในโหมดนี้สวิตช์ 2 ทิศทางทั้ง 3 ตัวจะไม่ทำงาน และจะมีไดโอด 2 ตัวที่ทำงาน คือ \$D\_1\$ และ \$D\_6\$ ตามลำดับ ในโหมดนี้จะมีการทำงานเช่นเดียวกับ มุม 120-150 องศา ซึ่งสมการในการคำนวณกระแสจะซับซ้อนมาก ดังนั้น ต้องพิจารณาวงจรใหม่โดยการใช้วงจรสมมูลย์ดังแสดงดังรูปที่ 3.14 ซึ่งสามารถคำนวณหากระแสได้ดังสมการที่ 3.3

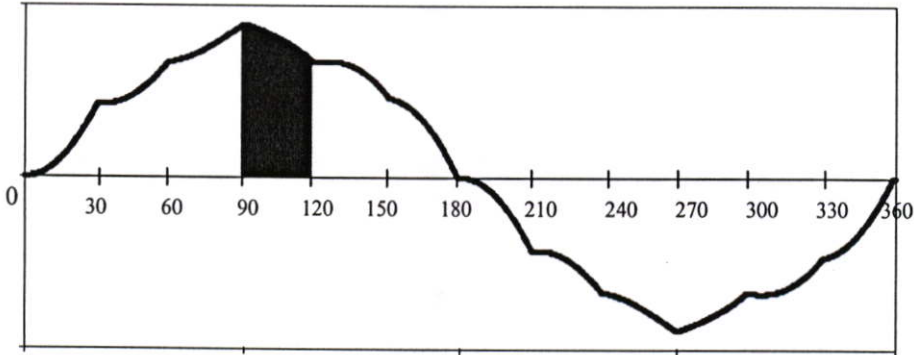


รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ของการทำงานในช่วงมุม 60 – 90 องศา

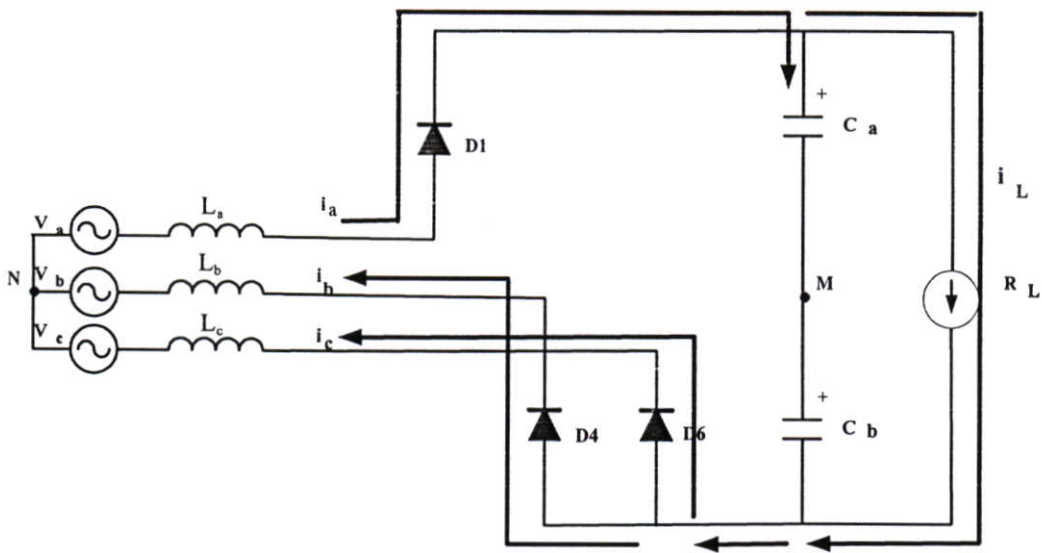
$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}V_a}{2\omega L_a} \sin \beta + \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a \sqrt{3}} \left[ \frac{3}{2} - \cos \omega t - \cos \left( \frac{\pi}{3} - \beta \right) \right] - \frac{2V_0 t}{2L_a} + \frac{V_0}{6\omega L_a} \left( \frac{2\pi}{3} - \beta + 2\alpha \right) \quad (3.3)$$

### 3.2.4 มุม 90 – 120 องศา

ในช่วงมุนำกระแส 90 - 120 องศา นี้จะมีการทำงานเช่นเดียวกับช่วงนำกระแส 30 - 60 องศา นั้นเองดังแสดงดังรูปที่ 3.12 และ 3.13 ส่วนสมการกระแสแสดงดังสมการที่ 3.4



รูปที่ 3.15 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 90 – 120 องศา

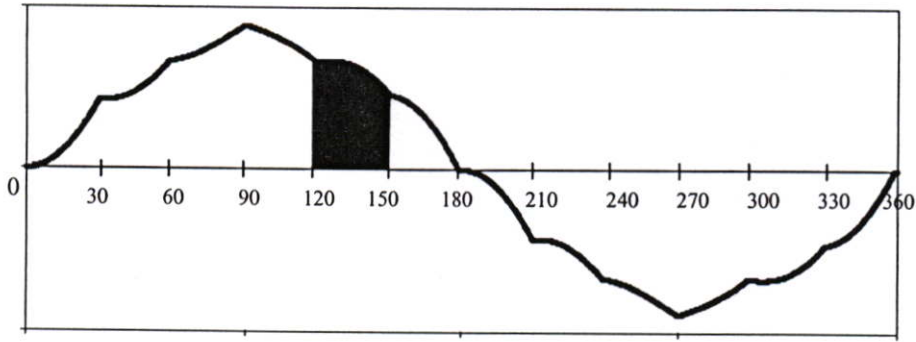


รูปที่ 3.16 การทำงานของวงจรในช่วงมุม 90 – 120 องศา

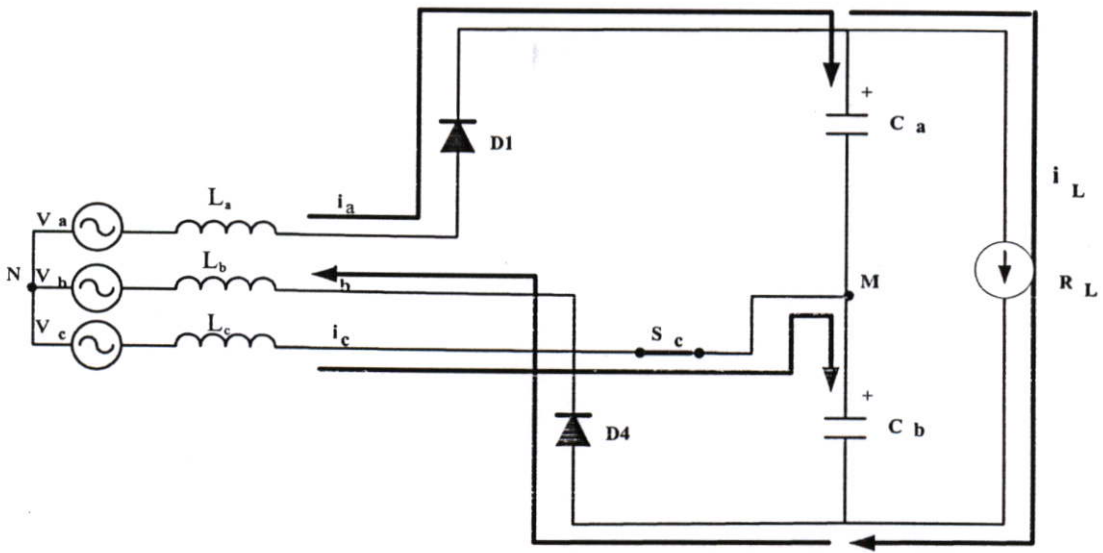
$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}V_a}{2\omega L_a} \sin \beta + \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a \sqrt{3}} \left[ \frac{3}{2} - \cos \omega t - \cos \left( \frac{\pi}{3} - \beta \right) \right] - \frac{2V_a t}{3L_a} + \frac{V_0}{6\omega L_a} \left( \frac{2\pi}{3} - \beta + 3\alpha \right) \quad (3.4)$$

### 3.2.5 มุม 120 – 150 องศา

ในช่วงมุนำกระแส 120 - 150 องศา นี้จะมีการทำงานเช่นเดียวกับช่วงนำกระแส 0 - 30 องศา นั้นเองดังแสดงดังรูปที่ 3.14 และ 3.15 ส่วนสมการกระแสแสดงดังสมการที่ 3.5



รูปที่ 3.17 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 120 – 150 องศา

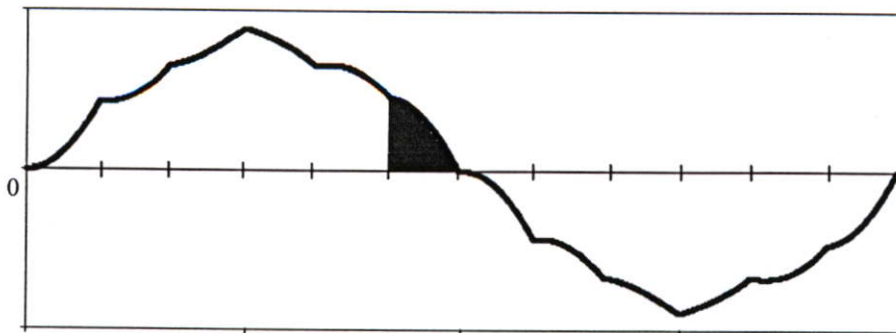


รูปที่ 3.18 การทำงานของวงจรในช่วงมุม 120 – 150 องศา

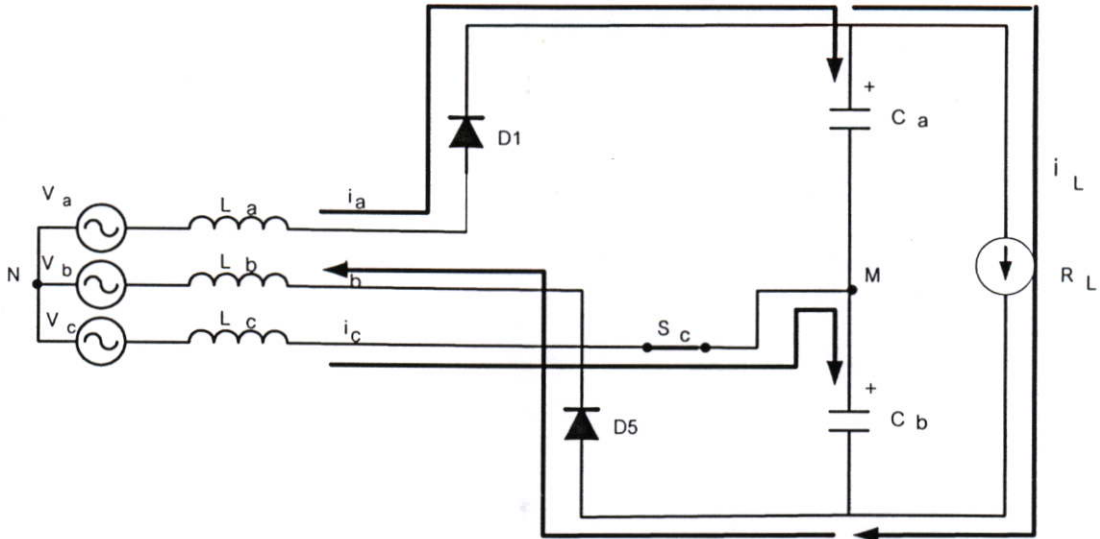
$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a} \sin \beta + \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a \sqrt{3}} (1 - \cos \omega t - \sqrt{3} \sin \beta) - \frac{V_o t}{3L_a} + \frac{V_o \pi}{9\omega L_a} + \frac{V_o \alpha}{3\omega L_a} \quad (3.5)$$

3.2.6 มุม 150 – 180 องศา

ในช่วงมุนำกระแส 150 – 180 องศา นี้ จะมีการทำงานเช่นเดียวกับช่วงนำกระแส 0 - 30 องศา นั้นเองดังแสดงดังรูปที่ 3.19 และ 3.20 และสมการกระแสดังสมการที่ 3.6



รูปที่ 3.19 รูปคลื่นกระแสไลน์ในช่วงมุม 150 – 180 องศา



รูปที่ 3.20 การทำงานของวงจรในช่วงมุม 150 – 180 องศา

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a} \sin \beta + \frac{\sqrt{2}V_a}{\omega L_a \sqrt{3}} \left( 1 - \cos \omega t - \sqrt{3} \sin \beta \right) - \frac{V_o t}{3L_a} - \frac{V_o \pi}{9\omega L_a} + \frac{V_o \alpha}{3\omega L_a} \quad (3.6)$$

### 3.3 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) ที่เหมาะสม

จากสมการที่ 3.6 สมมติว่ากระแสเป็นศูนย์ที่  $\omega t = 180$  องศา ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.7

$$V_o = \frac{36\sqrt{2}V_i}{7\pi\sqrt{3}} = 1.3366V_i \quad (3.7)$$

สมมติว่ากระแสอินพุตจ่ายโหลดระหว่างมุม 90 – 120 องศาของรูปที่ 3.15 ดังนั้น ค่าตัวเหนี่ยวนำวิกฤต (Critical Inductance) สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} L &= \frac{36}{7} (2\sqrt{3} - 3) \times \frac{(V_i)^2}{2\pi^3 f P_o} \\ &= 3.8489 \times 10^{-2} \times \frac{(V_i)^2}{f P_o} \end{aligned} \quad (3.8)$$

### 3.4 ตัวอย่างการออกแบบ

เพื่อที่จะแสดงการออกแบบและการคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจร โดยยกตัวอย่างการออกแบบดังนี้

- แรงดันเฟส  $V_i = 220V$
- ความถี่แรงดันไฟฟ้า  $f = 50 \text{ Hz}$
- กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o = 3 \text{ kW}$

เราสามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการที่ 3.7

$$\begin{aligned}
 L &= 3.8489 \times 10^{-2} \times \frac{(V_i)^2}{fP_o} & (3.7) \\
 &= 3.8489 \times 10^{-2} \times \frac{(220)^2}{50 \times 3000} \\
 &= 12.42 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

### 3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์ไซน์พีคเบิลยูเอ็ม ซึ่งได้มีการอธิบายโหมดการทำงานพร้อมกับแสดงรูปภาพไว้อย่างละเอียดเพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจหลักการทำงาน วงจรที่ออกแบบมีการทำงานทั้งหมด 6 โหมดเมื่อเทียบกับสัญญาณไซน์ของเฟสใดๆ รวมถึงสมการที่ใช้ในการคำนวณกระแสไฟฟ้าในแต่ละโหมด นอกจากนี้ยังได้มีการยกตัวอย่างการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำวิกฤตของวงจรที่นำเสนอ เพื่อใช้ในการทดลองในบทต่อไป

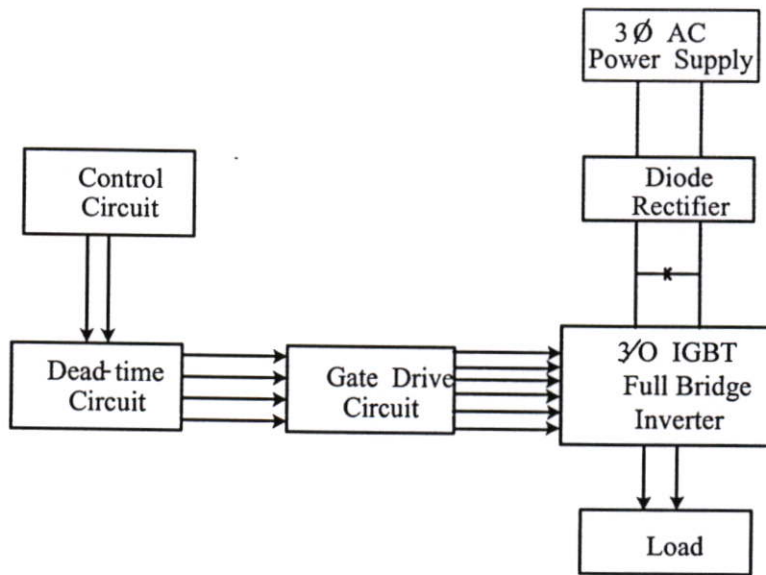
## บทที่ 4

### การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

#### 4.1 บทนำ

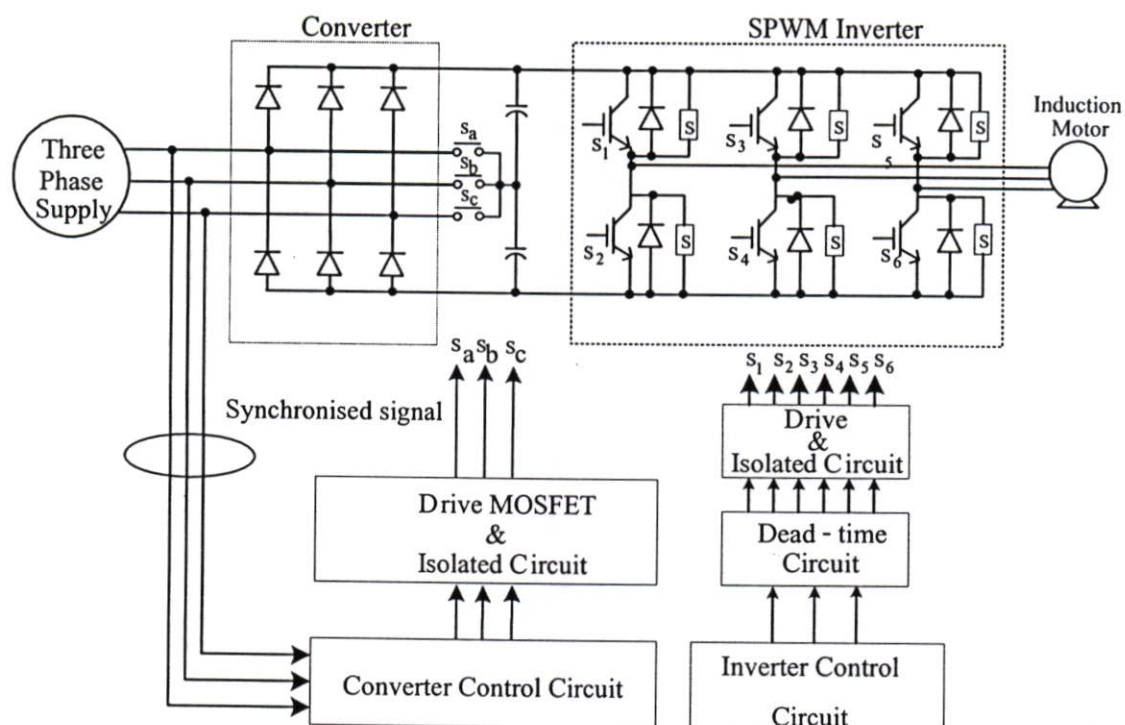
ในบทนี้จะกล่าวถึงระบบควบคุมทั้งหมด และวงจรกำลัง ที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นเป็นระบบ ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแส วงจรกรอง และวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อทดสอบระบบการทำงานของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่นำเสนอ เมื่อนำไปทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันที่มีโหลดเป็นความต้านทาน และความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และได้มีการนำไปประยุกต์ใช้สำหรับงานของโหลดมอเตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ขับโหลดที่เป็นโหลดไฟที่สภาวะภาระเบา และ ภาระหนักซึ่งเป็นคุณสมบัติส่วนหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง

#### 4.2 ระบบวงจรกำลังที่ออกแบบและสร้างขึ้น



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมระบบอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.1 ได้แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกำลังและวงจรควบคุมของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส โดยระบบวงจรควบคุมที่ได้ออกแบบจะเป็นแบบอนาล็อก ทางด้านรายละเอียดของวงจรแต่ละบล็อกไดอะแกรมจะได้กล่าวถึงและนำเสนอในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 4.2 วงจรกำลังของระบบอินเวอร์เตอร์

ในส่วนของวงจรกำลังตามรูปที่ 4.2 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ มีหน้าที่และหลักการทำงานดังนี้

#### 4.2.1 วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier)

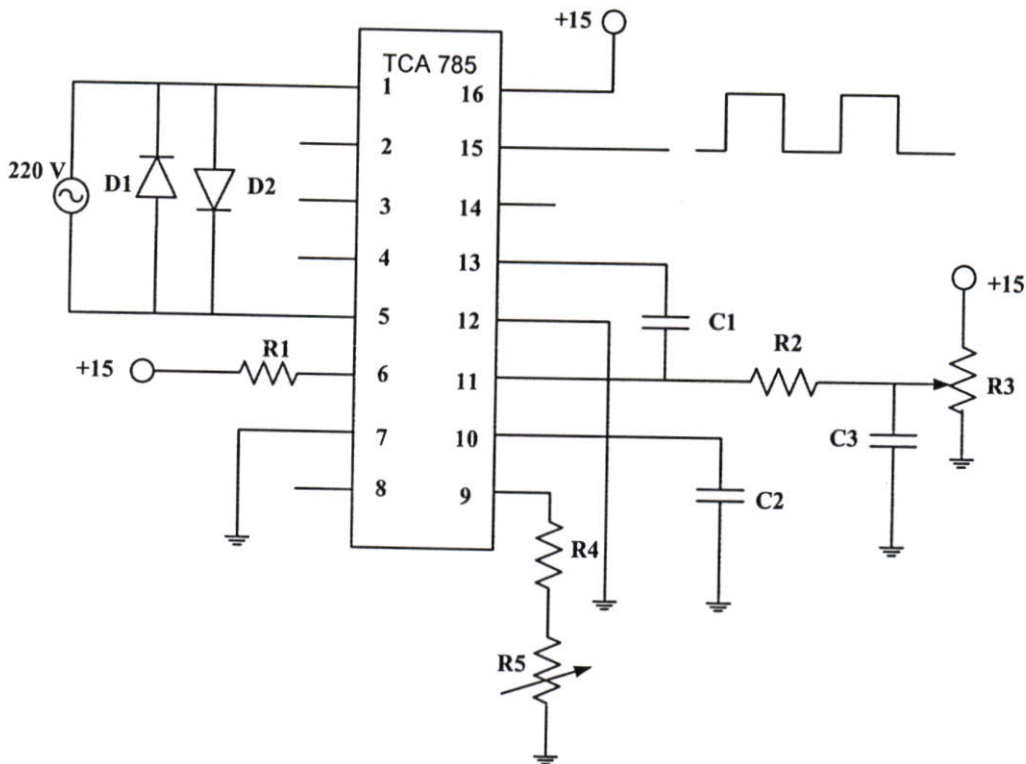
วงจรส่วนนี้ประกอบด้วยไดโอด 6 ตัวต่อแบบฟูลบริดจ์ (Full-bridge) ทำหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต 3 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมของแรงดันก่อนเข้าวงจรกรองแรงดันด้วยคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์เพื่อกรองแรงดันให้เรียบต่อไป ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้บริดจ์ไดโอดที่เป็นแบบโมดูลขนาด 600 V 25 A โดยได้ออกแบบเพื่อไว้ให้สามารถทำงานที่แรงดันขาเข้าเกิดสถานะแรงดันเกินชั่วขณะ (over voltage) และสถานะกระแสเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดได้ด้วย

#### 4.2.2 วงจรกรองแรงดัน (Filter)

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับวงจรเรียงกระแสนี้จะใช้สำหรับกรองแรงดันเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดัน โดยเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันจำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันสูงได้ เพื่อจะได้ไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุตที่ง่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์รีกขนาด 1500 ไมโครฟารัด 450 V ซึ่งเป็นค่าเพียงพอที่จะไม่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันรวมถึงหาได้ง่ายตามท้องตลาด

### 4.2.3 วงจรสร้างสัญญาณมุมนำกระแส

จากรูปที่ 4.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณนำกระแสให้มอเตอร์ทำงาน โดยการทำงานเริ่มจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เพื่อสร้างสัญญาณซิงโครไนส์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้า โดยภายในของ IC 785 จะสร้างสัญญาณแรมป์เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่ขา 11 ซึ่งใช้ความต้านทาน  $R_3$  ในการปรับมุมตามแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่เรากำหนด ส่วนเอาต์พุตของสัญญาณจะอยู่ที่ขา 14 และ 15 ซึ่งมีเฟสตรงข้ามกัน



รูปที่ 4.3 วงจรสร้างสัญญาณมุมจุดชนวนของมอเตอร์ที่ด้านอินพุต

### 4.2.4 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ และสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่เอาต์พุตได้ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสร้างขึ้นเป็นชนิดจ่ายแรงดัน เพราะสามารถควบคุมและออกแบบได้ง่าย แต่ปัญหาที่สำคัญสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ คือการลัดวงจรภายในกึ่ง ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเสียหาย

ส่วนวิทยานิพนธ์นี้การทำงานจะใช้อินเวอร์เตอร์ชุดเดียวกันเพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคนิคการสวิตช์ซึ่งแต่ละแบบ โดยออกแบบให้อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายโหลดขนาด 3 kW ซึ่งใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งมีพิกัด 20A 600V รุ่น IRG4PC40U เนื่องจากมีความเร็วในการสวิตช์ซึ่งตามต้องการ ในส่วนอื่นของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้จำเป็นต้องมีฟรีวิลลิ่งไดโอด (free-wheeling

diode) ต่อขนานอยู่กับ IGBT ซึ่งเป็นชนิดฟื้นตัวเร็วมาก (ultra fast recovery diode) โดยต่อในลักษณะขนานแบบกลับหัว (anti parallel) สำหรับเป็นทางคืนของกระแสให้สามารถไหลได้อย่างต่อเนื่องเมื่อโหลดเป็นชนิดอินดักตีฟ ซึ่งได้ใช้ไดโอดขนาด 20A 600V

#### 4.2.5 การออกแบบและสร้างสัญญาณคลื่นไซน์อ้างอิง 3 เฟส

จากรูปที่ 4.4 เป็นการสร้างสัญญาณไซน์เพื่อทำเป็นสัญญาณอ้างอิง ทำได้โดยการเก็บข้อมูลของคลื่นรูปไซน์อยู่ในรูปการเปิดตาราง (Look up table) ไว้ในหน่วยความจำแบบ EPROM โดยแต่ละข้อมูลเป็นเลขดิจิตอลที่แทนค่าแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ที่แทนค่าที่มุมต่างๆ ค่าความละเอียดของคลื่นไซน์ขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บไว้ ดังนั้นถ้าสมมุติว่ามีการเก็บข้อมูลรูปไซน์หนึ่งไซเคิลจำนวน  $2^8$  หรือ 256 ข้อมูล ดังนั้นข้อมูลแต่ละตำแหน่งจะอยู่ห่างกัน 1.406 องศา ข้อมูลที่จะเก็บในหน่วยความจำนี้เก็บอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหก ซึ่งสามารถคำนวณค่าของข้อมูลเหล่านี้จากสมการ 4.1

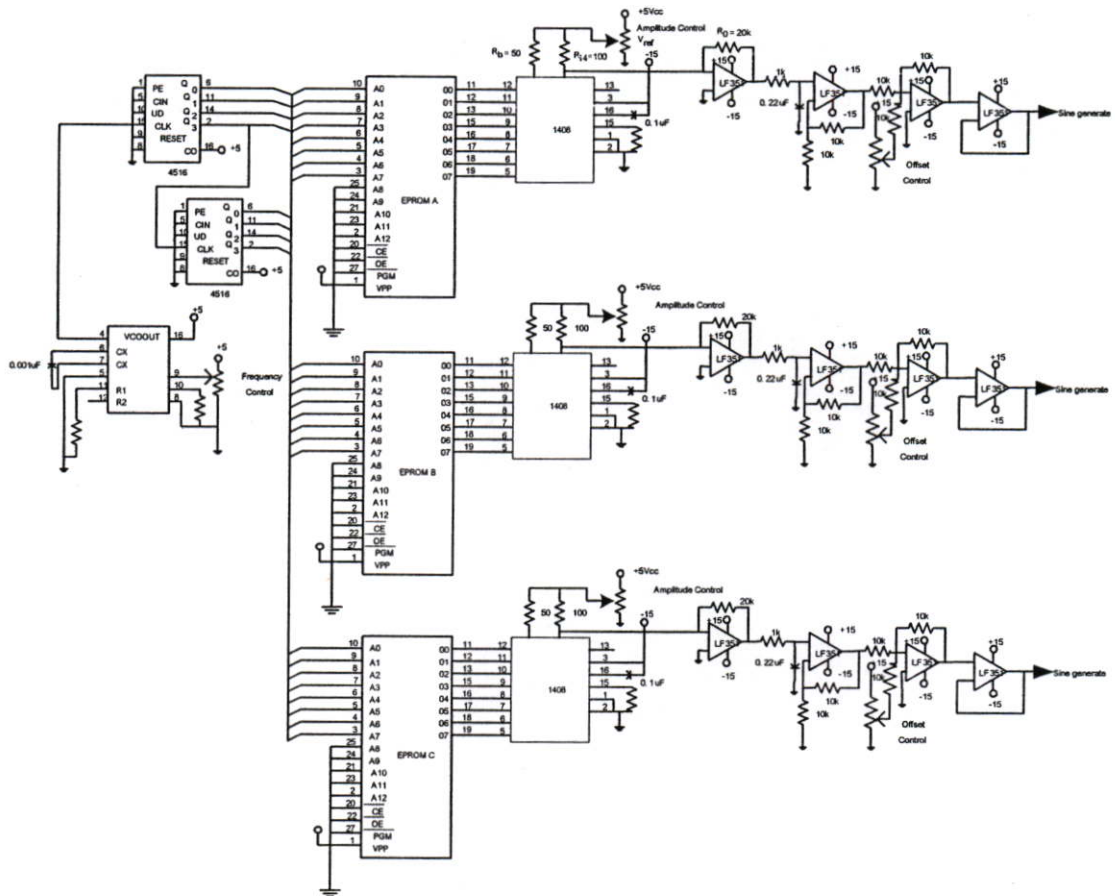
$$V_M \sin \omega t = \frac{V_{ref} R_O}{R_{14}} \left( \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right) - \frac{V_{ref} R_O}{R_B} \quad 4.1$$

เมื่อ	$V_m$	=	แรงดันสูงสุดคลื่นไซน์
	$V_{ref}$	=	แรงดันไฟกระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง
	$A_1-A_8$	=	ข้อมูลที่คำนวณได้เมื่อแปลงเป็นเลขฐาน 2
	$R_0, R_{14}, R_B$	=	ค่าความต้านทาน โดยที่ $R_B = 2R_{14}$ (จากรูปที่ 4.4 ของวงจรสร้างคลื่นรูปไซน์)

ค่าของข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลนี้ถูกแสดงในตารางที่ 1 ของภาคผนวก ข. การสร้างข้อมูลของสัญญาณไซน์ โดยเก็บไว้ในหน่วยความจำแล้วใช้การอ้างอิงแอดเดรสเพื่อเรียกข้อมูลออกมาใช้งาน เป็นวิธีการของการเปิด การอ้างอิงแอดเดรสจะใช้ไอซีเบอร์ 4516 ซึ่งเป็นตัวนับขึ้นและลงแบบ 8 บิต เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกาและใช้ไอซีเบอร์ 4046 เป็น Voltage Controlled Oscillator (VCO) เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา ในการนับนี้จะนับขึ้นจาก 0-100 Hz ดังนั้นความถี่ของสัญญาณนาฬิกา  $f_1$  จึงมีค่าระหว่าง 0-25.6 KHz โดยประมาณ ที่เอาต์พุตของ EPROM จะเป็นสัญญาณดิจิตอลจึงต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาล็อกของรูปไซน์ โดยใช้ DAC ไอซีเบอร์ 1408 ที่สามารถควบคุมแรงดันคำสั่ง (voltage command) เพื่อปรับเปลี่ยนแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ได้ และสัญญาณอนาล็อกรูปไซน์ที่จะต้องผ่านวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน (current to voltage converter) เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกที่อยู่ในรูปกระแสให้เป็นแรงดันที่เป็นคลื่นไซน์สามารถนำไปใช้งานได้

ดังนั้นสัญญาณไซน์ที่สร้างจากวงจรนี้สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้โดยการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าตรงที่แทนความถี่คำสั่ง (frequency command) ของ VCO ในขณะเดียวกัน แอมพลิจูดของสัญญาณไซน์ก็สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันกระแสตรงที่  $V_{ref}$  ของ DAC ซึ่งก็คือ แรงดันคำสั่ง  $V_f$

ทำนองเดียวกันที่เฟส B และเฟส C ของสัญญาณไซน์ก็มีการเก็บข้อมูลที่มีค่าเหมือนเฟส A เพียงแต่มีการเลื่อนตำแหน่งไปจากเฟส A เท่ากับ 120 องศา และ 240 องศาตามลำดับ ส่วนสัญญาณควบคุมต่างๆ ก็เป็นสัญญาณเดียวกันกับเฟส A นอกจากนี้การกลับเฟสซีแควนซ์ของสัญญาณไซน์ทำได้โดยอาศัย forward/reverse command ของ counter มีประโยชน์ในการกลับเฟสหรือเปลี่ยนทิศการหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

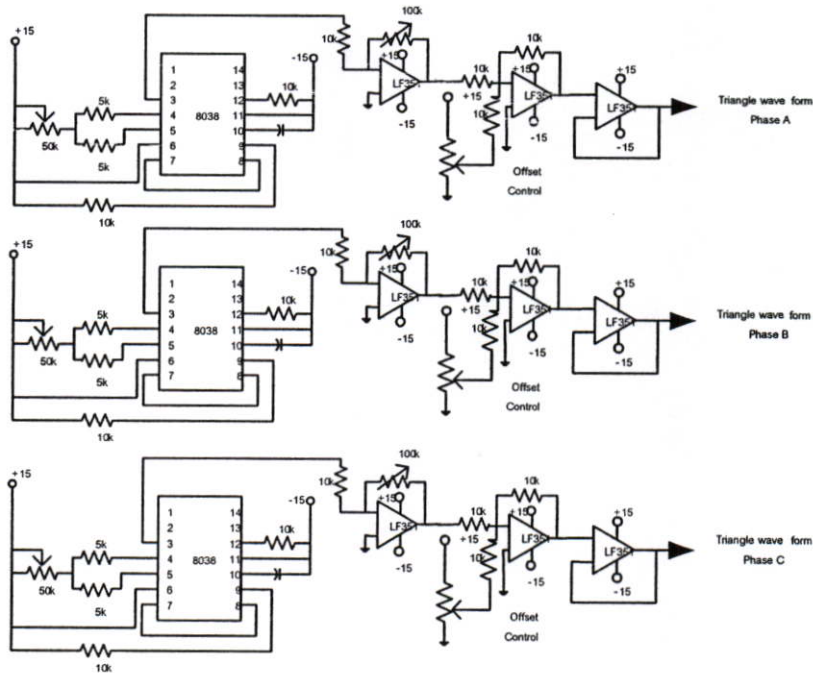


รูปที่ 4.4 วงจรสร้างสัญญาณไซน์ 3 เฟส

#### 4.2.6 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม

ในการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจะใช้ IC L8038 เป็นตัวสร้างสัญญาณซึ่งไอซีตัวนี้สามารถสร้างสัญญาณได้ทั้งสัญญาณสามเหลี่ยม, สี่เหลี่ยมและไซน์โดยที่เราสามารถปรับความถี่ได้ตามต้องการโดยเลือกค่าความต้านทานที่ขา 4,5 และค่าตัวเก็บประจุที่ขา 10 ของไอซี และยังสามารถปรับความชันของขาขึ้นและขาลงของสามเหลี่ยมได้จากค่าความต้านทานที่ขา 4,5 ของไอซี

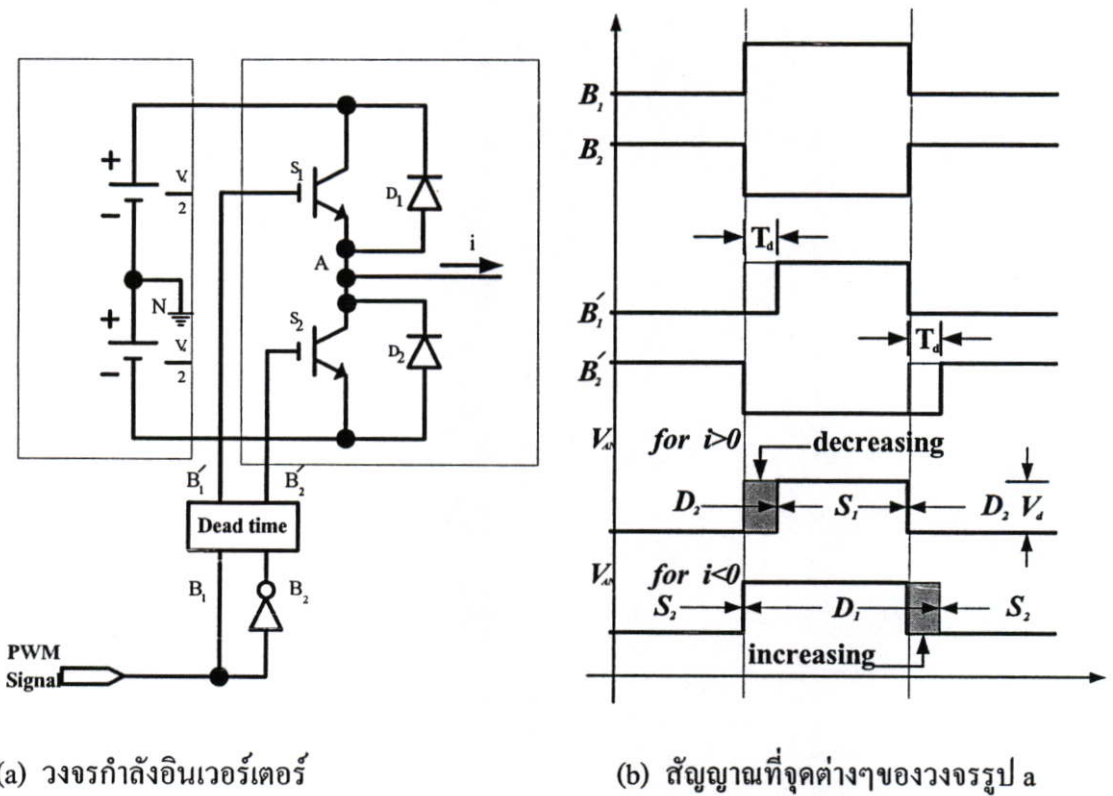
โดยใช้ค่าด้านทานปรับค่าได้ในการปรับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งความถี่ของสามเหลี่ยมที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะมีค่าเท่ากับ 5 kHz เมื่อมีการปรับค่าความถี่แล้วจะนำเอาออกพุตสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขา 3 ของออปแอมป์มาผ่านวงจรขยายสัญญาณเพื่อปรับขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีค่าตามต้องการและสามารถปรับค่าระดับสัญญาณ (DC Offset) โดยใช้ออปแอมป์ (Op-Amp) เบอร์ LF351 เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณสูงสุดของครึ่งคาบบวกและครึ่งคาบลบมีค่าเท่ากันซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ควบคุมออฟเซต ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมแสดงไว้ดังรูปที่ 4.5



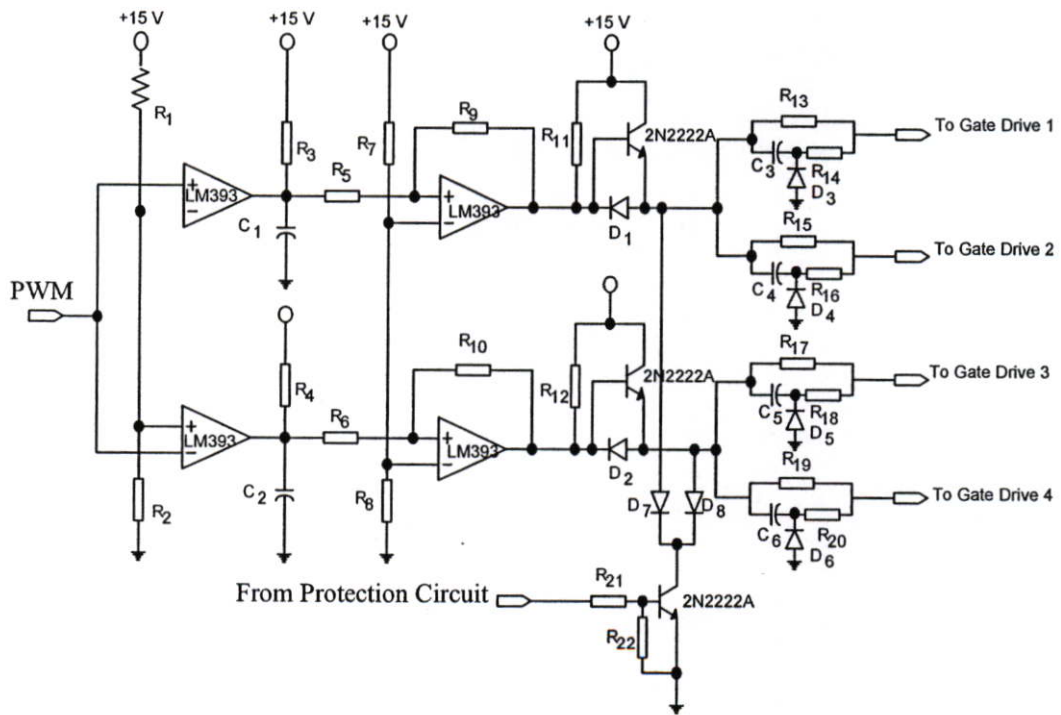
รูปที่ 4.5 วงจรสร้างสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยม

#### 4.2.7 วงจรเดดไทม์

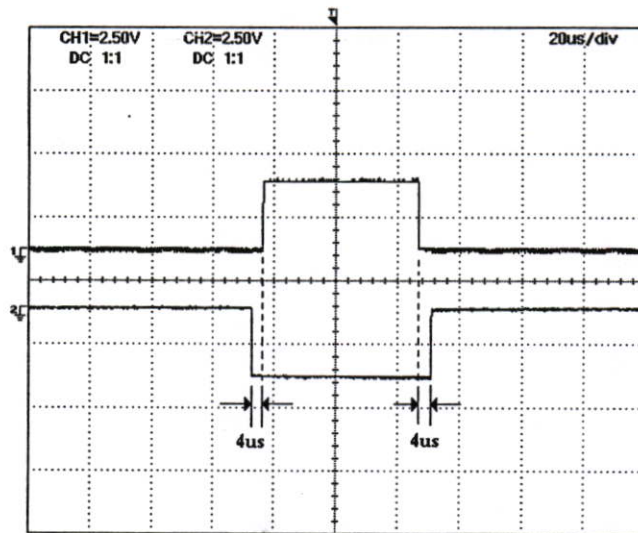
เป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง IGBT ตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันของวงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 4.6 (a) โดยวงจรจะทำหน้าที่สร้างเดดไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้ IGBT ทั้งสองทำงานพร้อมกัน ซึ่งเป็นการป้องกันการลัดวงจรภายในกิ่งเดียวกัน หลักการสร้างเดดไทม์แสดงดังรูป 4.6 (b) ซึ่งทำได้โดยสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของ IGBT ทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ  $T_d$  วงจรเดดไทม์ที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.6 หลักการสร้างวงจรเดดไทม์



รูปที่ 4.7 วงจรเดดไทม์พร้อมด้วยวงจรดับสัญญาณเกิด

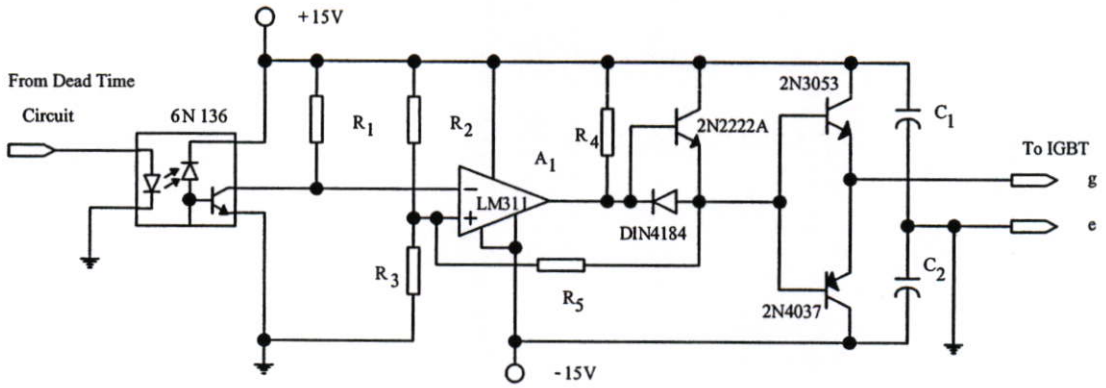


รูปที่ 4.8 ผลการทดลองสัญญาณเอาต์พุตวงจรเคปโทรม

วงจรรูปที่ 4.7 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มที่ต้องการสร้างเคปโทรมจะเป็นอินพุตของวงจร ซึ่งวงจรจะทำให้สัญญาณดังกล่าวมีค่าเวลาเคปโทรมเกิดขึ้นดังรูปคลื่นแสดงการทำงาน เวลาที่สามารถตั้งค่าได้จากค่าคงที่ทางเวลา  $RC$  (ตามวงจรคือ  $R_1C_1$  และ  $R_2C_2$ ) ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าเวลาเคปโทรมสูงจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานลดลงไปจากเดิม และจะมีผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกอันดับต่ำ ดังนั้นการกำหนดค่าเคปโทรมที่เหมาะสมจะมีความสัมพันธ์กับค่า  $t_r$  และ  $t_f$  ของ IGBT จากการทดลองได้เลือกค่าที่เหมาะสมสำหรับการทำงานประมาณ  $4 \mu s$  สัญญาณที่ออกจากวงจรเคปโทรมจะถูกส่งไปที่วงจรขับเคลื่อนต่อไป โดยได้แสดงผลการวัดจริงดังแสดงในรูปที่ 4.8

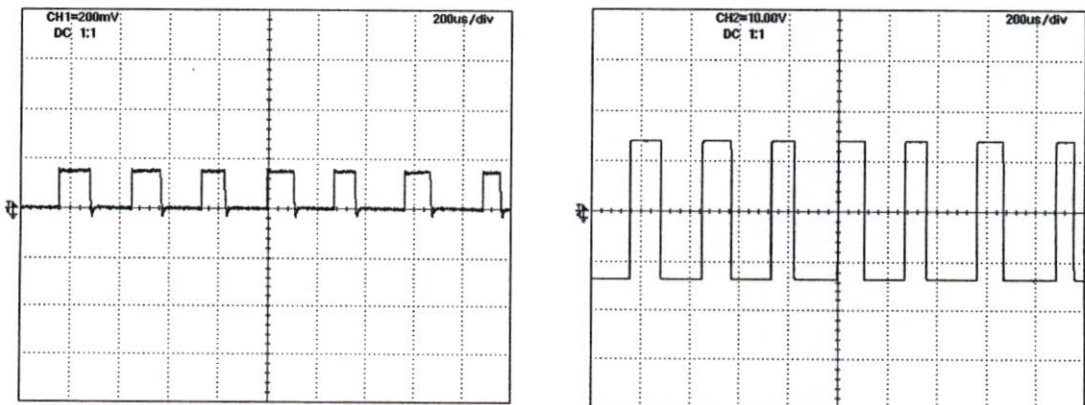
#### 4.2.8 วงจรขับนำเกต

สัญญาณควบคุมการทำงานของ IGBT ที่ได้จากวงจรควบคุมจะต้องนำมาผ่านวงจรขับเกตก่อนส่งไปยัง IGBT เนื่องจาก IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวจะทำงานที่ความต่างศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกันจำเป็นต้องมีการแยกกราวด์ของ IGBT แต่ละตัว และนอกจากนี้ยังต้องการแยกส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง เพื่อที่จะแยกสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มจากวงจรควบคุมและวงจรถูกนำออกจากกันซึ่งอาจใช้พัลส์ทรานส์ฟอร์เมอร์หรือออปโตไอโซเลต ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ออปโตไอโซเลตซึ่งเป็นอุปกรณ์แยกกราวด์โดยใช้แสง ดังนั้น การแยกกราวด์โดยใช้ออปโตไอโซเลตจึงต้องสร้างวงจรไฟเลี้ยงที่เป็นอิสระต่อกันเพื่อจ่ายให้กับส่วนวงจรขับเกต



รูปที่ 4.9 วงจรขับนำสัญญาณเกิดของไอจีบีที

วงจรถับนำนี้ได้ออกแบบใช้กับ IGBT ทั้งหมด 4 ตัว ดังรูปที่ 4.8 แสดงวงจรถับนำเกิดจริง โดยได้ใช้ออปโตไดโอดโซเลดเบอร์ 6N136 ซึ่งจะทนกระแสไบอัสตรงสูงสุดเท่ากับ 25 mA และมีผลตอบสนองทางความเร็วสูงด้วย  $t_{PHL}$  และ  $t_{PLH}$  เท่ากับ 0.8  $\mu$ s ที่ความต้านทานโหลดเท่ากับ 1.9  $k\Omega$  การทำงานของวงจรถับนำสัญญาณพีดีบีเอ็มที่ถูกรับมาจากระบบจะเข้ามาผ่านออปโตไดโอดโซเลด เพื่อแยกกราวด์ระบบควบคุมออกจากวงจรกำลังด้วยการใช้หลักการส่งถ่ายสัญญาณด้วยแสงสัญญาณเอาต์พุตของออปโตไดโอดโซเลดจะกลับเฟสกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นจึงต้องปรับแต่งสัญญาณให้อินเฟสกับอินพุตโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM311 เป็นตัวคอมพาราเตอร์ จากนั้นใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222A เป็นตัวขยายกระแสและส่งสัญญาณไปให้ทรานซิสเตอร์ที่ต่อเป็นแบบพ่วงคู่โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3053 และ 2N4037 เพื่อขยายกระแสอีกครั้งและรักษาระดับแรงดันของสัญญาณขับนำให้คงที่มีค่าเพียงพอกับความต้องการของอุปกรณ์สวิตซ์ IGBT ที่ไม่ทำให้การทำงานของวงจรถับนำเกิดผิดพลาดไปได้ รูปคลื่นสัญญาณ PWM ก่อนเข้าวงจรและหลังจากผ่านวงจรแสดงดังรูปที่ 4.8



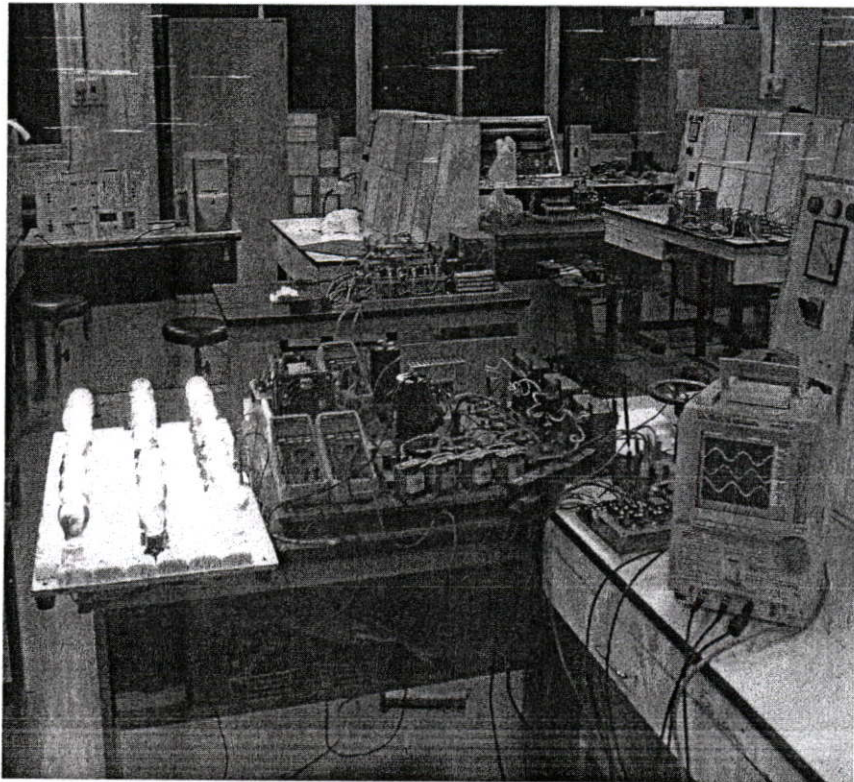
สัญญาณจากวงจรเค้นนำ

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถับนำเกิด

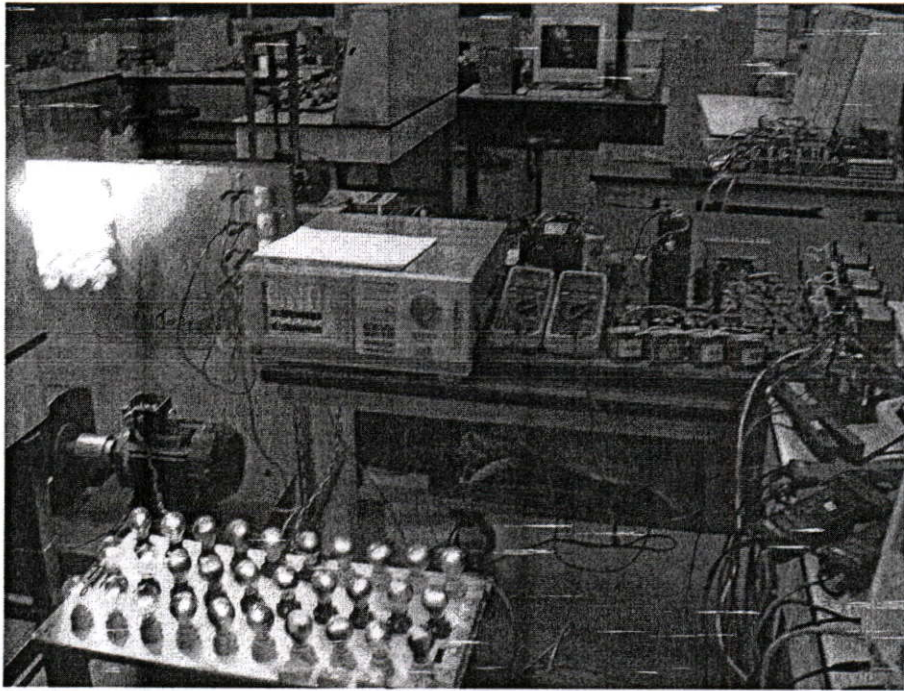
รูปที่ 4.10 ผลการทดลองสัญญาณขับนำเกิดจริง

### 4.3 เครื่องต้นแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

เครื่องต้นแบบของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นมีทั้งวงจรควบคุมและวงจรกำลังของภาคเรียงกระแส วงจรกรอง และวงจรอินเวอร์เตอร์ ได้นำเครื่องต้นแบบดังกล่าวไปทดสอบกับโหลดสถานะต่างๆ สำหรับวงจรควบคุมนั้นได้ทำการติดตั้งใน PCB เพื่อลดปัญหาต่างๆ เช่น สัญญาณรบกวน สำหรับอุปกรณ์สวิตชิง IGBT ของชุดวงจรอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวได้ยึดติดกับแผ่นระบายความร้อน (heat sink) และมีพัดลมช่วยในการถ่ายเทความร้อนพร้อมกับแผ่นปรีนซ์ของวงจรขับเคลื่อนได้ยึดติดอยู่ใกล้ตัวอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อลดค่าอิมพีแดนซ์ของสายป้องกันสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.11 เครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 4.12 เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสด้วยเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสขั้วโหลด มอเตอร์ 3 เฟส

#### 4.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างระบบควบคุมกำลังไฟฟ้าที่มีการใช้เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ที่มีการใช้วงจรการสร้างมุมทริกกระแส วงจรขับเกตนำ วงจรตรวจจับกระแส ตลอดจนระบบวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการแสดงและอธิบายอย่างละเอียด รวมทั้งแสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรต่างๆ เพื่อการตรวจสอบการทำงานและเป็นการยืนยันว่า วงจรที่ได้ออกแบบทำงานได้ถูกต้อง อีกทั้งแสดงชิ้นงานที่สร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบสำหรับการทดสอบต่อไป

## บทที่ 5

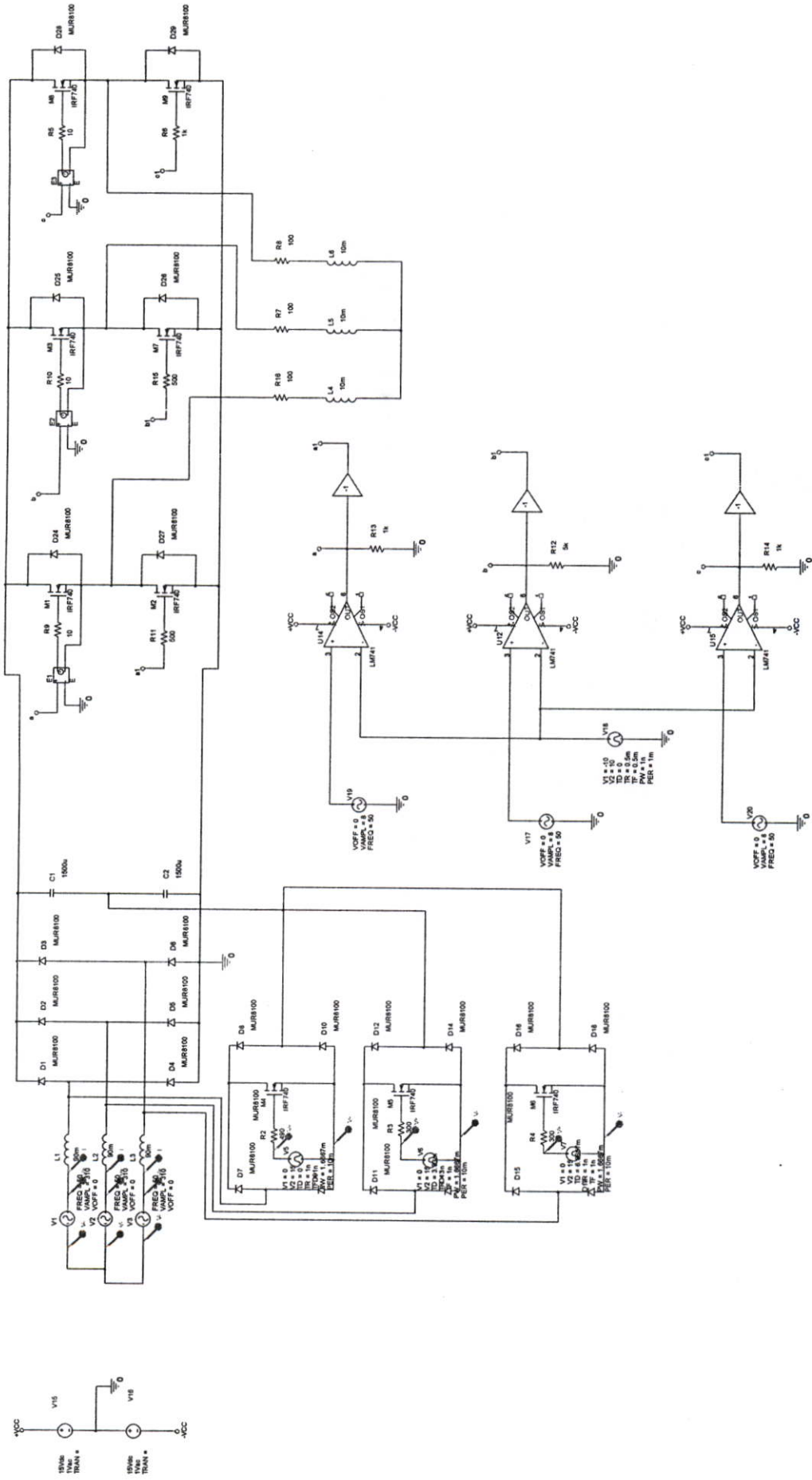
### ผลการจำลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะเป็นผลการทดลองจริงรวมทั้งผลการจำลองของระบบในสภาวะการทำงานต่างๆ โดยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ORCAD9.1 ทำการศึกษาการทำงานของระบบเพื่อเปรียบเทียบกับของการทดลองจริงของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส (NSLR) พร้อมทั้งนำเทคนิคทั้ง 3 มาเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแบบธรรมดา วงจรแบบแพสซีฟ และแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส (NSLR) ที่มีการต่อโหลดแบบต่างๆ และทำการเปลี่ยนดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินคุณภาพของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส และประเมินถึงประสิทธิภาพโดยรวมของระบบรวมทั้งการปรับค่ามุมการนำกระแสของเทคนิค

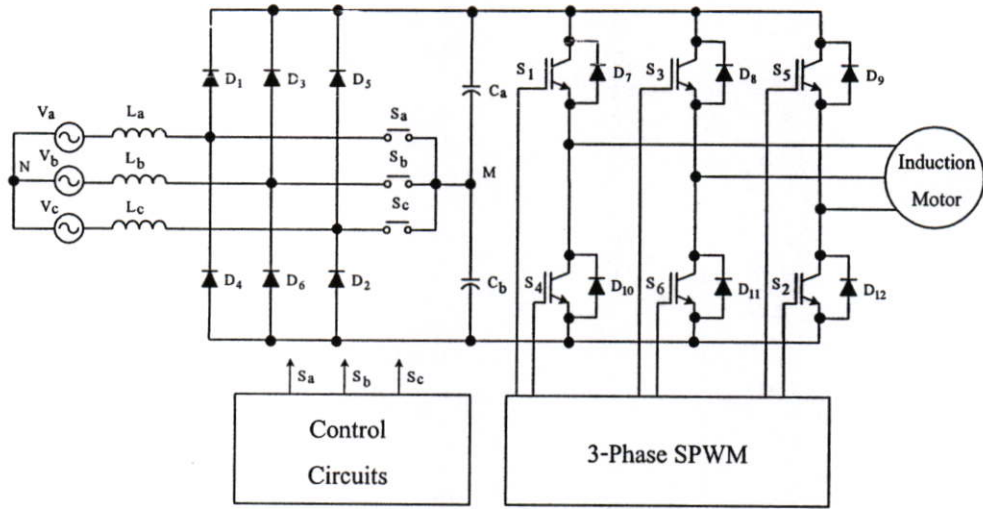
#### 5.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบมุมการนำกระแส และรูปแบบกระแสทั้งสามเทคนิค

ในการจำลองการทำงานได้ใช้โปรแกรม PSpice แล้วเก็บข้อมูลให้อยู่ในไฟล์ \*.csv เพื่อนำไปวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นด้วยโปรแกรม MATLAB ส่วนการทดลองได้จากการเก็บข้อมูลของรูปคลื่นแรงดัน และกระแสที่ไหลผ่านโหลดความต้านทาน ความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดของอินเวอร์เตอร์โดยใช้ Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น DL1520 ที่มี A/D ขนาด 8 bits 200MS/s 150 MHz เก็บข้อมูลให้อยู่ในไฟล์ \*.csv แล้วนำไปวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นด้วยค่าดัชนีคุณภาพของแรงดันและกระแสด้วยโปรแกรม MATLAB ต่อไปและใช้มิเตอร์ PZ4000 ใช้เก็บข้อมูลกำลังงานไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต และใช้ Fluke 43 เก็บกำลังงานทางด้านอินพุตเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบอินเวอร์เตอร์ที่สภาวะการต่อโหลด ซิงโครนัสเจนเนอเรเตอร์ที่เวลาเดียวกัน

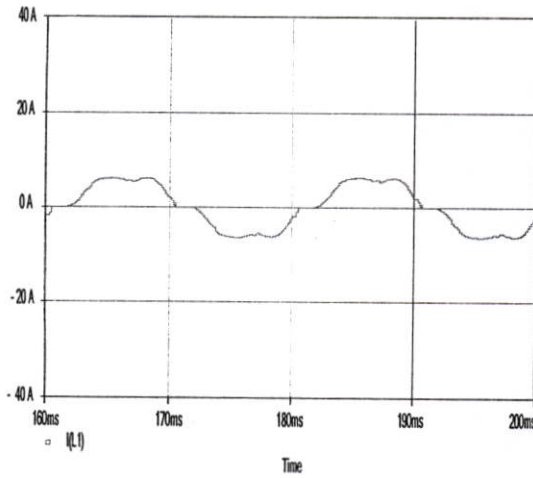
จากรูปที่ 5.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการจำลองเพื่อเปรียบเทียบผลกับการทดลองจริงประกอบไปด้วย 2 ภาคใหญ่ๆ ได้แก่ ภาคควบคุมและภาคกำลัง ซึ่งการออกแบบวงจรจำลองตามการทำงานที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 จากรูปการจำลองจะมีข้อแตกต่างในเรื่องของค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการจำลองเนื่องจากการทดลองจำลองและการทดลองต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ ในส่วนการแสดงผลของรูปคลื่นสัญญาณของแรงดันและกระแสในแต่ละเทคนิค โดยได้ทดลองกับโหลดความต้านทานและความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแล้วจ่ายด้วยแรงดันไฟฟ้า 380 V ผลการทดลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 และสามารถแสดงสเปคตรัมฮาร์มอนิกของกระแส และทำการเปรียบเทียบวิเคราะห์สภาวะการทำงานของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงของมุมการนำกระแส



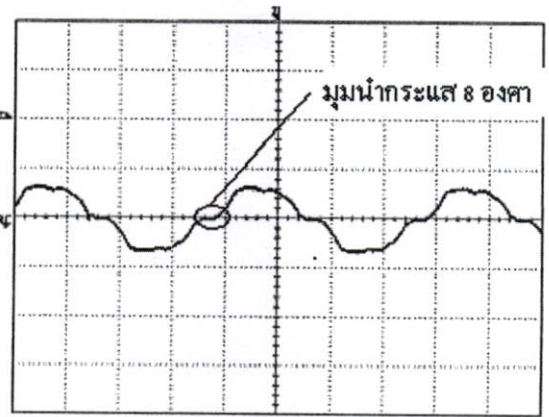
รูปที่ 5.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองเพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง



รูปที่ 5.2 ระบบอินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบในการทดลองจริง



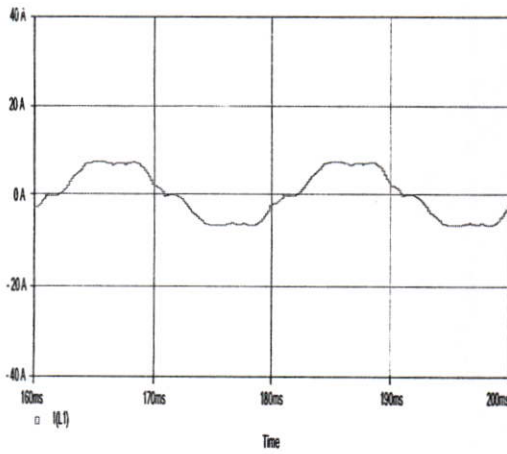
ผลการจำลอง



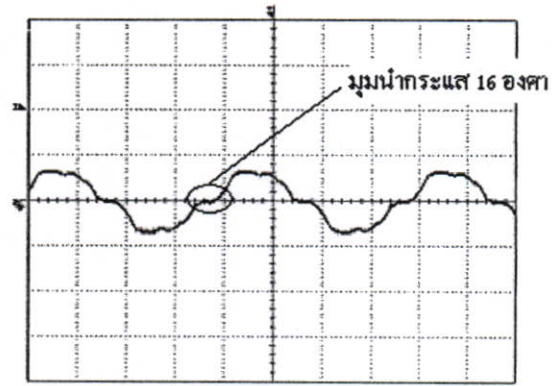
ผลการทดลอง

Scales: current=10A/div; Time=10ms/div

รูปที่ 5.3 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวนที่ความกว้าง 8 องศา



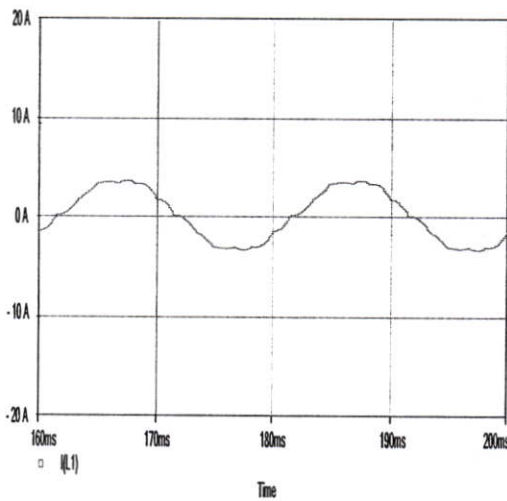
ผลการจำลอง



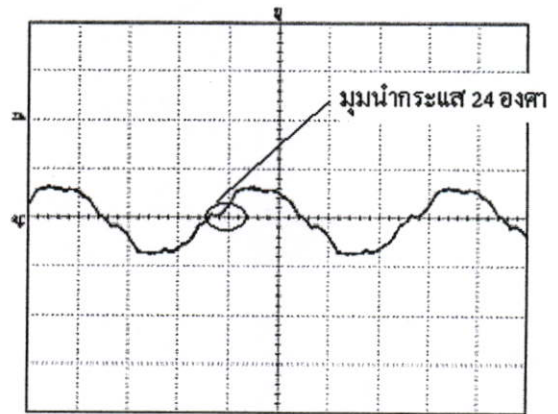
ผลการทดลอง

Scales: current=10A/div;Time=10ms/div

รูปที่ 5.4 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดขนวนที่ความกว้าง 16 องศา



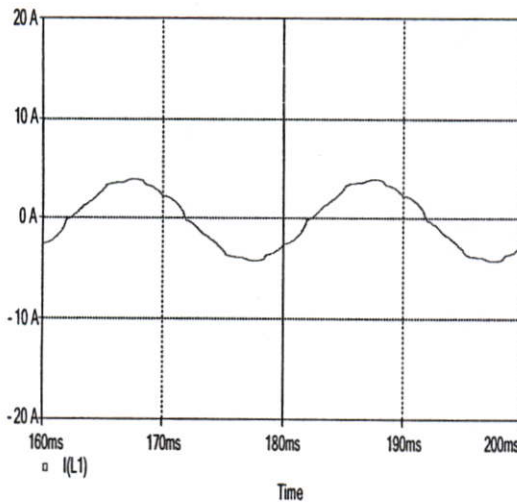
ผลการจำลอง



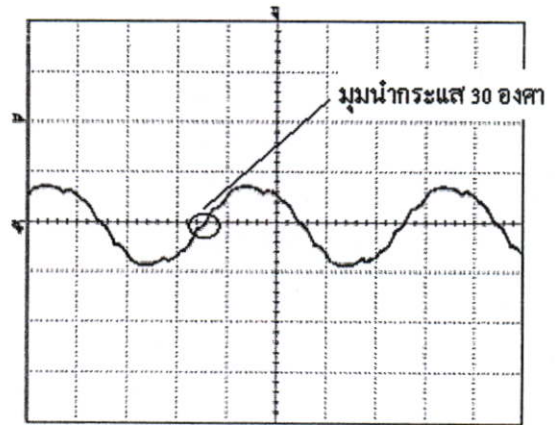
ผลการทดลอง

Scales: current=5A/div;Time=5ms/div

รูปที่ 5.5 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดขนวนที่ความกว้าง 24 องศา



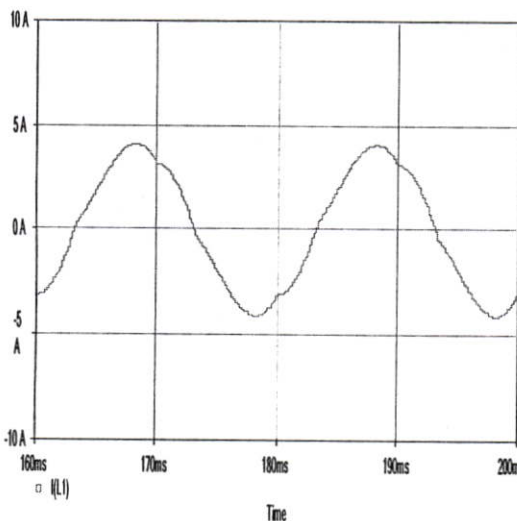
ผลการจำลอง



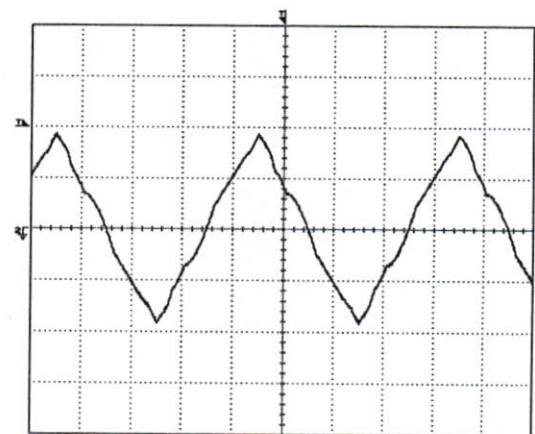
ผลการทดลอง

Scales: current=10A/div;Time=10ms/div

รูปที่ 5.6 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวนที่ความกว้าง 30 องศา



ผลการจำลอง

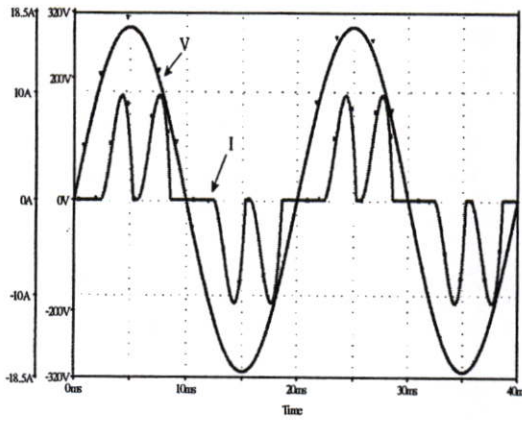


ผลการทดลอง

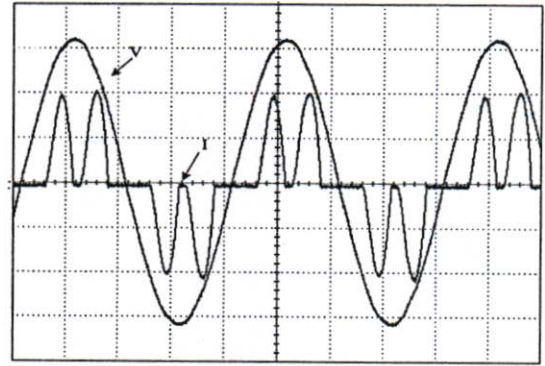
Scales: current=5A/div;Time=5ms/div

รูปที่ 5.7 กระแสไลน์ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสเมื่อจ่ายสัญญาณจุดชนวนที่ความกว้าง 40 องศา

จากรูปที่ 5.3 ถึง รูปที่ 5.7 แสดงผลการจำลองและทดลองรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ซึ่งจากรูปผลการจำลองและการทดลองมีลักษณะใกล้เคียงกันซึ่งแสดงว่าวงจรการทดลองได้ออกแบบได้อย่างถูกต้องตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยการจำลองได้มีการปรับความกว้างของช่วงนำกระแสของเทคนิคดังกล่าว จากผลการจำลองและการทดลองนั้นปรากฏว่าที่มุม 30 องศากระแสไลน์จะมีความเข้าใกล้สัญญาณไซน์มากที่สุด เนื่องคอนเวอร์เตอร์โดยปกติแล้วกระแสจะไหลล่าช้าลงเมื่อเทียบกับแรงดันเป็นมุม 30 องศา



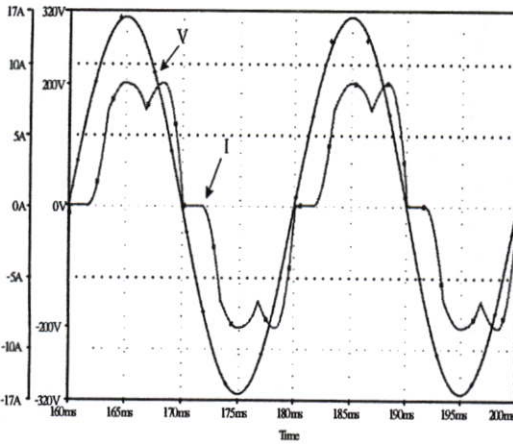
ผลการจำลอง



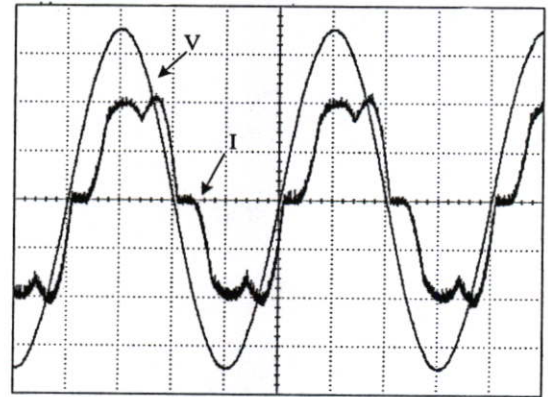
ผลการทดลอง

Scales: Voltage=100V/div;current=5A/div;Time=5ms/div

รูปที่ 5.8 กระแสและแรงดันของเทคนิคแบบขรรคมคา



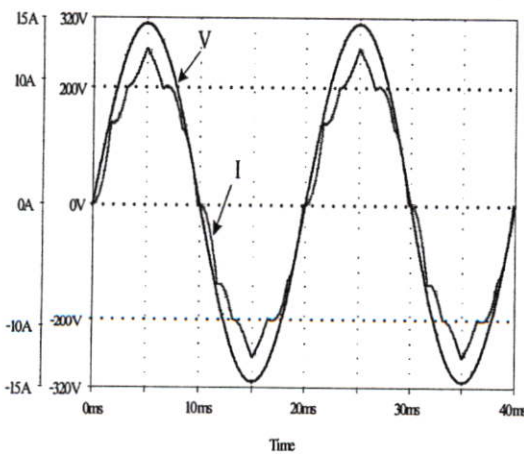
ผลการจำลอง



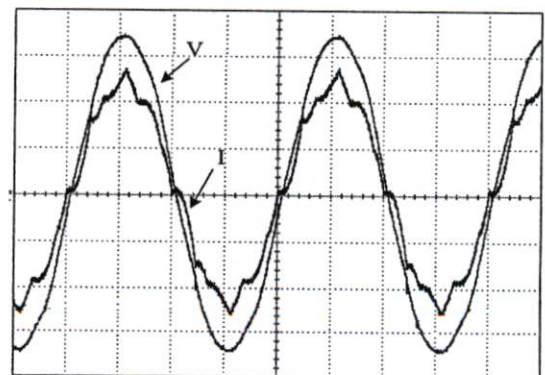
ผลการทดลอง

Scales: Voltage=100V/div;current=5A/div;Time=5ms/div

รูปที่ 5.9 กระแสและแรงดันของเทคนิคแบบไลนรีแอกเตอร์



ผลการจำลอง

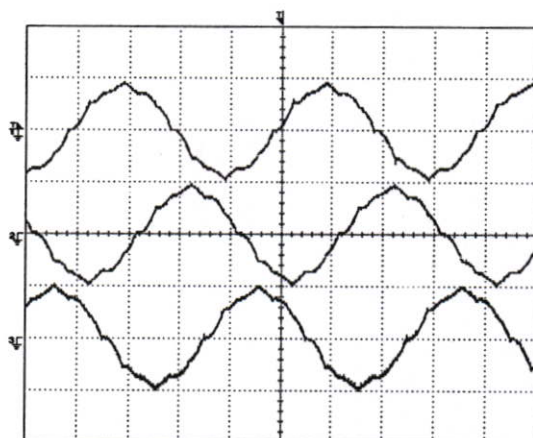


ผลการทดลอง

Scales: Voltage=100V/div;current=5A/div;Time=5ms/div

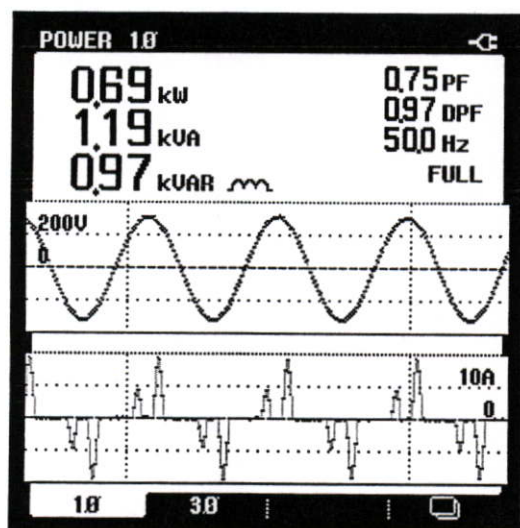
รูปที่ 5.10 กระแสและแรงดันของเทคนิคแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส

จากรูปที่ 5.8 ถึงรูปที่ 5.10 เป็นการทดลองผลของสามเทคนิคในวัฏรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในการทำงานจริง และจากผลของการจำลองที่เป็นไปในทิศทางเดียวกันสอดคล้องกับทฤษฎี ในส่วนของรูปที่ 5.9 ค่าของการทดลองและการจำลองมีการคลาดเคลื่อนเล็กน้อยเนื่องจากการทดลองจริงจะมีปัจจัยหลายอย่างที่ไม่ตรงกับการจำลอง เช่น ค่าความคลาดเคลื่อนของตัวเหนี่ยวนำ การสูญเสียในสาย และอื่นๆ แต่อย่างไรก็ตาม แนวโน้มของรูปคลื่นทั้ง 2 ก็เป็นไปในลักษณะเดียวกัน

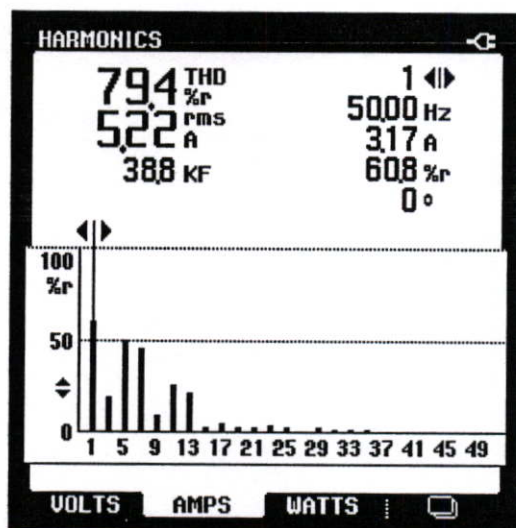


รูปที่ 5.11 รูปคลื่นกระแสอินพุตของเทคนิค NSLR เมื่อจ่ายโหลด RL เต็มพิกัด

#### ผลการขับโหลดโหลดไฟ

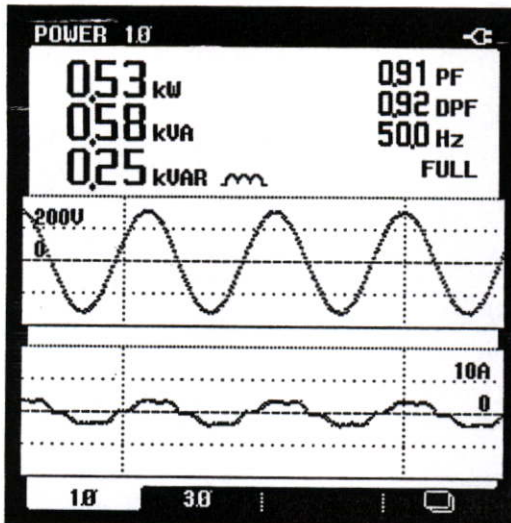


(a) แรงดันและกระแสทางด้านอินพุต

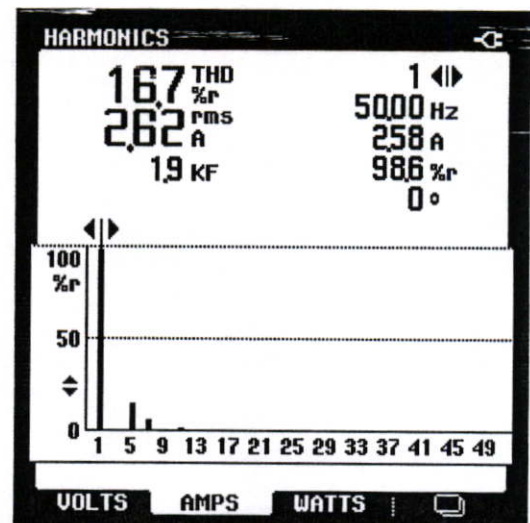


(b) ฮาร์มอนิกกระแสของรูป a

รูปที่ 5.12 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบธรรมดา และฮาร์มอนิก

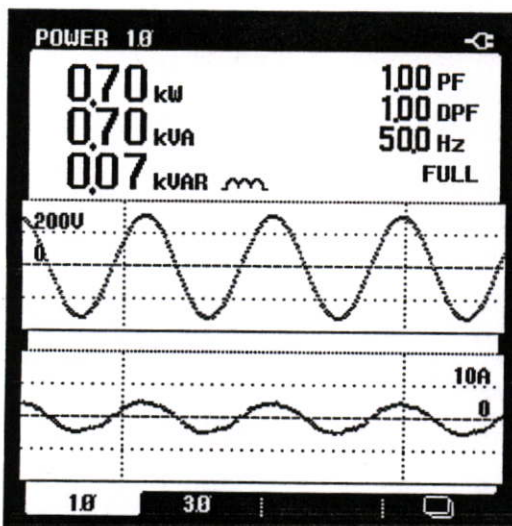


(a) แรงดันและกระแสทางด้านอินพุต

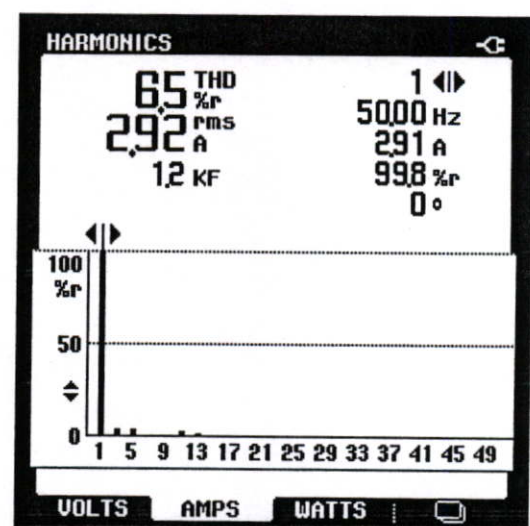


(b) ฮาร์โมนิกกระแสของรูป a

รูปที่ 5.13 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของแบบไลนรีแอกเตอร์ และฮาร์โมนิก



(a) แรงดันและกระแสทางด้านอินพุต

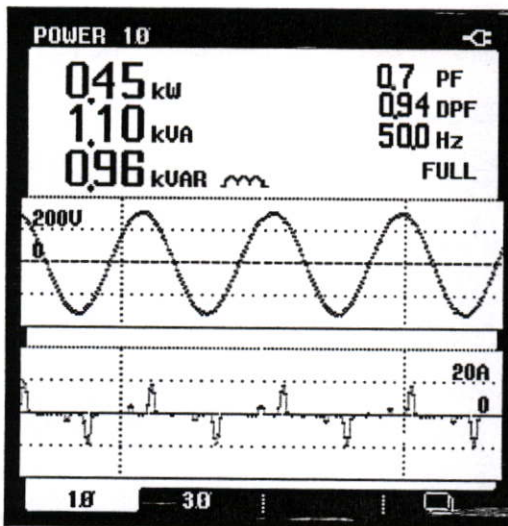


(b) ฮาร์โมนิกกระแสของรูป a

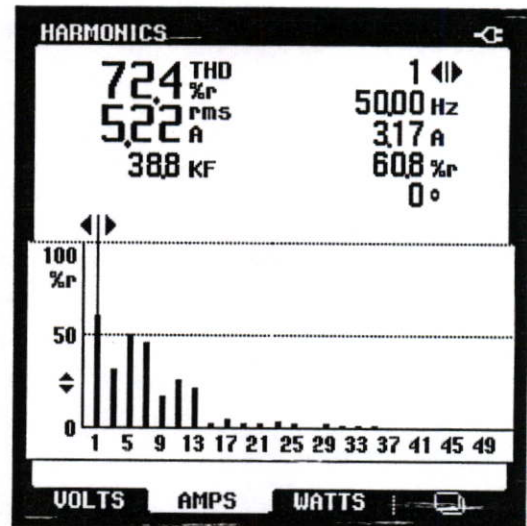
รูปที่ 5.14 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส และฮาร์โมนิก

จากรูปที่ 5.12 ถึงรูปที่ 5.14 เป็นการทดสอบที่โหลดความต้านทานทั้ง 3 เทคนิคในการทำงาน โดยใช้ Fluke 43 ที่แรงดันสมมาตรกันทั้ง 3 เฟส ค่า PF ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นจะมีค่าดีกว่าแบบไลนรีแอกเตอร์ และแบบธรรมดา และผลของ THD, แบบการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส จะมีค่าน้อยกว่าเทคนิคแบบไลนรีแอกเตอร์ และเทคนิคแบบธรรมดา เพราะเทคนิคในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสมีสัญญาณรบกวนเข้ารูปคลื่นไซน์มากกว่า ในสถานะที่โหลดเดียวกัน

## โหลดซิงโครนัสเจนเนอเรเตอร์และขับโหลดหลอดไฟ

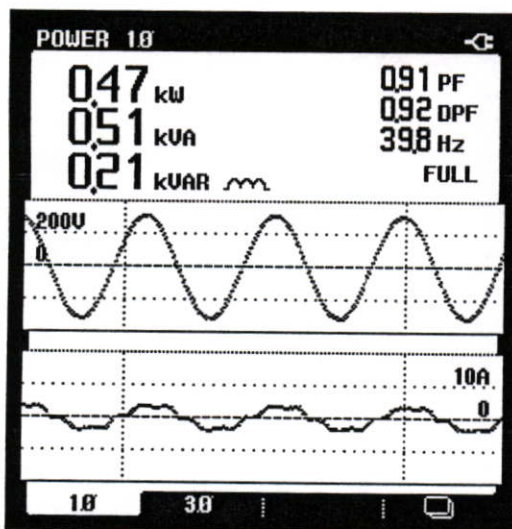


(a) แรงดันและกระแสทางด้านอินพุต

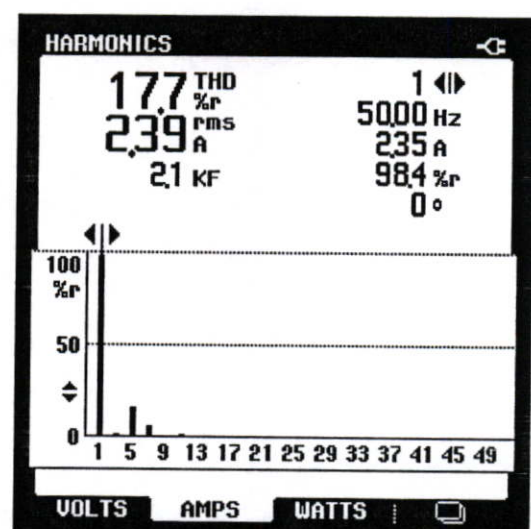


(b) ฮาร์มอนิกกระแสของรูป a

รูปที่ 5.15 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบธรรมดา และฮาร์มอนิก

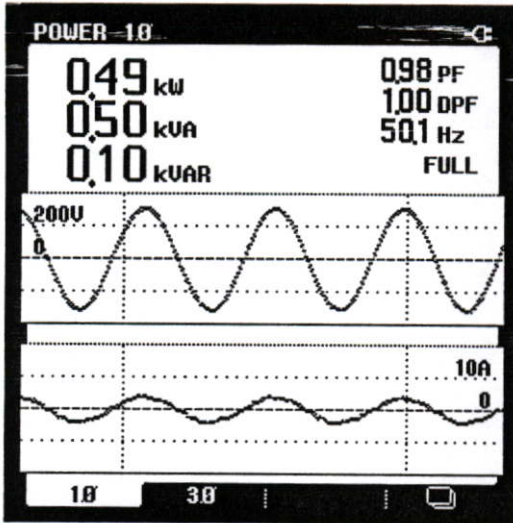


(a) แรงดันและกระแสทางด้านอินพุต

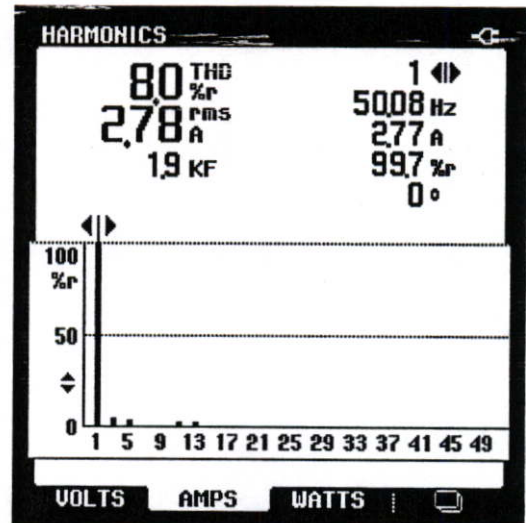


(b) ฮาร์มอนิกกระแสของรูป a

รูปที่ 5.16 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตแบบไลน์รีแอกเตอร์ และฮาร์มอนิก



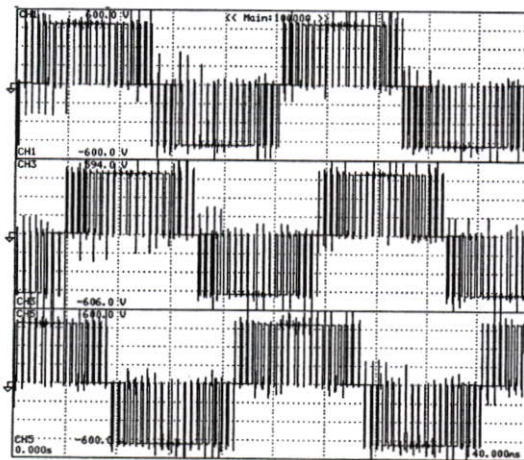
(a) แรงดันและกระแสทางค่านอินพุต



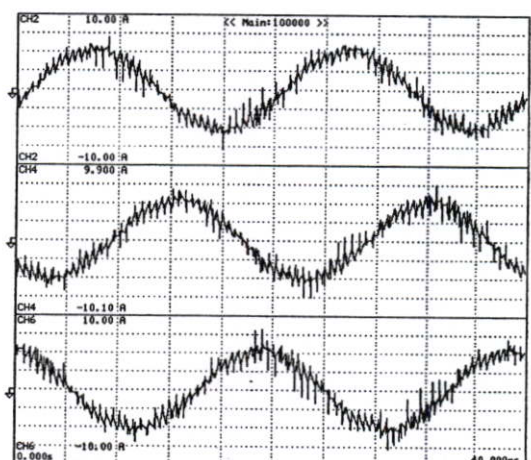
(b) ฮาร์โมนิกกระแสของรูป a

รูปที่ 5.17 แรงดันและกระแสทางค่านอินพุตแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส และฮาร์โมนิก

จากรูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.17 เป็นการทดสอบที่โหลดมอเตอร์ขับเคลื่อนด้วยไฟทั้ง 3 เทคนิคในการทำงาน โดยใช้ Fluke 43 ที่แรงดันสมมาตรกันทั้ง 3 เฟส ค่า PF ของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นจะมีค่าดีกว่าแบบไลน์รีแอกเตอร์ และ แบบธรรมดา และผลของ THD, แบบการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส จะมีค่าน้อยกว่าเทคนิคแบบไลน์รีแอกเตอร์ และเทคนิคแบบธรรมดา เพราะเทคนิคในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสมีสัญญาณรบกวนเข้ารูปคลื่นไซน์มากกว่า ในสภาวะที่โหลดเดียวกัน



แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบ SPWM



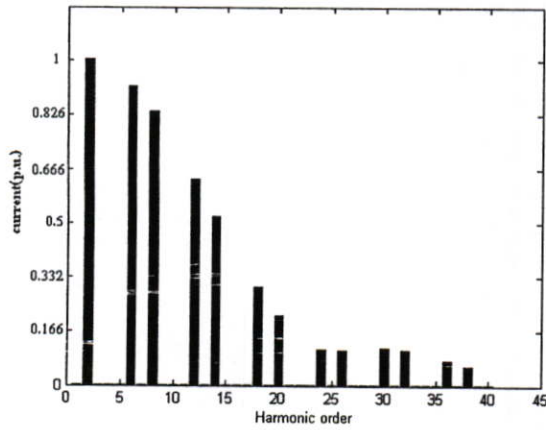
กระแสทางค่านเข้าของมอเตอร์

รูปที่ 5.18 แรงดันและกระแสของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส

จากรูปที่ 5.18 เป็นการทดสอบโดยใช้เครื่องวัด PZ 4000 เก็บสัญญาณทางค่านออกเป็นการเก็บค่ากระแสและแรงดัน ในช่วงการทำงานจ่ายโหลดที่พิกัด ค่าทั้ง 3 เทคนิค มีค่าเท่ากันในการทำงานทั้งโหลดที่เป็นความต้านทาน , ความต้านอนุกรมกับค่าตัวเหนี่ยวนำ และ โหลดที่เป็น

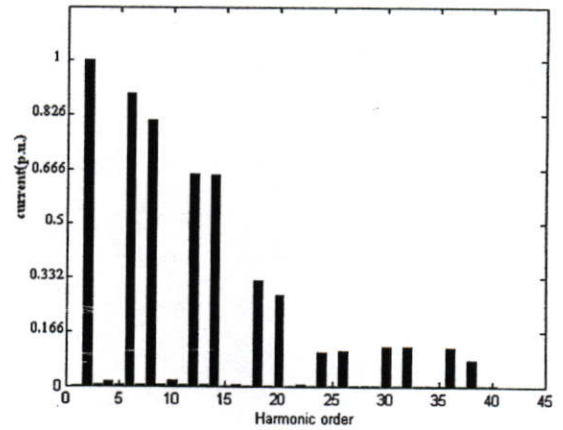
มอดอร์ชันเจนเนอเรเตอร์ ค่าของแรงดันกับกระแสมีค่าใกล้เคียงกัน เพราะว่าเทคนิคทั้ง 3 แบบ ไม่มีผลต่อการทำงานในส่วนอินเวอร์เตอร์นั่นเอง

### กระแสทางด้านอินพุตช่วงต่อโหลดมอดอร์ชันเจนเนอเรเตอร์พร้อมกับจ่ายโหลดไฟ



THD = 187.80

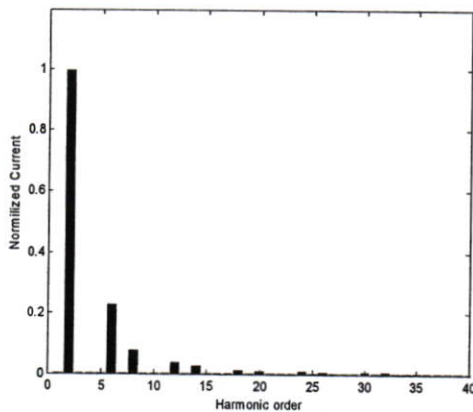
ผลการจำลอง



THD = 188.08

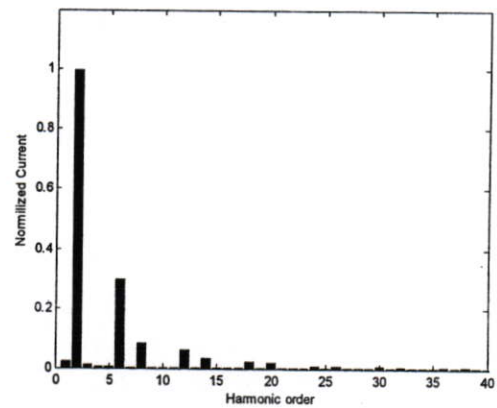
ผลการทดลอง

### แบบธรรมดา



THD = 27.23

ผลการจำลอง

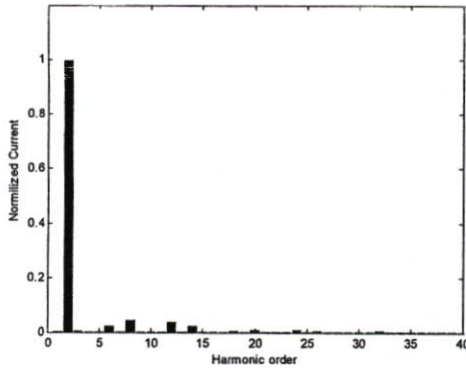


THD = 28.56

ผลการทดลอง

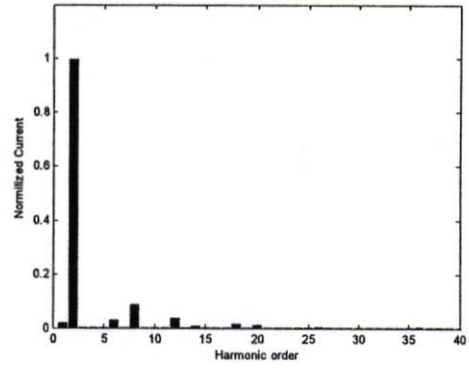
### แบบไลน์รีแอกเตอร์

รูปที่ 5.19 กระแสทางด้านเข้าทั้ง 3 เทคนิค และค่าฮาร์มอนิกของกระแส



THD = 6.12

ผลการจำลอง



THD = 6.50

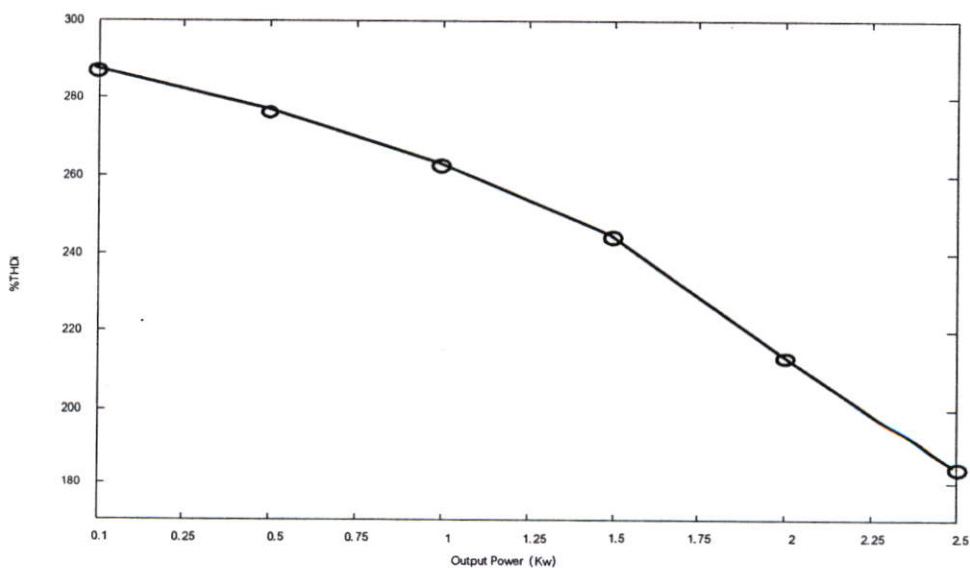
ผลการทดลอง

แบบปรับปรุงรูปคลื่น

### รูปที่ 5.19 (ต่อ)

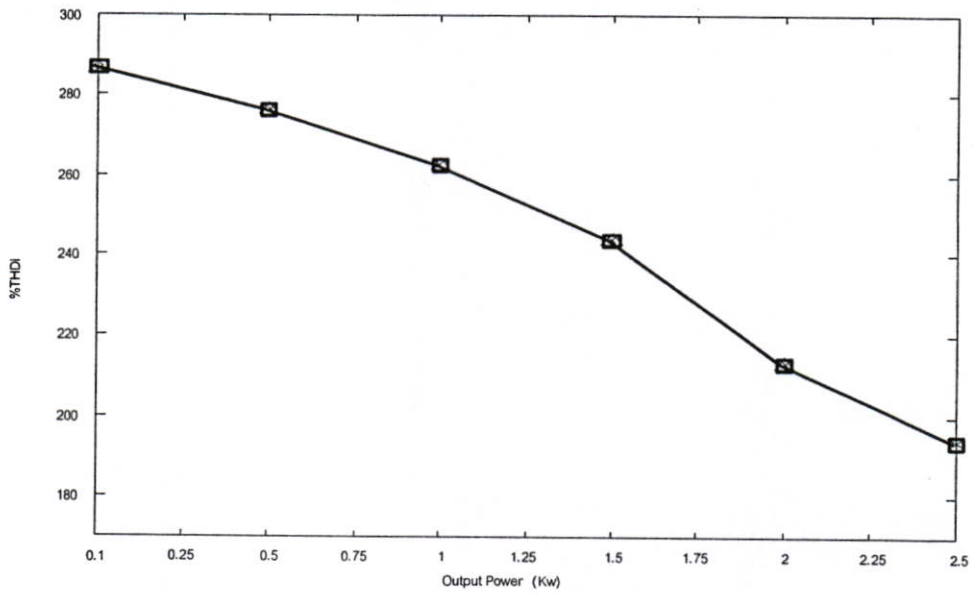
จากรูปที่ 5.19 เป็นรูปสเปกตรัมฮาร์มอนิกของทั้ง 3 เทคนิค เมื่อขับโหลดมอเตอร์กับเจนเนอเรเตอร์ ในการทำงานจากการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลของสเปกตรัม แสดงให้เห็นว่า เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสามารถลดค่าของฮาร์มอนิกอันดับต่ำได้เป็นจำนวนมาก กล่าวคือ เทคนิคแบบธรรมดามีค่า  $\%THD_i = 188$  เทคนิคแบบพาสซีฟ  $\%THD_i = 28.56$  และแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่น  $\%THD_i = 6.5$

### เทคนิคแบบธรรมดาที่ต่อโหลด R



รูปที่ 5.20 การเปรียบเทียบ  $THD_i$  ของโหลดความต้านทาน

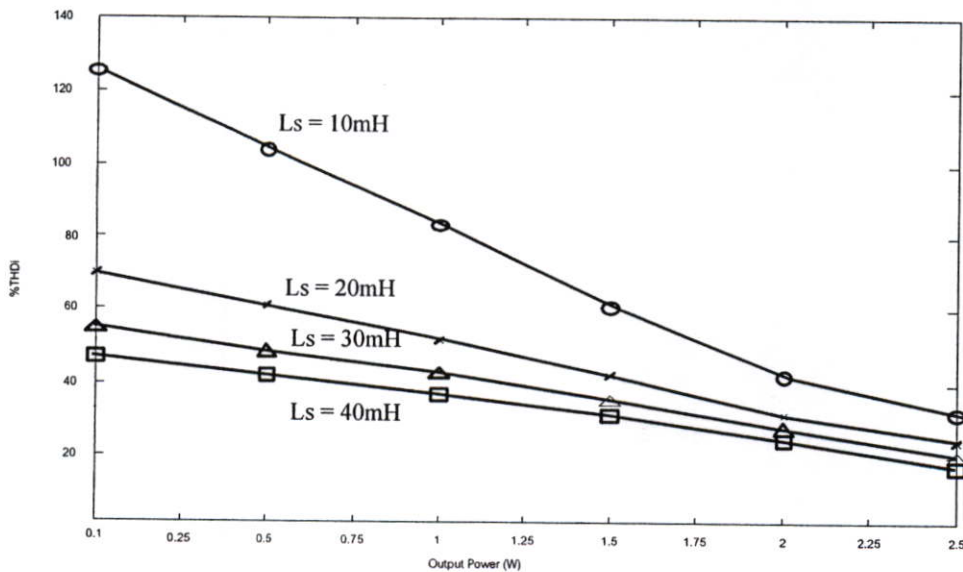
### เทคนิคแบบธรรมดาที่ต่อโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 5.21 การเปรียบเทียบ THD<sub>i</sub> ของโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ

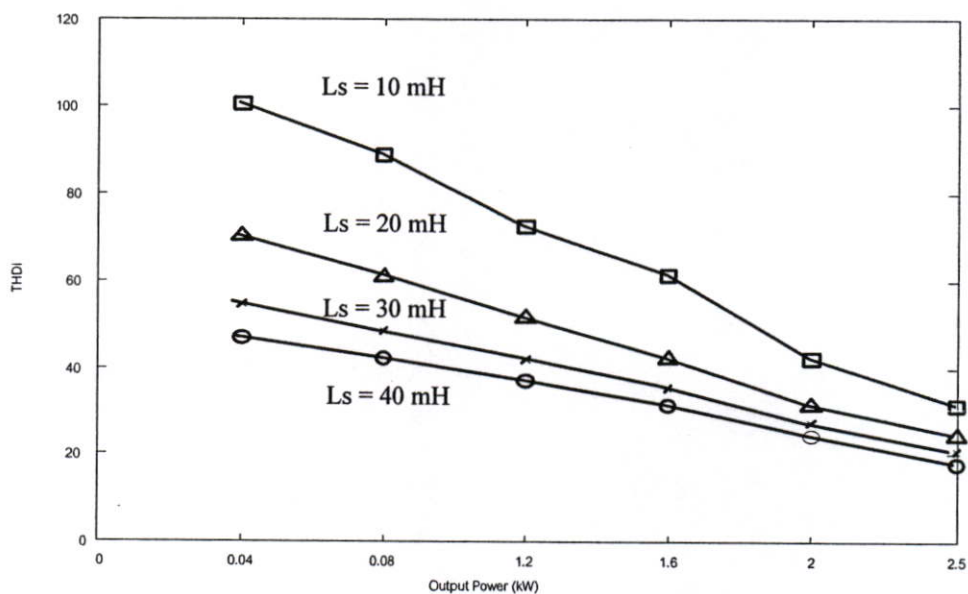
จากผลการทดลองรูปที่ 5.20 และ 5.21 ในส่วนของแบบธรรมดาที่ต่อโหลดเป็นแบบโหลดความต้านทาน โหลดความต้านทานต่อกับค่าตัวเหนี่ยวนำ ปรากฏว่าผลมีค่าใกล้เคียงกัน

### เทคนิคแบบไลน์รีแอกเตอร์ที่ต่อโหลดความต้านทาน



รูปที่ 5.22 การเปรียบเทียบ THD<sub>i</sub> กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต

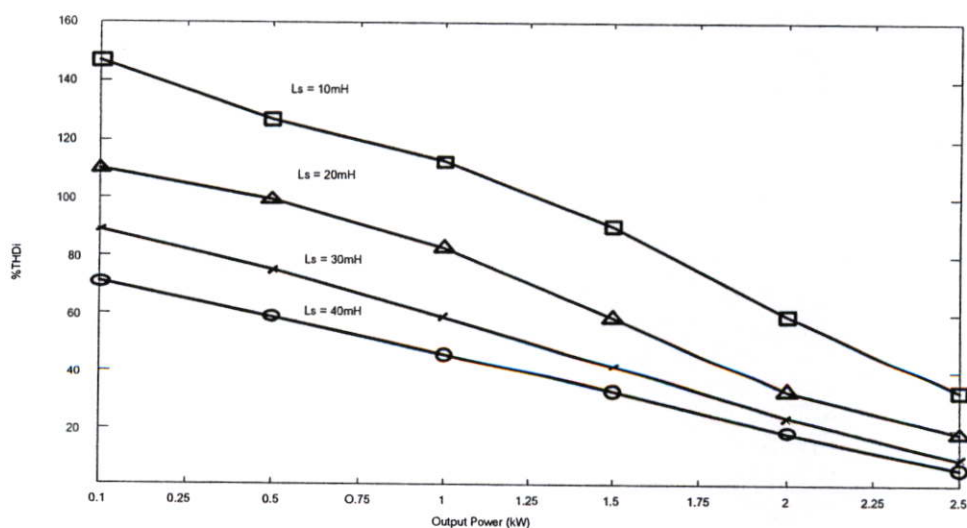
### เทคนิคแบบไลนรีแอกเตอร์ที่ต่อโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 5.23 การเปรียบเทียบ THDI, กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต

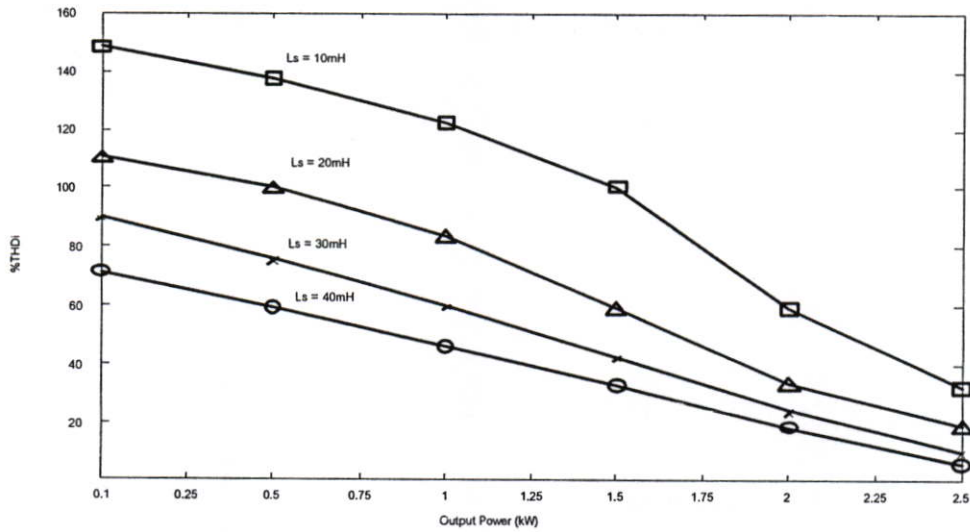
จากผลการทดลองรูปที่ 5.22 และ 5.23 ของเทคนิคแบบไลนรีแอกเตอร์การปรับเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุตทั้งโหลดความต้านทาน และโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ ผลที่แสดงออกมามีค่าใกล้เคียงกัน

### เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นที่ต่อโหลดเป็นแบบความต้านทาน



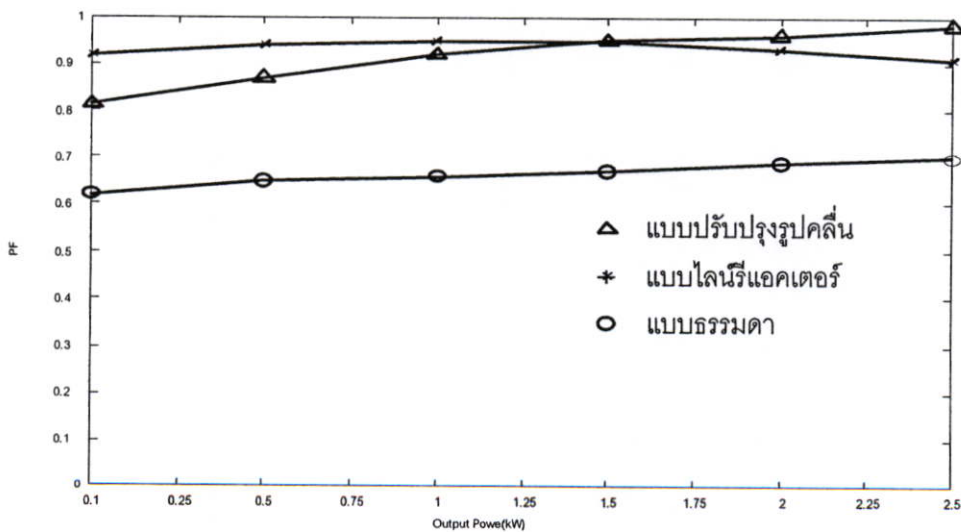
รูปที่ 5.24 การเปรียบเทียบ THDI, กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานกับที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต

### เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นที่ต่อโหลดเป็นแบบความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 5.25 การเปรียบเทียบ THD<sub>i</sub> กำลังเพาเวอร์ของโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำที่มีการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต

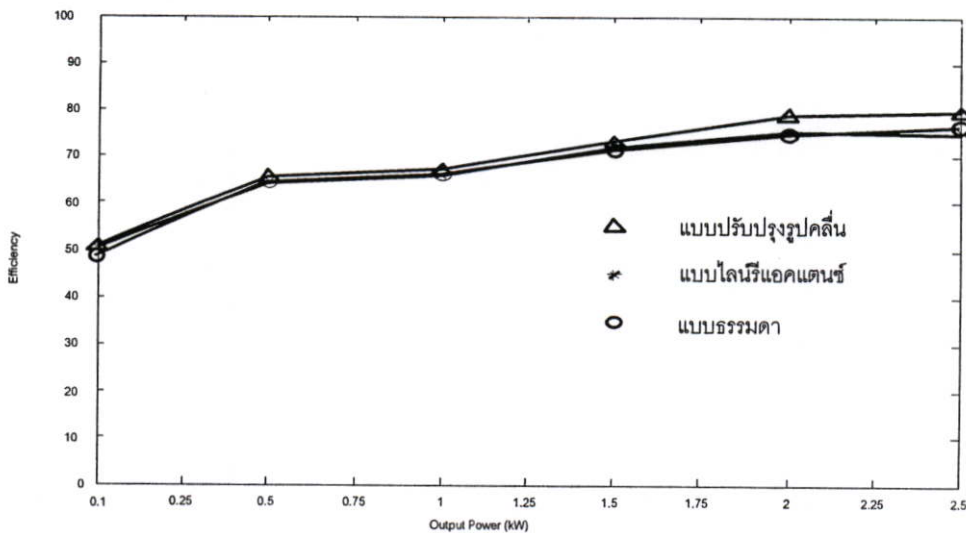
จากผลการทดลองรูปที่ 5.24 และ 5.25 ของเทคนิคแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแสการปรับเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุตทั้งโหลดความต้านทาน และโหลดความต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำ ผลที่แสดงออกมามีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.26 การเปรียบเทียบ PF ทางด้านอินพุตของเทคนิคทั้ง 3 แบบ

จากการทดลองรูปที่ 5.26 แสดงการเปรียบเทียบค่า PF ของทั้ง 3 เทคนิคค่าเพาเวอร์เตอร์ที่โหลดเต็มพิกัดของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสจะดีกว่าเทคนิคไลน์รีแอคเตอร์ และแบบธรรมดา แต่เมื่อทดสอบที่ภาระต่ำกว่า 50% แบบไลน์รีแอคเตอร์จะมีสมรรถนะดีกว่าเทคนิคอื่นๆ เนื่องจากเทคนิคแบบปรับปรุงรูปคลื่นได้ออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำไว้ที่สถานะเต็มพิกัด ดังนั้น ที่สถานะภาระเบาถึงกลางเทคนิคดังกล่าวจึงดีที่สุดที่สุด แต่ที่ภาระเต็มพิกัดเทคนิคแบบปรับปรุงรูปคลื่นจะดีที่สุดเนื่องจากเหตุผลดังกล่าว

จากการทดลองรูปที่ 5.27 แสดงการเปรียบเทียบค่าของประสิทธิภาพของระบบการทำงานทั้ง 3 เทคนิค จากการวิเคราะห์แล้วผลของค่าประสิทธิภาพของการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสจะมีค่าดีกว่าเพราะรูปคลื่นกระแสของเทคนิคการปรับปรุงมีค่าเข้าใกล้สัญญาณไซน์มากกว่า



รูปที่ 5.27 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของระบบกำลังไฟฟ้าของทั้ง 3 เทคนิค

## 5.2 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองของเทคนิคทั้ง 3 แบบประกอบด้วย วงจรเรกติไฟเออร์แบบธรรมดา แบบไลน์รีแอคเตอร์ และแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแส ในส่วนของจำลองได้ออกแบบโดยใช้โปรแกรม PSpice พร้อมแสดงรูปวงจรสมมูลที่ใช้ในการจำลอง และได้ นำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงซึ่งให้ผลสอดคล้องกันตามที่ได้ออกแบบไว้ นอกจากนี้ ยังได้แสดงฮาร์มอนิกเนื่องจากเทคนิคทั้ง 3 แบบพร้อมกับการแสดงผลด้วย FLUKE 43 ซึ่งให้ผล สอดคล้องกัน รวมถึงได้เปรียบเทียบค่า THD ของเทคนิคทั้ง 3 แบบเมื่อจ่ายโหลด R, RL และจ่าย โหลดมอเตอร์ ในส่วนของมอเตอร์ได้ทดลองกับการนำไปขับเงินเนเรเตอร์ในขณะที่จ่ายโหลด หลอดไฟเพื่อให้ได้โหลดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ทดสอบ ได้มีการเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลัง และประสิทธิภาพของเทคนิคทั้ง 3 แบบปรากฏว่าแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแสมีค่าตัวประกอบ

กำลังดีที่สุดในสภาวะภาระหนัก แต่ที่ภาระเบาจะใกล้เคียงกับแบบไลน์รีแอกเตอร์ เนื่องจากวงจรได้ออกแบบไว้สามารถทำงานดีที่สุดในสภาวะที่ภาระพิกัด ในส่วนของประสิทธิภาพเทคนิคแบบปรับปรุงรูปคลื่นก็ดีที่สุดในเช่นกัน แต่ค่าประสิทธิภาพไม่ต่างกันมากนัก

## บทที่ 6

### สรุปและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคทั้ง 3 แบบประกอบด้วย แบบธรรมดา แบบไลเนอร์แอกเตอร์ และแบบการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับ อินเวอร์เตอร์แบบพีคบัลลิวเอ็มชนิกจ่ายแรงดัน โดยพิจารณาถึงความเหมาะสมในด้านต่างๆตาม คุณสมบัติสเปคตร้าร์โมนิกส์ได้แก่ ผลการเปรียบเทียบคุณภาพของรูปคลื่นพีคบัลลิวเอ็มด้วยค่า  $THD_i$ ,  $PF$ , และ ประสิทธิภาพ เป็นต้น โดยในขั้นแรกได้ศึกษาและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อการออกแบบ แล้วมีการตรวจสอบด้วยการทดลองจริงเปรียบเทียบกับผลการจำลองดังกล่าว ปรากฏว่าให้ผลสอดคล้อง ในด้านต่างๆอีกด้วย จากผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์เครื่องต้นแบบโดยใช้เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส แบบที่ได้สร้างขึ้นสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันได้ผลเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งจากการจำลองและทดลอง สามารถสรุปได้ดังนี้

#### 6.1 สรุปผลการทดลอง

6.1.1 ในขั้นแรกของงานวิจัยนี้ได้ทำการจำลองการทำงานของเทคนิคทั้ง 3 แบบ ได้แก่ วงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา แบบไลเนอร์แอกเตอร์ และแบบปรับปรุงรูปคลื่น แล้วนำภาคหน้าของ ทั้ง 3 แบบไปขับโหลด R และ RL ต่อจากนั้นได้นำไปทดสอบกับ ไซน์พีคบัลลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ที่มี โหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ 3 เฟส ซึ่งจากหลักการทํางานและผลการทดลองของวงจรในทางปฏิบัติให้ผลสอดคล้องกับผลการจำลองที่ได้ออกแบบขึ้น

6.1.2 จากการที่ได้นำไปทดสอบกับ โหลด R และ RL ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ จะมีค่าสูงสุด รองลงมาคือแบบไลเนอร์แอกเตอร์ และแบบธรรมดา ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อนำเทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่ได้ออกแบบขึ้น ไปประยุกต์ใช้ในงานจริงก็จะทำให้การสูญเสียในระบบมีค่าน้อยลงและใช้ประสิทธิภาพได้เต็มกำลัง

6.1.3 จากการที่ได้นำไปทดสอบกับ โหลด R และ RL ค่า  $THD_i$  จะมีค่าน้อยรองลงมาคือแบบไลเนอร์แอกเตอร์ และแบบธรรมดา ตามลำดับ หรือกล่าวอีกแบบหนึ่ง เทคนิคดังกล่าวนี้มีรูปคลื่นใกล้เคียงสัญญาณ ไซน์ ซึ่งมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกน้อยส่งผลให้การสูญเสียในระบบมีน้อยลงด้วย

6.1.4 จากการทดสอบการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสที่ภาระเบา ถึงปานกลาง ค่าคาปาซิเตอร์มีผลน้อย แต่ที่สภาวะโหลดหนักจะมีต่อค่าแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง แต่ไม่มีผลต่อค่ากระแสทางด้านอินพุต

6.1.5 การทดลองประสิทธิภาพเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับเซ็นเซอร์ที่ดับบลิวอินเวอร์เตอร์  
ปรากฏว่าประสิทธิภาพของระบบโดยรวมมีค่าใกล้เคียงกันที่สภาวะภาระเบา แต่อย่างไรก็ตาม  
เทคนิคการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสก็ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเล็กน้อยที่สภาวะภาระหนัก เนื่องจาก  
สัญญาณกระแสมีค่าใกล้เคียงไซน์ รวมถึง ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าใกล้ 1 ถึงแม้ว่าในระบบที่ได้  
ออกแบบขึ้น จะมีการสูญเสียจากค่าอินดักแตนซ์ และค่าการสูญเสียจากการสวิตช์ของมอสเฟตกำลัง  
แต่ก็เป็นการสูญเสียที่เล็กน้อยเท่านั้น เมื่อเปรียบเทียบกับค่าการสูญเสียอื่น

## 6.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยต่อไป

จากผลการจำลองและผลการทดลองของเทคนิคทั้ง 3 แบบในงานวิจัยนี้ได้พบว่าระบบที่ได้  
ออกแบบขึ้นยังมิได้มีการวิเคราะห์ถึงสภาวะแรงดันไม่สมดุลทางด้านอินพุต และน่าจะมีการคิดหา  
เทคนิคเพิ่มเติมจากที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้ในส่วนที่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง เพราะเมื่อโหลด  
มีการเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์และค่าความผิดเพี้ยนของระบบ โดยรวม ดังนั้น  
ถ้ามีการคิดเทคนิคดังกล่าวที่ได้เสนอแนะน่าจะเป็นหัวข้อที่น่าสนใจในงานวิจัยต่อไป รวมถึงเทคนิคใน  
การสวิตช์ภาควงจรเรียงเรียงกระแสแบบต่างๆอีกด้วย

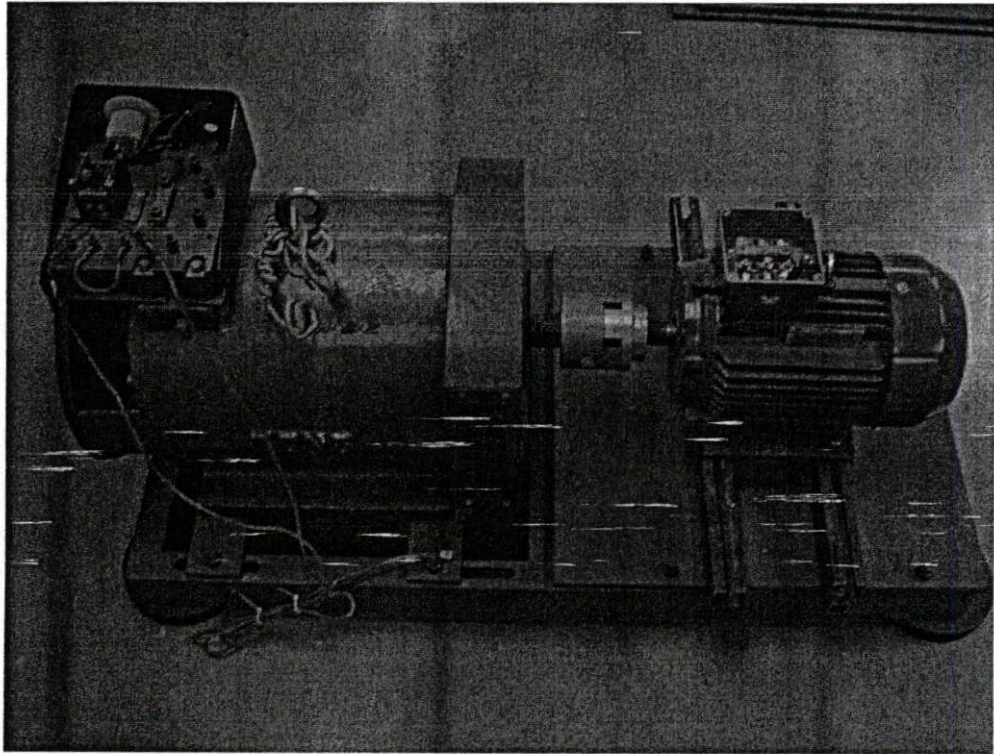
## เอกสารอ้างอิง

- [1] A.I. Maswood, A.K. Yusop and M.A. Rahman, "A Novel suppressed-link rectifier-inverter topology with near unity power factor," **IEEE trans. on Power Electronics**, Vol. 17, No. 5, pp.692-700, Sep 2002.
- [2] A.I. Maswood and F. Liu, "A Novel unity power factor input stage for AC drive application," **IEEE trans. on Power Electronics**, Vol. 20, No. 4, pp. 839-846, July 2005.
- [3] J. Salmon. E. Nowicki, W. Xu, and D. Koval, "Low distortion three-phase rectifier utilizing harmonic correction circuit topologies with both IGBT and thyristor switches," in **Proc. IEEE APEC'98 Conf.**, Vol. 2, 1998, pp 1100-1106.
- [4] J.W. Kolar and F.C. Zach, "A Novel three-phase, three-switch, three-level unity power factor PWM rectifier," **28<sup>th</sup> PCIM Conf**, Germany, 1994.
- [5] วิบูลย์ ชื่นแขก "ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง," **เอกสารคำสอน วิชา Power System Harmonics**, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, พ.ศ. 2548.
- [6] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, **Power Electronics Converters, Application, and Design**, John wiley&sons, second edition, 1995.
- [7] B.K.Bose, **Power Electronics and AC Drives**, Prentice-Hall, 1986.
- [8] M.H. Rashid, **Power Electronics Circuits, Devices, and Applications**, Prentice Hall, second edition, 1988.
- [9] M.A. Boostand and P.D. Ziogas, "State-of-the-art carrier PWM techniques: A critical evaluation," **IEEE Trans. on industrial application**, Vol. 24, No. 2, March/April 1988.
- [10] ชัยทัศน์ มณีอินทร์. "การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานด้านแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยงกระแสตรงสำหรับสามเฟสที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ," **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**, สจล., 2001.
- [11] วิจิตร กิณเรศ. "สามเฟสเดลต้ามีอคดูเลตที่ดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ," **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**, สจล., 1991.
- [12] B.K. Bose, "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, Vol. 37, no. 5, pp.402-408, 1990.

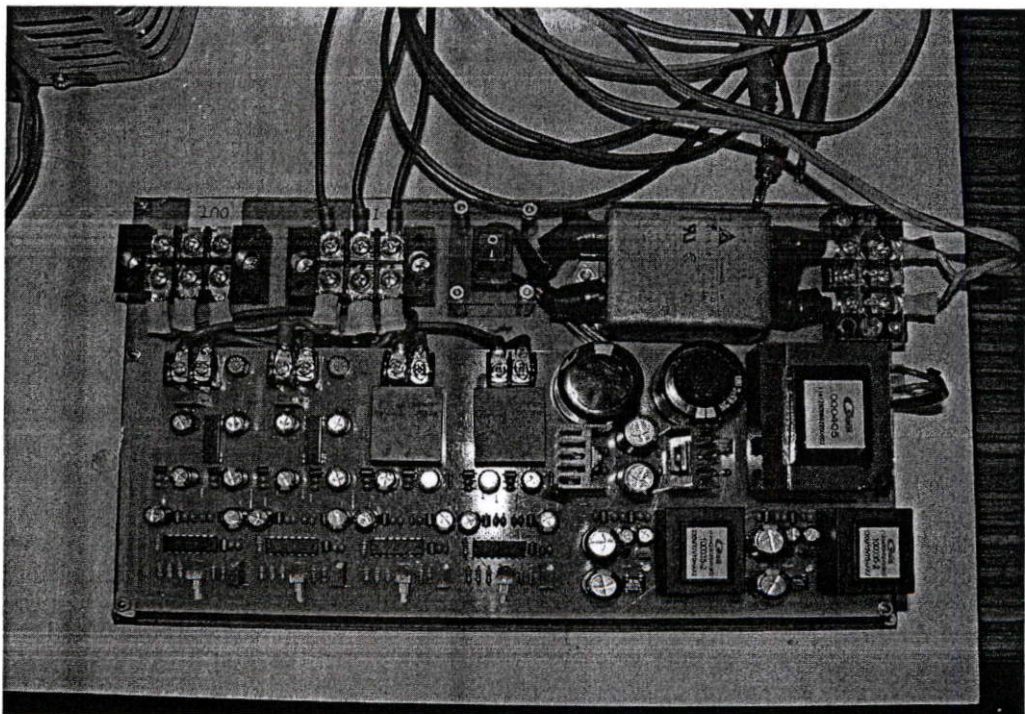
## ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.  
รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

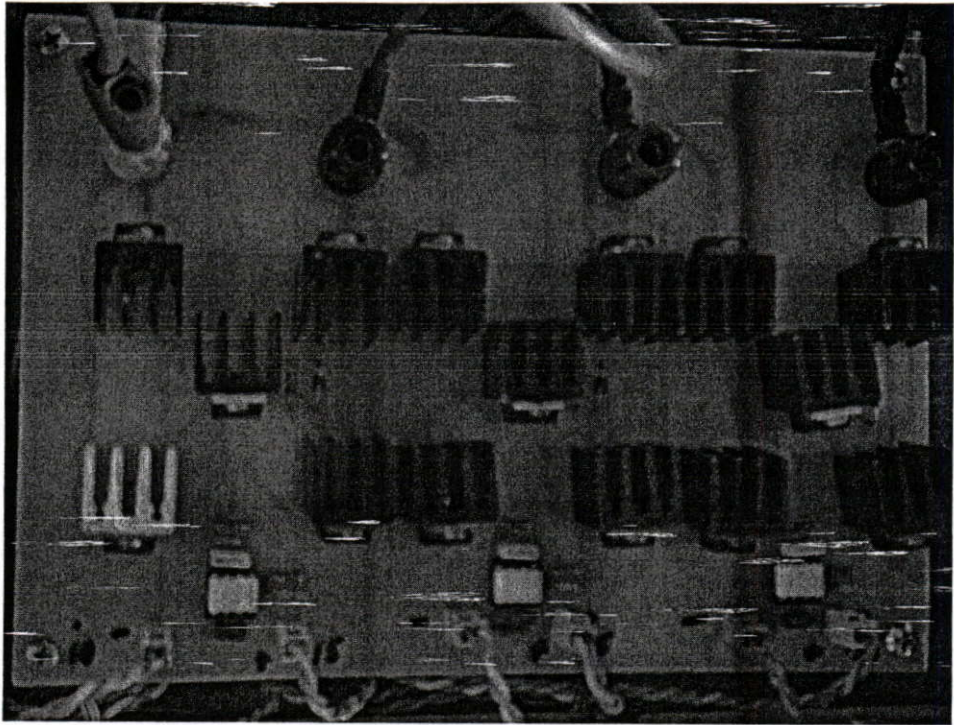
ระบบของชุดทดสอบ



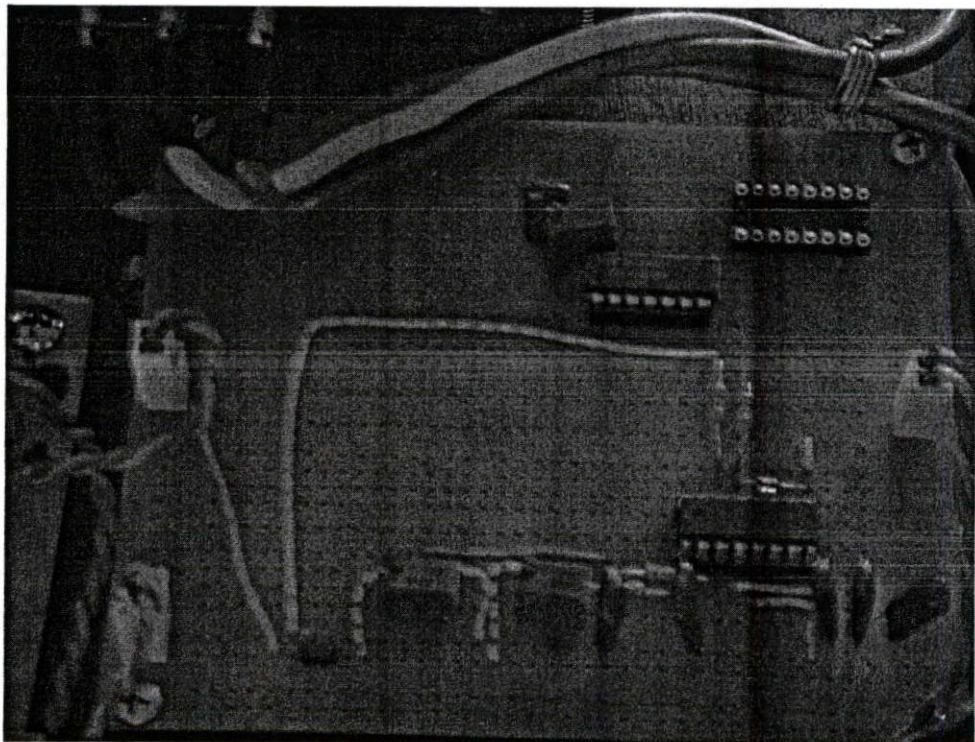
ภาพที่ ก.1 มอเตอร์ขนาด 3 แรงม้า



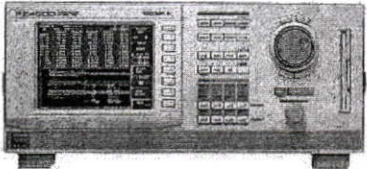
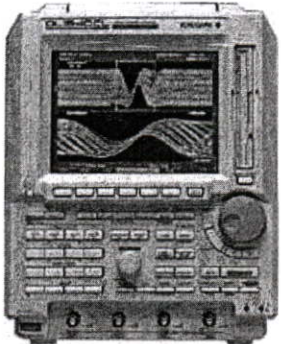

ภาพที่ ก.2 วงจรตรวจจับกระแสทางด้านอินพุต





ภาพที่ ก.3 ชุดสวิทช์สองทาง



ภาพที่ ก.4 ชุดสร้างสัญญาณนำกระแส

	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YAKOGAWA)          รุ่น PZ4000          รายละเอียด Wide Measurement Bandwidth          (DC to 2 MHz)          Accurately Sampling 5 MS/s          Harmonic Analysis          (up to 500<sup>th</sup> Order)</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGAWA)          รุ่น DL1520/L (4 Channel)          รายละเอียด 150 MHz bandwidth          200 MS/s sampling rate          on one channel          or 100 MS/s on two channels          (DL1520/L)          8 bit vertical resolution          DC to 30 MHz, 850V (DC + AC peak)          2% DC accuracy,          Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX)          รุ่น E3N          รายละเอียด Current Probe          10 – 100 Ampere / 1 Volt          Input 100 A Peak Max          Frequency: DC to 100 kHz. (@ 3 db)          Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>

	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)</p> <p>รุ่น 973A</p> <p>รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1%</p> <p>Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts.</p> <p>Iac or Idc : 0 to 10 Amperes.</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Band Differential Probe</p> <p>รุ่น 700924</p> <p>รายละเอียด 100 MHz</p> <p>A Probe Lets You Make Wide-Band Differential Input Measurements</p>

ภาคผนวก ข.

**บทความที่ได้รับการตีพิมพ์**

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27  
27<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference

# Volume I

สาขาบทความ

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

11-12 พฤศจิกายน 2547

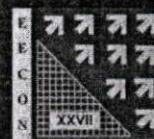
โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น



ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น



# การวิเคราะห์ และออกแบบวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับไชน์ฟีดดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ไครฟส์

## Analysis and Design of 3-Phase Rectifier With Improved Current Waveshape for SPWM Inverter Drives

วรรณชัย โรจน์วิรุฬห์\* ชาญวิทย์ ตั้งสิริวิรุฬห์\*\* วิจิตร กิณเรศ\* สมชาติ จิรวิภากร\*

\*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

\*\*ภาควิชาไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เขตบางซื่อ กรุงเทพฯ 10800

E-mail : S3061185@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสสำหรับไชน์ฟีดดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ไครฟส์ โดยอธิบายถึงหลักการการทำงานของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ นอกจากนี้ยังนำผลการทดลองและการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice มาเปรียบเทียบกับซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ ในตอนท้ายยังได้นำไปเปรียบเทียบกับระบบอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นที่มีส่วนหน้าเป็นวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา และแบบที่มีการเพิ่มวงจรกรองแบบพาสซีฟที่ใช้อินดักแทนช้อนุกรม

### Abstract

This paper proposes analysis and design of 3 phase rectifier with improved current waveshape for SPWM inverter drives. The principle of circuit operation used in the test is also presented. In addition, the comparison of simulation results using PSpice program and experimental results has been made. The results appear satisfactory. Finally, the implementation of inverter system using conventional rectifier, inverter system proposed method with additional series filter reactor passive and the proposed system are compared in this paper.

**Keywords:** Current waveshape, SPWM, Power factor correction

### 1. บทนำ

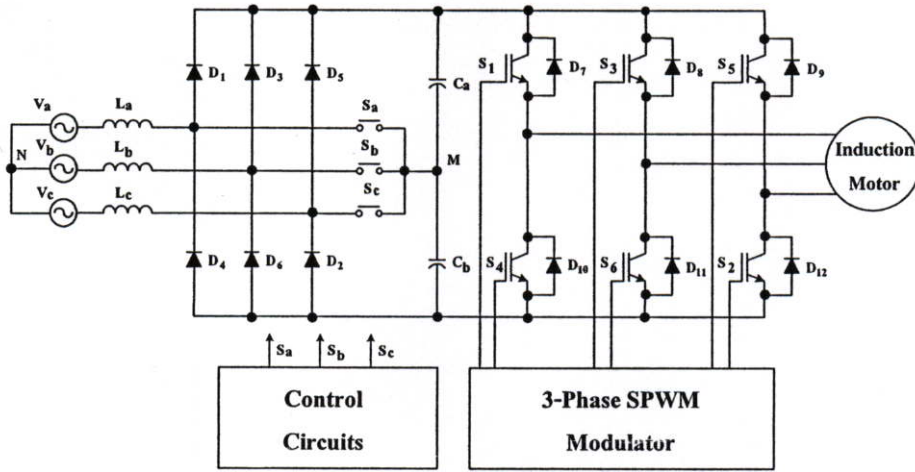
ในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้รับการพัฒนาอย่างกว้างขวางสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ที่สำคัญ ได้แก่ ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (Uninterruptible power supply, UPS) ฯลฯ แต่โดยธรรมชาติของอุปกรณ์สวิตซ์เหล่านี้จะมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear nature) [1] ดังนั้นในการนำไปประยุกต์ใช้งานดังกล่าวจะส่งผลให้เกิดฮาร์มอนิกเข้าไปในระบบไฟฟ้าซึ่งจะส่งผลกระทบต่อระบบเป็นอย่างมาก เช่น เป็นผลให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบมีค่าลดลงและทำให้ระบบต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์เหล่านี้มากกว่าความจำเป็น ซึ่งเป็นการสูญเสียและใช้พลังงานไฟฟ้าอย่างไม่มีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ยังส่งผลให้เกิด

การสูญเสียมากกว่าปกติ การรบกวนต่อการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆ ในระบบ และผลกระทบอื่นๆที่ไม่ต้องการ จากปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้หลายเทคนิคด้วยกัน ซึ่งในปัจจุบันได้มีนักวิจัยเป็นจำนวนมากที่ได้ให้ความสนใจในส่วนของการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier) จากงานวิจัยที่ผ่านมาได้นำเสนอวิธีในการแก้ปัญหาโดยการใช่วงจรกรองแบบพาสซีฟ (Passive filter) [1,2] ซึ่งเทคนิคนี้ก็สามารถกำจัดฮาร์มอนิกดังกล่าวได้ผลดีในระดับหนึ่ง แต่ก็มีข้อเสียคือ วงจรมีขนาดใหญ่เนื่องจากต้องออกแบบวงจรกรองที่ทุกความถี่ที่ต้องการกำจัด และอาจจะเสี่ยงต่อการเกิดรีโซแนนซ์ขึ้นได้เนื่องจากผลของฮาร์มอนิก ต่อมาจึงได้มีการนำเสนอเทคนิคมากมาย อาทิ เช่น เทคนิค wave shaping [3] ซึ่งเป็นเทคนิคที่วิธีหนึ่ง แต่ข้อเสียคือยากในการออกแบบ และวงจรมีความซับซ้อน ซึ่งแต่ละเทคนิคที่นำเสนอ [4] ก็มีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป เช่น บางเทคนิคก็มีข้อเสียคือ ความถี่ในการสวิตซ์สูง ส่งผลให้การสูญเสียและความเครียดของการสวิตซ์สูงเช่นกัน ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสของภาควงจรเรียงกระแสแบบ 3 เฟสซึ่งเป็นภาคหน้าของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งเทคนิคที่นำเสนอนี้มีข้อดีคือ ค่าใช้จ่ายต่ำ (Low cost) ขนาดเล็ก (Small size) ประสิทธิภาพสูง และง่ายในการควบคุม

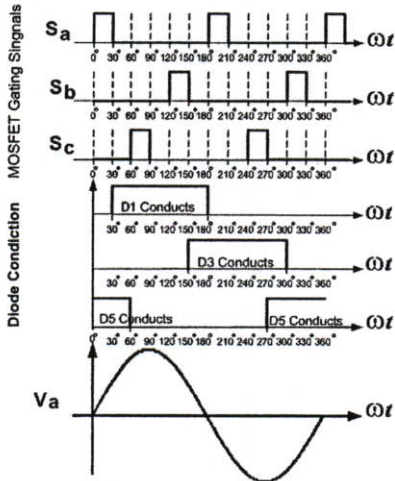
### 2. หลักการวิเคราะห์ของวงจรการทำงาน.

จากรูปที่ 1 เป็นระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ  $V_a$ ,  $V_b$  และ  $V_c$  ส่วนด้านหน้าเป็นวงจรเรียงกระแสแบบ 3 เฟสประกอบด้วยไดโอด D1-D6 ซึ่งเป็นไดโอดแบบความถี่ต่ำทำหน้าที่เรียงกระแสเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จากนั้นนำม่านผ่านตัวกรองด้วยคาปาซิเตอร์ 2 ตัวเพื่อทำให้เกิดโหนดศูนย์กลาง (Balance central node) ระหว่างแรงดันขั้วบวกและลบ ซึ่งระหว่างจุดศูนย์กลางแต่ละกิ่งของวงจรเรียงกระแสกับจุดโหนดศูนย์กลางระหว่างคาปาซิเตอร์จะมีสวิตซ์แบบ 2 ทิศทางจำนวน 3 ชุดแต่ละชุดจะสวิตซ์ทุกครั้งทีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับของแต่ละเฟสตกลงสู่ศูนย์ นั่นหมายความว่าสวิตซ์แต่ละตัวจะนำกระแสที่ 2 เท่าของความถี่มูลฐาน ส่งผลให้การสูญเสียและความเครียดเนื่องจากการสวิตซ์ซึ่งต่ำ ส่วนทางด้านเข้าที่พุด หรือ โหลดของคอนเวอร์เตอร์จะเป็นอินเวอร์เตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย

เทคนิค SPWM (Sinusoidal Pulse width Modulation) เพื่อนำไปจ่ายให้ กับโพลคอมอเตอร์เหนี่ยวนำ

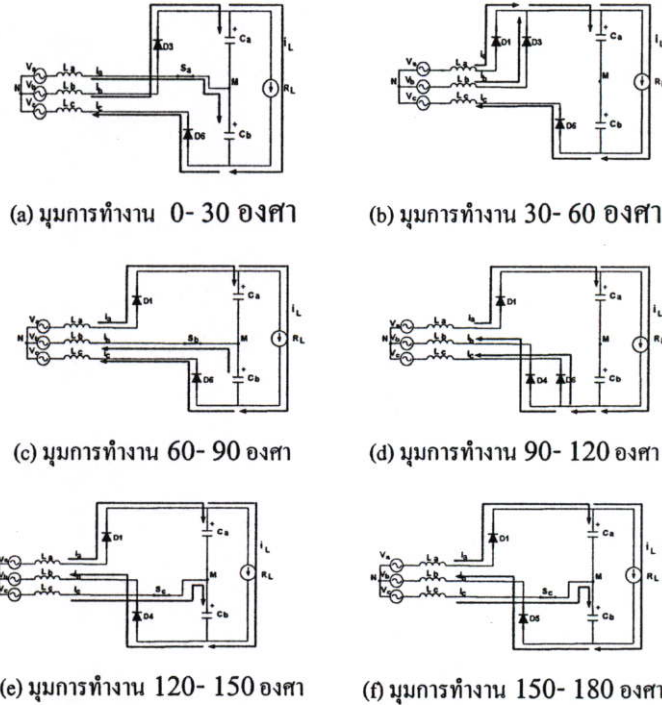


รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแสแบบสามเฟสที่นำเสนอเพื่อปรับปรุค่าตัวประกอบกำลัง



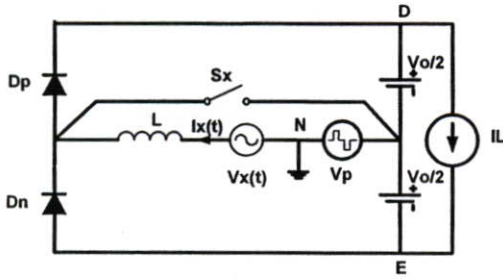
รูปที่ 2 รูปแบบการสวิตช์ และการนำกระแสของไดโอด

จากรูปที่ 2 แสดงรูปแบบการสวิตช์สำหรับสวิตช์แบบ 2 ทิศทางที่นำเสนอ จากการทํางานวงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบทั่วไปที่มีโหลดเป็นคาปาซิเตอร์ กระแสในแต่ละเฟสจะล้าหลังหรือไหลช้าเมื่อเทียบกับแรงดันเฟสประมาณ  $30^\circ$  เป็นผลให้กระแสไลน์เป็นศูนย์ในช่วงเวลาดังกล่าว และส่งผลทำให้กระแสอินพุตของระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำและความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกสูง (High harmonic distortion) ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ควบคุมให้สวิตช์แบบ 2 ทิศทางทั้ง 3 ชุดนำกระแสในช่วงเวลาดังกล่าว (เมื่อเทียบกับแรงดันเฟสของเฟสนั้นๆ) นั่นก็คือ  $S_a, S_b$  และ  $S_c$  แสดงดังรูปที่ 2 ส่วนของอินดิคแตนซ์ด้านอินพุตสามารถใช้แทนหลักการมาเนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ซึ่งต่ำ ส่งผลให้ค่าใช้จ่ายต่ำ และการสูญเสียเนื่องจากสวิตช์ต่ำอีกด้วยซึ่งนำไปสู่การประยุกต์ใช้งานกำลังสูงๆ ได้



รูปที่ 3 สภาวะการทำงานขงวงจร

จากรูปที่ 3 แสดงการทำงานวงจรที่มุม 0-180 องศา ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 2 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้ที่สภาวะมุม 0-30, 60-90 และ 120-150 องศา ดังรูปที่ 3 (a), (c) และ (e) ตามลำดับ ซึ่งเป็นช่วงที่สวิตช์แบบ 2 ทิศทางทำงานซึ่งตรงกับ  $S_a, S_b$  และ  $S_c$  ตามลำดับ เป็นช่วงที่กระแสไหลอย่างเป็นเชิงเส้นเพื่อชดเชยในช่วงที่กระแสไม่ไหล โดยกระแสที่ไหลในช่วงนี้จะเป็นกระแสที่ไหลผ่านอินดิคแตนซ์อย่างเป็นเชิงเส้นดังสมการที่ (1)



รูปที่4. วงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์

$$i_a(t) = \frac{V_i \sqrt{2}}{2\pi f L \sqrt{3}} (1 - \cos \omega t) \tag{1}$$

ในส่วนสภาวะการทำงานที่ 30-60, 90-120 และ 150-180 องศา ดังรูปที่ 3 (b), 3(d) และ 3(f) ตามลำดับ คือสภาวะดังกล่าวนี้จะมีการทำงานคล้ายๆ กันสามารถอธิบายได้ดังนี้ คือสภาวะดังกล่าวมีโหนดทำงาน 3 ตัว ขณะที่สวิตช์แบบ 2 ทิศทางไม่ทำงานที่สภาวะการทำงานนี้ ดังนั้นการทำงานเหมือนกับการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดาโดยมีสมการของกระแสคือ

$$\frac{d}{dt} i_a(t-t_0) = \frac{V_a(t-t_0)}{L} - \frac{V_0}{3L} \tag{2}$$

จากสมการที่ (2) สามารถใช้การแปลงลาปลาซแก้ปัญหาได้โดยใช้ค่ากระแสสุดท้ายของสภาวะก่อนหน้า เป็นค่าเริ่มต้นของสมการกระแสถัดไป ตัวอย่างเช่นที่มุมการทำงาน 150-180 องศา จะมีสมการกระแสแสดงดังสมการที่(3) และจากสมการที่(1) และ(2) สามารถนำไปใช้กับทุกสภาวะการทำงานที่ตรงกับสภาวะการทำงานของวงจร โดยแสดงเป็นแบบจำลองได้ดังรูปที่4. เพื่อช่วยอธิบายการทำงานของวงจรให้ง่ายขึ้น

$$i_a = \frac{\sqrt{2}V_i}{3 \cdot \omega \cdot L} \left[ \sqrt{3} \sin(\omega t) + 3 \cos(\omega t) - 3 \right] - \frac{V_0}{3L} + \frac{3\sqrt{2} \cdot V_i + 2\sqrt{3}\sqrt{2}V_i - 2pV_0}{6 \cdot \omega \cdot L} \tag{3}$$

จากหลักการการทำงานดังรูปที่ 2 อินดิคเตนซ์ที่มีความสำคัญในการพิจารณาเนื่องจากถ้าค่าไม่เหมาะสมจะทำให้กระแสไม่ต่อเนื่องดังนั้นว่ากระอินพุทจ่ายให้โหนดระหว่างช่วง 90-120 องศาจะสามารถคำนวณหาค่าอินดิคเตนซ์วิกฤตได้ดังสมการ

$$L = \frac{36}{7} (2\sqrt{3}-3) \frac{V_i^2}{2\pi^3 f P_0} = 38.49 \times 10^{-3} \frac{V_i^2}{f P_0} \tag{4}$$

3. ตัวอย่างการออกแบบ

เพื่อที่แสดงขั้นตอนการออกแบบโดยต้องการออกแบบดังนี้

- แรงดันไฟฟ้าอินพุต  $V_i = 310$  V
- ความถี่ไฟฟ้า  $f = 50$  Hz
- กำลังเอาต์พุต  $P_o = 3$  แรมม้า

สภาวะวิกฤตของอินดิคเตนซ์สามารถคำนวณได้จาก

$$\text{จากสมการ } L = 38.489 \times 10^{-3} \cdot \frac{(V_i)^2}{f \cdot P_o}$$

$$\text{แทนค่า } L = 38.49 \times 10^{-3} \cdot \frac{(310)^2}{(50 \times 2238)}$$

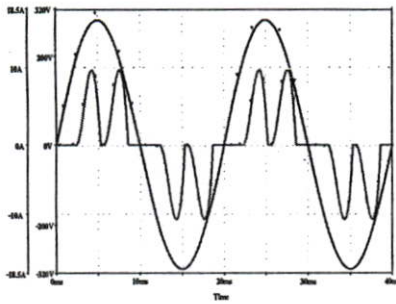
$$L = 33\text{mH}$$

4. ผลการทดลอง

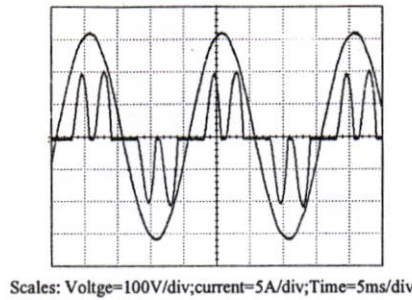
จากตัวอย่างการออกแบบได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ในการกำหนดในการจำลองและทดลองของวงจรดังรูปที่1 ผลการจำลองและทดลองการทำงานค่ากระแส และแรงดันของวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดาแสดงดังรูปที่5 และ6 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ชัดเจนว่ารูปมีความสอดคล้องกัน โดยมีค่า THDi = 79.36% จากรูปที่8,9 เป็นรูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตสำหรับวงจรเรียงกระแสแบบพาสซีฟ ซึ่งจากรูปเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแสได้ปรับปรุงให้ใกล้เคียงไซน์มากขึ้น โดยมีค่า THDi=26.8% จากรูปที่11,12 เป็นรูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสจากรูปเห็นได้ชัดเจนว่าใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น โดยมีค่า THDi=4.9% ส่วนรูปที่ 11,12 และ13 แสดงรูปคลื่นสเปกตรัมของกระแสอินพุตซึ่งเห็นได้ชัดเจนว่าวงจรเรียงกระแสแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส แสดงสมรรถนะที่ดีที่สุด

5. สรุปผลการทดลอง

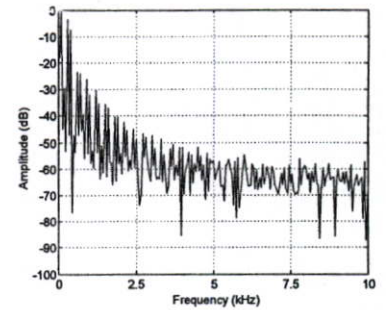
บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และเปรียบเทียบระบบอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นซึ่งประกอบด้วยส่วนหน้าเป็นแบบธรรมดา อินดิคเตนซ์อนุกรม(พาสซีฟ) และแบบปรับปรุงรูปคลื่นกระแสจากการทดลอง และจำลองสรุปได้ว่าวงจรเรียงกระแสแบบที่ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสแสดงสมรรถนะที่ดีที่สุดด้วยค่า THDi=4.9% และค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 ตามด้วยวงจรเรียงกระแสแบบพาสซีฟ THDi=46.8% และค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.88 และสุดท้ายวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา THDi=79.3% และค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.7 งานวิจัยต่อไปได้พิจารณาเมื่อโหนดมีการเปลี่ยนแปลง การปรับค่าอินดิคเตนซ์ให้เหมาะสมกับสภาวะการทำงาน(โหนด) และผลของเทคนิค PWM แบบต่างๆ เป็นต้น



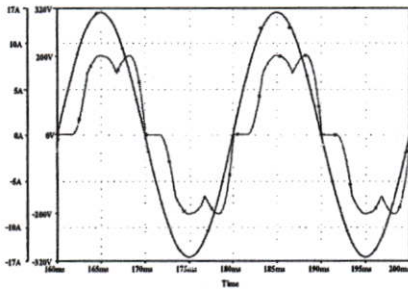
รูปที่ 5 ผลการจำลองของสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา



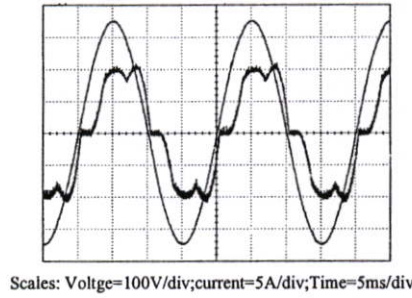
รูปที่ 6 ผลการทดลองของสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบธรรมดา



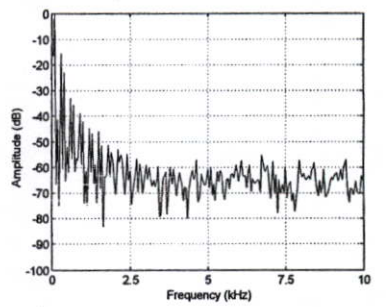
รูปที่ 11 ผลการทดลองสเปกตรัมกระแสอินพุตของรูปที่ 6 ในหน่วยเดซิเบล



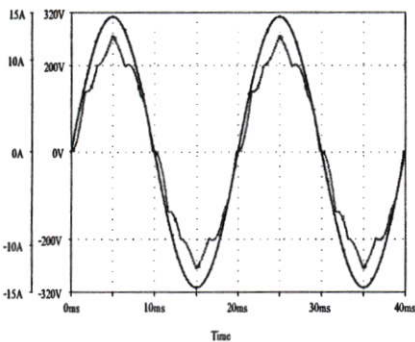
รูปที่ 7 ผลการจำลองของสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบพาสซีฟ



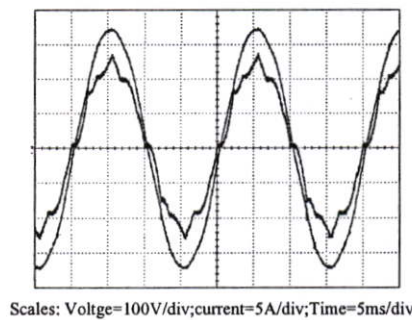
รูปที่ 8 ผลการทดลองของสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบพาสซีฟ



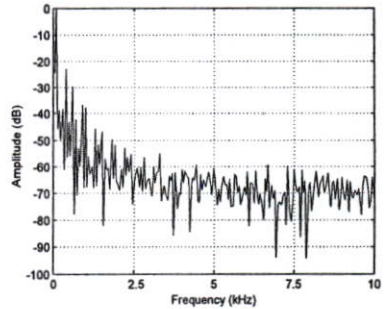
รูปที่ 12 ผลการทดลองสเปกตรัมกระแสอินพุตของรูปที่ 9 ในหน่วยเดซิเบล



รูปที่ 9 ผลการจำลองของสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส



รูปที่ 10 ผลการทดลองของสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส



รูปที่ 13 ผลการทดลองสเปกตรัมกระแสอินพุตของรูปที่ 12 ในหน่วยเดซิเบล

### เอกสารอ้างอิง

- [1] A.I. Maswood, A.K. Yusop and M.A. Rahman, "A Novel Suppressed-Link Rectifier-Inverter Topology With Near Unity Power Factor" IEEE trans. On Power Electronics, vol. 17, No. 5, pp.692-700, Sep.2002.
- [2] S. Kim, P. Enjeti, D. Rendusara, and I. J. Pitel, "A new method to improve THD and reduce harmonics generated by a three phase diode rectifier type utility interface," IEEE Indust. Applicat., vol.30, pp.1557-1567, Nov./Dec.1994.
- [3] J. Salmon, E. Nowicki, W. Xu, and D. Koval, "Low distortion three-phase rectifier utilizing harmonic correction circuit topologies with both IGBT and thyristor switches," in Proc. IEEE APEC'98 Conf., vol. 2, 1998, pp 1100-1106.
- [4] J.W. Kolar and F.C. Zach, "A Novel Three-Phase, Three-Switch, Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier" 28<sup>th</sup> PCIM Conf, Germany, 1994.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายวรรณชัย โรจน์วิรุฬห์
วัน เดือน ปีเกิด	17 มิถุนายน 2517 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	23/217 หมู่ที่13 หมู่บ้านเสริมมิตรซอย8. แขวงคลองกุ่ม เขตบึงกุ่ม กรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	2540 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-ไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเอเซียอาคเนย์