

เปรียบเทียบการลดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟร่วมกับเทคนิค
การแทรกมุมตริกที่พัลส์ของ 6 พัลส์เฟสคอนโทรล คอนเวอร์เตอร์
กับเทคนิคการดับเบิ้ลมุมตริก

COMPARISON OF THE HARMONIC REDUCTION BY TECHNIQUE
OF INTERVENING FIRING METHOD AT 6-PULSE PHASE
CONTROLLED CONVERTER WITH TECHNIQUE
OF INTERVENING DOUBLE FIRING METHOD

สุรเชษฐ์ วัชรวงษ์ทองดี
SURACHED WATCHARAWONGTONGDEE

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เปรียบเทียบการลดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟร่วมกับเทคนิค
การแทรกมุมทริกที่พัลส์ของ 6 พัลส์เฟสคอนโทรล คอนเวอร์เตอร์
กับทฤษฎีการดับเบิ้ลมุมทริก

COMPARISON OF THE HARMONIC REDUCTION BY TECHNIQUE
OF INTERVENING FIRING METHOD AT 6-PULSE PHASE
CONTROLLED CONVERTER WITH TECHNIQUE
OF INTERVENING DOUBLE FIRING METHOD



สุรเชษฐ์ วัชรวงษ์ทองดี

SURACHED WATCHARAWONGTONGDEE

ฉพ.
ค 8482
2549

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

69055
- 7 ก.พ. 2550

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

**COMPARISON OF THE HARMONIC REDUCTION BY TECHNIQUE
OF INTERVENING FIRING METHOD AT 6-PULSE PHASE
CONTROLLED CONVERTER WITH TECHNIQUE
OF INTERVENING DOUBLE FIRING METHOD**

SURACHED WATCHARAWONGTONGDEE

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

2006

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เปรียบเทียบการลดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟร่วมกับเทคนิคการแทรกมุมตริกที่พัลส์ของ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์กับทฤษฎีการดับเบิ้ลมุมตริก
นักศึกษา	นายสุรเชษฐ์ วัชรวงษ์ทองดี
รหัสนักศึกษา	46068009
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. พิพัฒน์ เลหาสงคราม

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวิธีการลดฮาร์มอนิกโดยใช้เทคนิคการแทรกมุมตริก(intervening firing method) ที่พัลส์ของ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในทุกๆ 1/6 คาบ เพื่อลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสและโวลต์เตจที่เกิดจากสามเฟสไทรสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ รูปคลื่นที่ได้จากการทดลองนำมาวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแส แรงดันไฟฟ้า และค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม(Total Harmonic Distortion) การดับเบิ้ลมุมตริกทำให้เกิดซีโรเวคเตอร์ของเอาท์พุทโวลต์เตจและกระแสอินพุท โดยอาศัยทฤษฎี Park Vector Theory จำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ จำนวนของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกจากวิธีการแทรกมุมตริกถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลของการจำลองการทำงาน

Thesis Title Comparison of the harmonic reduction by using harmonic passive filters and technique of intervening firing method at the pulse of the 6-pulse phase-controlled converter with technique of intervening double firing method.

Student Mr. Surached watcharawongtongdee

Student ID. 46068009

Degree Master of Engineering

Program Instrumentation Engineering

Year 2006

Thesis Advisor Assoc.Prof Pipat Laohasongkram

ABSTRACT

This article introduces technique to reduce harmonic by using the technique of intervening firing method at the pulse of the 6-pulse phase-controlled converter in every $1/6$ period. The design of the technique introduced in this article is to reduce the harmonic distortion of the current and the voltage resulted from three-phase thyristor phase-controlled converter. The waveform obtained from the experiment was analyzed on the spectrum of the current, voltage and the total harmonic distortion. The double firing method causes zero vectors of output voltage and input current. The numbers of harmonic distortion in the intervening firing method were compared to with simulation from.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. พิพัฒน์ เลหาสงคราม ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาจนลุล่วงด้วยดีตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำที่ดีตลอดจนข้อชี้แนะจนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมและคณะอาจารย์ที่ใช้เครื่องมือและสถานที่ตลอดทั้งคอยให้คำปรึกษาที่ดีตลอดมา

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ น้อง ๆ ร่วมรุ่นที่ทำงานวิจัยด้วยกัน

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับคณะอาจารย์ทุกท่าน ซึ่งเป็นที่เคารพยิ่ง

สุรเชษฐ์ วัชรวงษ์ทองดี

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตของการศึกษา.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและปัญหาที่เกิดจากฮาร์โมนิกและการแก้ไขด้วยวิธีการต่าง ๆ.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 คำนิยามฮาร์โมนิก.....	5
2.3 ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม.....	7
2.4 ความสัมพันธ์ของ%THDI%THDVและMVASC.....	8
2.5 จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling, PCC).....	10
2.6 ผลกระทบของฮาร์โมนิกที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า.....	14
2.7 ปัญหาฮาร์โมนิกที่ส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้างนี้คือ.....	14
2.8 ปัญหาสำคัญและการแก้ปัญหาเบื้องต้นในปัจจุบันของฮาร์โมนิก.....	16
2.9 การคำนวณค่าส่วนประกอบของวงจรของฮาร์โมนิกแบบพาสซี.....	20
2.10 ข้อกำหนดคกฏเกณฑ์ฮาร์โมนิก.....	22
2.11 นิยาม.....	23
2.12 วิธีการประเมิน.....	25

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส.....	27
3.1 การเรียงกระแสด้วยไดโอด.....	27
3.1.1 การเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียว.....	27
3.1.2 การเรียงกระแสเต็มคลื่นเฟสเดียว.....	28
3.1.2.1 การเรียงกระแสแบบหม้อแปลงແປกกลาง.....	28
3.1.2.2 การเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	29
3.2 การเรียงกระแส 3 เฟส.....	30
3.2.1 การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส.....	30
3.3 โครงสร้างและสัญลักษณ์ SCR.....	32
3.3.1 การทำงานของ SCR.....	33
3.3.2 คุณลักษณะของ SCR.....	34
3.3.3 การนำ SCR ไปใช้งาน.....	35
3.3.4 ระยะเวลาของสัญญาณทริก.....	36
3.3.5 การทริกไทรสเตอร์ให้นำกระแส.....	37
3.4 สวิตช์สแตติก.....	37
3.4.1 สวิตช์ ac เฟสเดียว.....	38
3.4.2 สวิตช์ ac 3 เฟส.....	41
3.4.3 สวิตช์ dc.....	43
3.5 พารามิเตอร์แสดงสมรรถนะ.....	44
3.6 การแปลงผัน ac เป็น dc.....	47
3.6.1 การแปลงผันแบบครึ่งคลื่นเฟสเดียว.....	47
3.6.2 การแปลงผันแบบเต็มคลื่นเฟสเดียว.....	49
3.6.3 การแปลงผันแบบครึ่งคลื่น 3 เฟส.....	50
3.6.4 การแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส.....	52
3.7 การวิเคราะห์ฟูรีเยร์.....	55
3.8 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส.....	56
3.8.1 องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอซีไลน์.....	57
3.8.2 Harmonic factor HF.....	59

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	61
4.1 บทนำ.....	61
4.2 การทดลองและผลการทดลอง.....	61
4.3 รูปกราฟที่ได้จากผลการทดลองจากการจำลองการทรานซิสเตอร์แบบปกติและการทรานซิสเตอร์แบบ ดับเบิ้ลมูมทริก.....	63
4.3.1 ผลจากการจำลองระบบสามเฟสไฟรีสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบ ปกติ.....	63
4.3.2 ผลจากการจำลองระบบสามเฟสไฟรีสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบ ดับเบิ้ลมูมทริก.....	65
4.4 ตัวอย่างวิธีการหาค่าพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะโดยวิธีการใช้โปรแกรม Orcad Pspice A/D.....	68
4.5 กราฟและค่าพารามิเตอร์การทำงานของการทรานซิสเตอร์แบบปกติ.....	73
4.6 กราฟและค่าพารามิเตอร์การทำงานของการทรานซิสเตอร์แบบดับเบิ้ลมูมทริก.....	81
4.7 ตารางการเปรียบเทียบระหว่างการทรานซิสเตอร์แบบปกติและการใช้เทคนิคดับเบิ้ลมูมทริก.....	91
4.7.1 การทรานซิสเตอร์แบบปกติ.....	91
4.7.2 การทรานซิสเตอร์โดยเทคนิคการดับเบิ้ลมูมทริก.....	91
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	92
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	92
เอกสารอ้างอิง	93
ภาคผนวก ก.....	94
ภาคผนวก ข.	98
ประวัติผู้เขียน.....	103

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใด ๆ ที่จุดต่อร่วม..... 24
2.2	ขีดจำกัดความเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใด ๆ ที่จุดต่อร่วม.....24
2.3	ขนาดสูงสุดของอุปกรณ์ประเภท Converter และ A.C Regular แต่ละตัว.....25
4.1	พารามิเตอร์บอกสมรรถนะของการจูดสัญญาณแบบปกติ..... 91
4.2	พารามิเตอร์บอกสมรรถนะของการจูดสัญญาณแบบดับเบิ้ล.....91

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ฮาร์โมนิกที่ลำดับต่าง ๆ.....	6
2.2 แสดงถึงฮาร์โมนิกลำดับที่ 3, 5 และ 7 ที่มุมต่างๆ ทำให้สัญญาณไซน์ที่มีรูปร่างผิดเพี้ยน.....	6
2.3 แสดงถึงความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้น.....	7
2.4 แสดงถึงความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้น.....	7
2.5 ความสัมพันธ์ของกระแส แรงดัน และค่าอิมพีแดนซ์ฮาร์โมนิก.....	9
2.6 แสดงการเปรียบเทียบค่า % THDVของแต่ละระบบและสถานที่ตั้ง.....	10
2.7 การเกิดฮาร์โมนิกของอุปกรณ์ที่มีการใช้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	11
2.8 การเกิดฮาร์โมนิกของบาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	12
2.9 การเกิดฮาร์โมนิกของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	13
2.10 การเกิดฮาร์โมนิกของอุปกรณ์ที่มีการทำงานประเภทอาร์ค.....	13
2.11 การไหลของกระแสฮาร์โมนิกที่ติดตั้งตัวเก็บประจุในระบบ.....	20
2.12 การไหลของกระแสฮาร์โมนิกที่ติดตั้งตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกชนิดเดียวในระบบ.....	20
3.1 การเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียว.....	27
3.2 การเรียงกระแสแบบหม้อแปลงแทปกกลาง.....	28
3.3 การเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	29
3.4 การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส.....	30
3.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต.....	31
3.6 โครงสร้างของ SCR.....	32
3.7 การแบ่งสารกึ่งตัวนำทั้ง 4 ชั้นของ SCR.....	33
3.8 วงจรตัวอย่าง.....	33
3.9 การให้ไบอัสที่ถูกต้องแก่ SCR.....	34
3.10 รูปแสดงระบบสัญญาณเตือนภัยในรถยนต์.....	36
3.11 แสดงเวลาน้อยที่สุดที่ต้องรักษาสัญญาณทริก.....	37
3.12 สวิตซ์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว.....	38
3.13 วงจรสวิตซ์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว.....	40
3.14 วงจรสวิตซ์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว.....	40
3.15 สวิตซ์สองทาง.....	41
3.16 สวิตซ์ 3 เฟส 1 ตัว.....	42
3.17 สวิตซ์ ac 3 เฟส.....	42

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18 วงจรพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์ dc.....	43
3.19 วงจรพื้นฐานที่ใช้เอสซีอาร์เป็นสวิทช์ dc.....	44
3.20 การแปลงผันแบบครึ่งคลื่นเฟสเดียว.....	48
3.21 การแปลงผันแบบเต็มคลื่นเฟสเดียว.....	49
3.22 วงจรแปลงผัน 3 เฟส.....	51
3.23 การแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส.....	53
3.24 แสดงวงจร 3 เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส.....	56
3.25 แสดงรูปคลื่นแรงดันดีซีขาออก (e_{dc}) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า (v_a, i_a).....	57
3.26 กระแสเอชไลน์เฟส A ในกรณี 3 เฟส.....	58
3.27 แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่าง ๆ ของกระแสเอชไลน์เฟส A.....	58
4.1 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลด R, L.....	61
4.2 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ$	63
4.3 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 120^\circ$	63
4.4 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 30^\circ$	64
4.5 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 60^\circ$	64
4.6 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ \quad \beta = 0^\circ$	65
4.7 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 30^\circ \quad \beta = 30^\circ$	65
4.8 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 60^\circ \quad \beta = 30^\circ$	66
4.9 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ \quad \beta = 60^\circ$	66
4.10 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ \quad \beta = 30^\circ$	67
4.11 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 120^\circ \quad \beta = 40^\circ$	67
4.12 คำสั่ง Probe cursor แสดงค่า Irms และ Vrms.....	72
4.13 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/2$	73
4.14 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/6$	75
4.15 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = 0$	77
4.16 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/3$	79
4.17 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/4, \beta = \pi/2$	81
4.18 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/4, \beta = \pi/3$	83
4.19 สร้างสัญญาณการจุมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/6, \beta = \pi/4$	85

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20 สร้างสัญณาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/6, \beta = \pi/2$	87
4.21 สร้างสัญณาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/2, \beta = \pi$	88

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบไฟฟ้าแบบ 3 เฟส 4 สาย เมื่อทำงานร่วมกับโหลดที่มีลักษณะเชิงเส้น ค่าของกระแสฉนวนทรานส์แอนเนื่องมาจากส่วนประกอบหลัก ซึ่งได้แก่ส่วนประกอบที่มีความถี่เท่ากับความถี่หลักมูล (Fundamental frequency: ในประเทศไทยมีค่าเท่ากับ 50 Hz) อันเนื่องมาจากการรวมเฟสเซอร์ของทั้ง 3 เฟส ที่มีความต่างเฟสกันอยู่ 120 องศา จะมีค่าเป็นศูนย์

แต่เมื่อโหลดที่ใช้มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น จะเกิดส่วนประกอบของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 และพหุคูณเลขคี่ของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ขึ้นที่สายฉนวนทรานส์แอนรวมของฮาร์โมนิกดังกล่าวจะมีลักษณะเสริมกัน เมื่อมีการใช้โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น ในที่สุดก็จะส่งผลให้กระแสที่ไหลในสายฉนวนทรานส์แอนสามารถมีค่าสูงกว่าค่ากระแสที่ไหลในสายเฟส เนื่องจากโดยทั่วไปแล้วสายฉนวนทรานส์แอนไม่ได้ถูกต่อเข้ากับเซอร์กิตเบรกเกอร์เพื่อทำการจำกัดกระแส ดังนั้นค่ากระแสที่ไหลในสายฉนวนทรานส์แอนซึ่งมีค่าสูงนี้จะก่อให้เกิดความร้อนขึ้นในสายตัวนำฉนวนทรานส์แอน นอกจากนี้ค่ากระแสที่ไหลในสายตัวนำฉนวนทรานส์แอนเนื่องมาจากการเกิดฮาร์โมนิกนี้ยังสามารถทำให้เกิดการเพิ่มของค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างสายตัวนำฉนวนทรานส์แอนกับกราวด์มากกว่าที่เกิดขึ้นในสภาวะการทำงานปกติ

วงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้กันโดยทั่วไปในวงการอุตสาหกรรมหนักในปัจจุบันจะเป็นแบบเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase-controlled) ซึ่งใช้ไทรสเตอร์เป็นสวิตช์ตัดต่อ รวมถึงมีโครงสร้างง่ายและวงจรกำลังจะมีอุปกรณ์เพียงไม่กี่ชิ้น แต่การใช้งานเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในอุตสาหกรรมขนาดกลางและขนาดใหญ่สร้างปัญหาให้กับระบบไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นปัญหาของค่าประกอบกำลังอินพุทหรือกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในเอชไลน์ การเกิดแรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุท และความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกมีสูง โดยเฉพาะเมื่อนำไปใช้กับระบบที่ต้องการแรงดันเอาต์พุทน้อยกว่าแรงดันเอาต์พุทสูงสุด

ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการจุดมุมทริก (Firing method) หรือสัญญาณการจุดชนวนขาเกทของ SCR (Vg) ณ มุมที่เหมาะสม ซึ่งในที่นี้จะเรียกว่าการจุดมุมทริก ที่พัลส์ของวงจรเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ การจุดมุมทริก ณ มุมที่เหมาะสมนั้น ทำให้เกิดค่าซีโรเวกเตอร์ (Zero vector) ของแรงดันเอาต์พุทและกระแสอินพุท วิธีการนี้ลดได้ไม่เฉพาะการกำเนิดกำลังไฟฟ้าวีแอกทีฟของกำลังไฟฟ้าอินพุทแต่สามารถลดความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุทเมื่อแรงดันดีซีเอาต์พุทมีการใช้งานอยู่ในช่วงบวกลบครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันดีซีเอาต์พุทสูงสุดที่เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะจ่ายได้ ดังนั้นการออกแบบและการเลือกช่วงเวลาที่เหมาะสมในการทริก

ไทรสเตอร์ในเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะลดการเกิดฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงการออกแบบ วิเคราะห์และทดสอบวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโดยอาศัยการบังคับการคอมมิวเตทโดยการใช้นิเทศนการจุด (Firing technique) ณ มุมที่เหมาะสมที่พัลส์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งได้พัฒนาจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบปกติ (Conventional-firing phase-controlled) โดยการเพิ่มวงจรสร้างสัญญาณพัลส์อีก 6 ชุดเข้ากับวงจรกำลังของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เพื่อลดการเกิดฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต โดยเปรียบเทียบผลที่ได้กับวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทริกแบบปกติ ทำการอธิบายการทำงานของวงจรผ่านรูปคลื่นไซน์แอมพลิจูดและทำการพิสูจน์ผลของเอาต์พุตโดยผ่านรูปแบบของสมการอ้างอิงพารามิเตอร์บอกสมรรถนะต่าง ๆ ในส่วนของกระแสอินพุตในเอซีไลน์ก็ได้ศึกษาและทำการวิเคราะห์หองค์ประกอบของฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆ เพื่อทำการวิเคราะห์และใช้นิเทศนการจุดที่เหมาะสม เพื่อให้สามารถลดทอนการเกิดฮาร์โมนิกได้มากที่สุดโดยที่วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้อย่างเป็นปกติ

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การเกิดความคิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตที่เกิดจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ควบคุมการนำกระแส ที่มีการทริกแบบปกติ สามารถลดได้โดยการใช้วิธีการแทรกมุมทริกในช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยที่ช่วงเวลาในการแทรกมุมทริกเพื่อทำให้เกิดเฟสนำ (Leading phase) ในทันทีที่ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุด มีผลต่อการลดการเกิดความคิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ดังนั้นงานวิจัยนี้จะนำเสนอการนำเทคนิคการจุด (Firing technique) ที่สัญญาณพัลส์ของไทรสเตอร์แต่ละตัวของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แล้วทำการศึกษาพฤติกรรมของรูปคลื่นและวิเคราะห์สมการพารามิเตอร์ในช่วงสภาวะดังกล่าว การสร้างวงจรสมมูลของการวิเคราะห์และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม OrCAD PSpice A/D เพื่อใช้จำลองหาพฤติกรรมทางไฟฟ้าของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่นำเทคนิคการจุดไปใช้

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอเทคนิคการจุดที่มุมทริกเพื่อใช้ในการควบคุมมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้รูปภาพและสมการพารามิเตอร์บอกสมรรถนะต่าง ๆ ในการอธิบายการทำงานของวงจรเพื่อใช้ในการลดความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแส ค่าฮาร์โมนิกในลำดับต่างๆที่ปรากฏในระบบไฟฟ้ากระแสสลับจะมีค่าแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับช่วงเวลาของการทริกที่พัลส์แต่ละพัลส์ของสัญญาณทริกที่ไทรสเตอร์แต่ละตัว ดังนั้นการออกแบบวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์และการกำหนดช่วงเวลาในการทริกที่เหมาะสมจะมีส่วนช่วยในการลดลงของความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก นอกจากนี้ยังจำกัดการไหลของกระแสฮาร์โมนิกจากวงจรเข้าสู่ระบบได้ โดยได้มีการนำมาตรฐานของระดับฮาร์โมนิกที่การไฟฟ้าของประเทศไทยยอมให้ไหลเข้าสู่ระบบมาเปรียบเทียบกับ

การกำเนิดกำลังงานรีแอกทีฟสามารถลดลงได้โดยวิธีการควบคุมมุมทริกที่ไทรสเตอร์ในเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมมาตร แต่วิธีนี้มีข้อเสียคือจะเกิดฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ที่แรงดันเอาต์พุต นอกจากนี้จะเกิดฮาร์โมนิกอันดับที่ 2 และฮาร์โมนิกอันดับคู่อื่น ๆ ที่กระแสอินพุตทำให้เกิดปัญหาความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกเข้าสู่ระบบมากยิ่งขึ้น

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ทำการศึกษาค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสาร, เอกสารและตำราตลอดจนบทความต่าง ๆ ทาง Internet ที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการควบคุมมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงเนื้อหาทางด้านฮาร์โมนิกและเทคนิควิธีการแก้ปัญหาด้วยวิธีการต่าง ๆ ในปัจจุบัน
2. วิเคราะห์วงจรด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และทางรูปแบบกราฟโดยทำการเปรียบเทียบถึงวิธีการทริกแบบธรรมดาและแบบดับเบิ้ลทริก ณ มุมที่เหมาะสม
3. จำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม ORCAD SPICE A/D โดยคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบผล
4. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการควบคุมมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาศัยการจำลองแบบวงจรโดยใช้โปรแกรม ORCAD SPICE A/D ในการอธิบายการทำงานของวงจร เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับระบบไฟฟ้าที่มีความต้องการใช้ไฟฟ้ากระแสตรง รายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 5 บทด้วยกัน ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎี หรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย ขอบเขตของการวิจัย ตลอดจน ประโยชน์ที่จะได้รับ

บทที่ 2 ทฤษฎีของฮาร์โมนิกและวิธีการแก้ปัญหาด้วยวิธีการต่าง ๆ ในปัจจุบัน ตลอดจน ข้อกำหนดกฎเกณฑ์สำหรับขีดจำกัดและวิธีการตรวจสอบฮาร์โมนิก ของการไฟฟ้า

บทที่ 3 ลักษณะทั่วไปของวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอด, การทำงานของ SCR, สวิตสแตติก, คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส องค์กรประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอชไอไลน์สำหรับเอชไอ/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส อินพุทเพาเวอร์เฟคเตอร์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง นำมาเปรียบเทียบกันระหว่างทฤษฎีทั้งสอง

บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีและปัญหาที่เกิดจากฮาร์โมนิกและการแก้ไขด้วยวิธีการต่างๆ

2.1 บทนำ

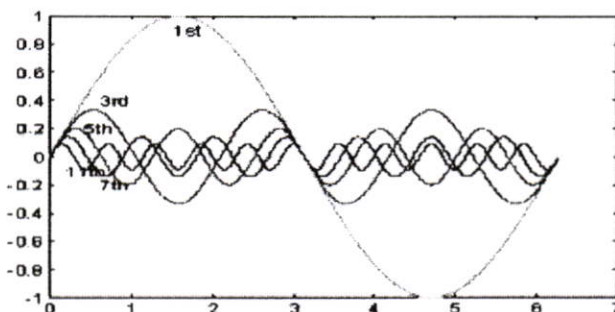
ในปัจจุบันการไฟฟ้าหรือผู้ใช้ไฟฟ้าได้ให้ความสำคัญกับคุณภาพไฟฟ้ามากขึ้น เนื่องจากในระบบไฟฟ้าและโดยเฉพาะในกระบวนการผลิตของอุตสาหกรรม ได้มีการใช้อุปกรณ์ที่มีเทคโนโลยีสูงกว่าเดิมในอดีต ซึ่งคุณลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ดังกล่าวจะไวต่อการเปลี่ยนแปลงต่อกระแสและแรงดัน คือถ้ามีขนาดและรูปร่างผิดเพี้ยน ไปจากสภาพการจ่ายไฟปกติ อาจจะทำให้อุปกรณ์มีการทำงานผิดพลาดหรือเกิดการชำรุดเสียหายขึ้นได้ ซึ่งเป็นปัญหาคุณภาพไฟฟ้าที่ต้องมีการป้องกันและแก้ไข โดยสาเหตุหลักที่ทำให้กระแสและแรงดันในระบบไฟฟ้ามีขนาดและรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากสภาพการจ่ายไฟปกติ มีสาเหตุเกิดจากฮาร์โมนิกที่มีอยู่ในระบบไฟฟ้า ซึ่งเนื่องจากปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมและอาคารพาณิชย์ มีการใช้อุปกรณ์สมัยใหม่เทคโนโลยีสูงที่ทำจากอุปกรณ์ทางด้านโซลิตสเทท เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมกระบวนการผลิตให้มีคุณภาพและได้ปริมาณตามที่ต้องการและในอนาคตจะมีแนวโน้มการใช้มากขึ้นเรื่อยๆ โดยส่วนใหญ่เป็นอุปกรณ์ที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear load) ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิก เช่น คอนเวอร์เตอร์ (Converter) ตัวเรียงกระแสกำลัง (Power Rectifier) และชุดขับเคลื่อนปรับความเร็ว (Adjustable-Speed Drive) เป็นต้น

ด้วยผลของการใช้อุปกรณ์ที่มีการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น อุปกรณ์ดังกล่าวจะจ่ายกระแสฮาร์โมนิกเข้าสู่ระบบไฟฟ้าภายในของผู้ใช้ไฟเอง หรือถ้าเป็นอุปกรณ์ที่มีพิกัดขนาดใหญ่ กระแสฮาร์โมนิกนั้นอาจไหลเข้าสู่ระบบไฟฟ้าอื่นในบริเวณข้างเคียง จากผลกระทบของฮาร์โมนิกทำให้กระแสและแรงดันในระบบมีขนาดและรูปร่างเพี้ยน (Distortion) ไปจาก สภาพการจ่ายไฟปกติ ซึ่งเป็นผลทำให้อุปกรณ์มีการทำงานผิดพลาดหรือเกิดการชำรุดเสียหายได้ และเพื่อเป็นการเตรียมพร้อมสำหรับการป้องกันและแก้ไขปัญหาดังกล่าวที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าในบ้านเรา ในบทความนี้จะกล่าวถึงความเข้าใจเบื้องต้น และภาพโดยรวมทั่วไปของฮาร์โมนิก แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิก และผลกระทบที่เกิดจากปัญหาฮาร์โมนิกเพื่อเป็นความเข้าใจเบื้องต้นก่อนที่จะศึกษาและทำการวิเคราะห์แก้ไขปัญหาฮาร์โมนิกขั้นต่อไปซึ่งเป็นส่วนหนึ่งที่จะช่วยทำให้ระบบไฟฟ้าในบ้านเรามีคุณภาพยิ่งขึ้น

2.2 คำนิยามฮาร์โมนิก

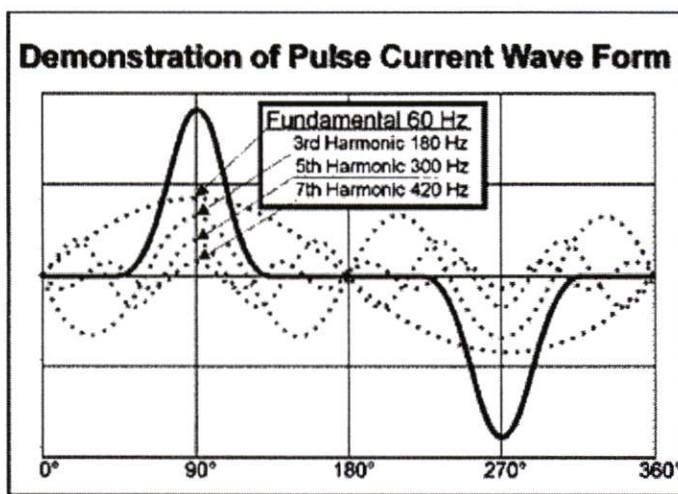
ฮาร์โมนิก (Harmonic) คือส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sine wave) ของสัญญาณหรือปริมาณเป็นคาบใดๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูล (Fundamental Frequency ในระบบไฟฟ้า เรามีค่าเท่ากับ 50 Hz) เช่น ฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 มี

สัญญาณหรือปริมาณเป็นคาบใดๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูล (Fundamental Frequency ในระบบไฟฟ้าเรามีค่าเท่ากับ 50 Hz) เช่น ฮาร์โมนิคลำดับที่ 3 มีค่าความถี่เป็น 150Hz และฮาร์โมนิคลำดับที่ 5 มีค่าความถี่เป็น 250Hz ฯ แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ฮาร์โมนิคที่ลำดับต่าง ๆ

และผลของฮาร์โมนิคเมื่อรวมกันกับสัญญาณความถี่หลักมูลด้วยทางขนาด (Amplitude) และมุมเฟส (Phase Angle) ทำให้สัญญาณที่เกิดขึ้นมีขนาดเปลี่ยนไปและมีรูปสัญญาณเพี้ยนไปจากสัญญาณคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงถึงฮาร์โมนิคลำดับที่ 3, 5 และ 7 ที่มีมุมต่างๆ ทำให้สัญญาณ ไซค์มีรูปร่างผิดเพี้ยน

ในทางคณิตศาสตร์สามารถใช้อนุกรมฟูเรียร์อธิบายคุณลักษณะของฮาร์โมนิคได้ โดยสัญญาณหรือฟังก์ชัน ที่เป็นคาบใดๆ สามารถกระจายให้อยู่ในรูปผลรวมของฟังก์ชันตรีโกณมิติที่มีความถี่ต่างๆเป็นฟังก์ชันคาบที่เขียนแทนด้วย $f(t)$ ดังสมการ

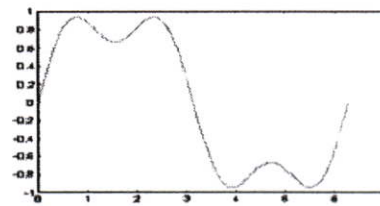
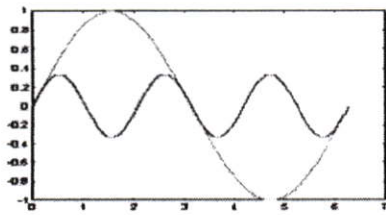
$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)]$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int f(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int f(t) \cos n\omega_0 t dt$$

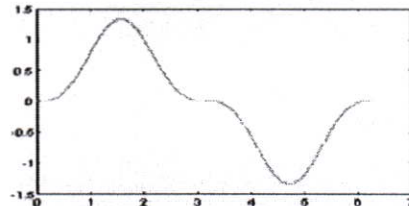
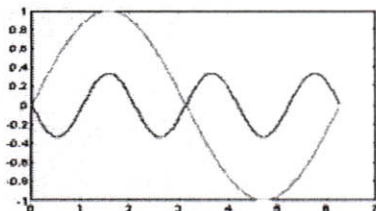
$$b_n = \frac{2}{T} \int f(t) \sin n\omega_0 t dt$$

เมื่อ T คือ 1 คาบของสัญญาณและ n คือเลขจำนวนเต็มบวก n คือจำนวนเต็มบวก ในกรณีที่ $n = 0$ จะเป็นความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) หรือกรณีที่ n มีค่ามากกว่าศูนย์เราเรียกความถี่นี้ว่าฮาร์โมนิกลำดับที่ n ซึ่งเป็นได้ทั้งลำดับคู่และคี่ และจากรูปที่ 2.3 ทั้งสองรูป แสดงถึงความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นเกิดจากการรวมสัญญาณคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูลกับคลื่นไซน์ที่เป็นฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ดังรูปที่ 2.4 ทั้งสองรูปเช่นกัน



$$f(t) = \sin(x) + \frac{1}{3} \sin(3x)$$

รูปที่ 2.3 แสดงถึงความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้น



$$f(t) = \sin(x) - \frac{1}{3} \sin(3x)$$

รูปที่ 2.4 แสดงถึงความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้น

2.3 ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม

มาตรฐาน IEC และ IEEE ใช้ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิก: %THD (Total Harmonic Distortion) เป็นค่าบอกระดับความเพี้ยนฮาร์โมนิก โดยเทียบจากอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสองของส่วนประกอบฮาร์โมนิกกับค่าของส่วนประกอบความถี่หลักมูลเทียบ

เป็นร้อยละ ซึ่งจะแยกออกเป็น ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม และค่า ความเพี้ยนแรงดันฮาร์โมนิกรวม

ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม(Total Harmonic Current Distrotion :THD_I)

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100\%$$

ค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Voltage Distrotion :THD_V)

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{h(rms)}^2}}{V_{1(rms)}} \times 100\%$$

V_h (rms): ค่า rmsของแรงดันฮาร์โมนิกลำดับที่ h

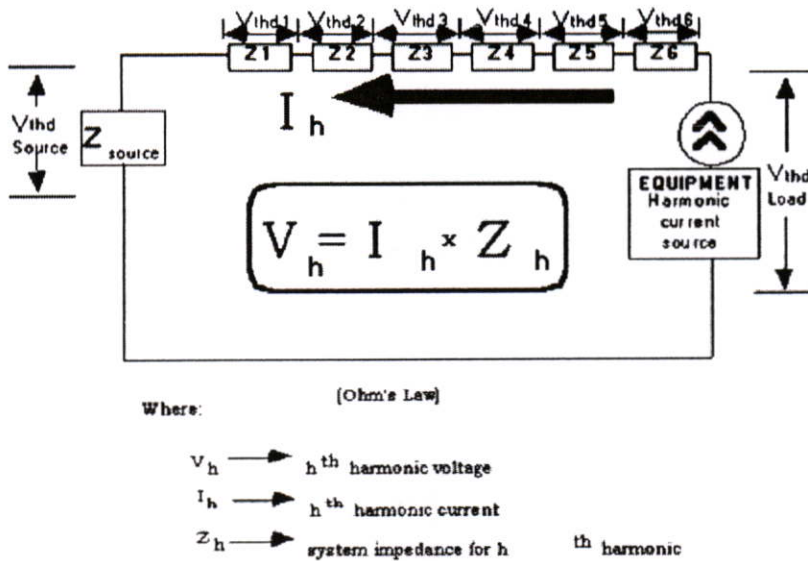
I_h (rms) : ค่า rmsของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ h

V_1 (rms) : ค่า rmsของแรงดันที่ความถี่หลักมูล

I_1 (rms) : ค่า rmsของกระแสที่ความถี่หลักมูล

2.4 ความสัมพันธ์ของ%THDI%THDVและMVASC

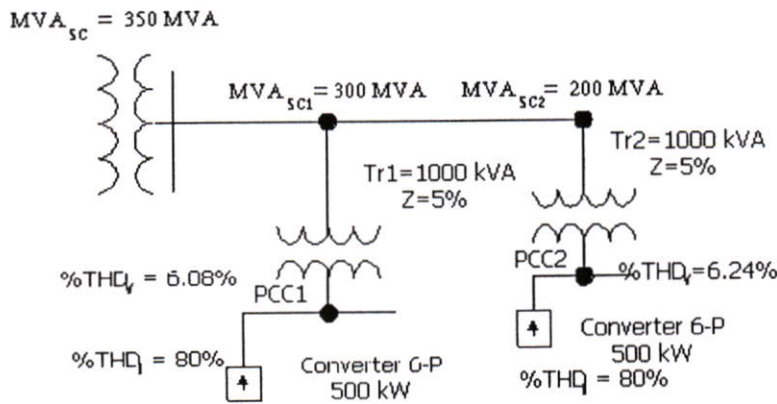
ในบางครั้งค่าของ %THDI ที่มีค่าสูงๆในระบบไฟฟ้า ระบบไฟฟ้านั้นอาจจะไม่เกิดผลกระทบจากปัญหาฮาร์โมนิกได้เพราะค่า %THDI จะเป็นเพียงค่าที่บอกถึงคุณลักษณะของกระแสฮาร์โมนิกของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นแต่ละชนิด (ดูจากสูตรข้างต้นประกอบ) แต่ไม่สามารถที่จะบอกถึงความรุนแรงของระดับฮาร์โมนิกได้อย่างสมบูรณ์ ดังในกรณีขนาดพิกัด กำลังของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นชนิดหนึ่งตัวเดียวกัน ที่ค่าพิกัดกำลังมากหรือน้อย ค่า %THDIของ โหลดดังกล่าวก็จะ เป็นค่าเดียวกัน แต่ระดับความรุนแรงที่ทำให้เกิดปัญหาฮาร์โมนิกจะไม่เท่ากัน ดังนั้นถ้าเราจะพิจารณาค่าของ %THDI ควรจะพิจารณาถึงพิกัดกำลังของ โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นประกอบกันด้วย ซึ่งค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกจะมีค่าเป็นแอมป์ THDI เราสามารถที่จะพิจารณาถึงระดับความรุนแรงของปัญหาฮาร์โมนิกในระดับหนึ่งได้ ส่วนค่า % THDV นั้นสามารถที่บอกถึงระดับความรุนแรงของปัญหาฮาร์โมนิกในระบบได้ซึ่งจะต่างจากค่า THDI โดยจะอธิบายถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแรงดันฮาร์โมนิก และค่าพิกัดลัดวงจรของระบบ (MVASC) ดังรูปที่ 2.5



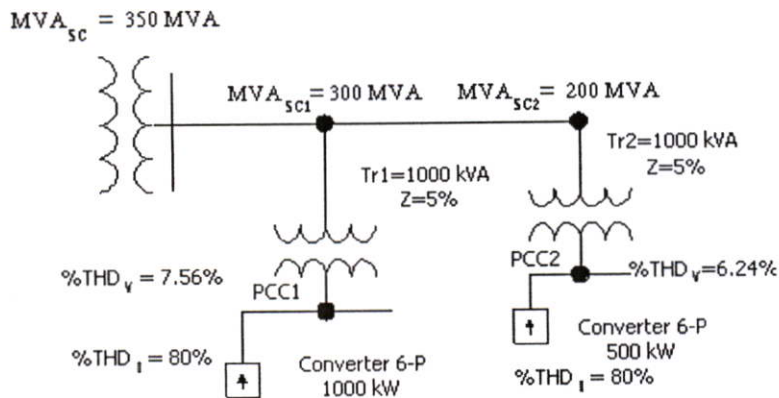
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ของกระแส แรงดัน และค่าอิมพีแดนซ์ฮาร์โมนิก

จากรูปที่ 2.5 ที่แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า จะมีค่าอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่งซึ่งขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของผู้ใช้ไฟ (50 Hz) เมื่อโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำงานจะจ่ายกระแสฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ (I_h) เข้าสู่ระบบ และผ่านค่าอิมพีแดนซ์ของระบบที่ความถี่ต่างๆ (Z_h) ของระบบทำให้เกิดแรงดันฮาร์โมนิกที่ลำดับต่างๆ (V_h) ทำให้สัญญาณแรงดันในระบบมีขนาดและสัญญาณผิดเพี้ยนไปจากแหล่งจ่ายเดิม ตามสมการ $V_h = I_h \times Z_h$ และจากสมการทำให้เราสามารถพิจารณาได้ว่าค่าความเพี้ยน แรงดันฮาร์โมนิกที่เกิดในระบบหนึ่งนั้น(ไม่คำนึงถึงสภาวะปัญหาฮาร์โมนิกรีโซแนนซ์) จะขึ้นอยู่กับชนิดและพิกัด กำลังของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น (I_h) และค่าพิกัดกำลังลัดวงจรของระบบไฟฟ้า (Z_h) นั่นคือ กรณีสถานที่ตั้งของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ใกล้สถานีไฟฟ้าฯ ซึ่งมีค่าพิกัดลัดวงจรสูงจะมีค่าอิมพีแดนซ์ของระบบต่ำ แต่ถ้ายูทิลิตี้สถานีไฟฟ้าฯ ค่าพิกัดลัดวงจรสูงจะมีค่าอิมพีแดนซ์ของระบบสูง ซึ่งทำให้พิจารณาได้ว่าโรงงานที่มีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่อยู่ใกล้สถานีไฟฟ้าฯ จะได้รับผลกระทบจากปัญหาฮาร์โมนิกน้อยกว่าโรงงานที่อยู่ไกลสถานีไฟฟ้าฯ ในกรณีที่ระบบภายในโรงงานเหมือนกันดังรูป

Substation



Substation



รูปที่ 2.6 แสดงการเปรียบเทียบค่า % THD_v ของแต่ละระบบและสถานที่ตั้ง

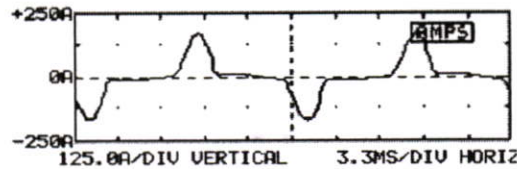
2.5 จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling, PCC)

คือจุดซื้อขายไฟระหว่างการผลิตไฟฟ้ากับผู้ใช้งานหรือตำแหน่งที่ทำการตรวจวัดฮาร์โมนิกแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกจากที่กล่าวมาโดยภาวะปกติ การไฟฟ้าจะจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่เป็นรูปสัญญาณคลื่นไซน์ให้กับโหลดประเภทต่างๆของผู้ใช้ไฟแต่ในกรณีในระบบไฟฟ้าที่ผู้ใช้ไฟบางรายมีโหลดประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Load) ซึ่งโหลดดังกล่าวเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกกระแสฮาร์โมนิกนั้นจะไหลเข้าสู่ระบบของผู้ใช้ไฟเองและระบบไฟฟ้า ผลของกระแสฮาร์โมนิกจะทำให้เกิดแรงดันในระบบไฟฟ้าเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ค่าความเพี้ยนของแรงดันจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของระบบและขนาดของกระแสฮาร์โมนิกที่ความถี่ต่างๆ ด้วยผลของกระแสฮาร์โมนิกดังกล่าวไหลเข้าสู่ระบบใกล้เคียง อาจไป รบกวนการทำงานหรือสร้างความเสียหายแก่อุปกรณ์ของผู้ใช้ไฟรายอื่นๆและอุปกรณ์ในระบบของการไฟฟ้าได้ ดังนั้นเรามีความจำเป็นที่จะต้อง

ทราบว่าโหลดที่อยู่ในอาคารหรือโรงงานอุตสาหกรรมเรานั้น มีโหลดที่เป็นแหล่งจ่ายฮาร์โมนิกหรือไม่ และโหลดประเภทใดเป็นโหลดที่เป็นแหล่งจ่ายฮาร์โมนิก เพื่อที่ทำความใจก่อนที่จะทำการแก้ไขและป้องกันปัญหาที่อาจเกิดขึ้นจากฮาร์โมนิกต่อไป เราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกตามคุณลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ได้ดังต่อไปนี้

2.5.1. อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีทั่วไปในบ้านพัก สำนักงาน ส่วนใหญ่เป็นชนิด 1 เฟส

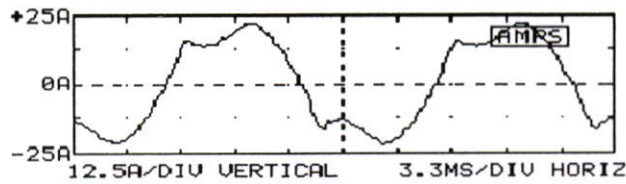
2.5.1.1 อุปกรณ์ที่มีการใช้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ซิ่ง (SWITCHING MODE POWER SUPPLY: SMPS เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ (Computer)



Fundamental amps:			15.2 A rms		
Fundamental freq:			60.0 Hz		
HARM	PCT	PHASE	HARM	PCT	PHASE
FUND	100.0%	-124°	2nd	0.2%	136°
3rd	19.9%	-144°	4th		
5th	7.4%	62°	6th		
7th	3.2%	-39°	8th		
9th	2.4%	-171°	10th		
11th	1.8%	111°	12th		
13th	0.8%	17°	14th		
15th	0.4%	-93°	16th		
17th	0.1%	-164°	18th		
19th	0.2%	-99°	20th		
21st	0.1%	160°	22nd		
23rd	0.1%	86°	24th		
25th			26th		
27th	0.1%	161°	28th		
29th			30th		
31st			32nd	0.1%	156°

รูปที่ 2.7 การเกิดฮาร์โมนิกของอุปกรณ์ที่มีการใช้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ซิ่ง

2.5.1.2 บาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Ballast)



Fundamental amps:			15.2 A rms		
Fundamental freq:			60.0 Hz		
HARM	PCT	PHASE	HARM	PCT	PHASE
FUND	100.0%	-124°	2nd	0.2%	136°
3rd	19.9%	-144°	4th		
5th	7.4%	62°	6th		
7th	3.2%	-39°	8th		
9th	2.4%	-171°	10th		
11th	1.8%	111°	12th		
13th	0.8%	17°	14th		
15th	0.4%	-93°	16th		
17th	0.1%	-164°	18th		
19th	0.2%	-99°	20th		
21st	0.1%	160°	22nd		
23rd	0.1%	86°	24th		
25th			26th		
27th	0.1%	161°	28th		
29th			30th		
31st			32nd	0.1%	156°

รูปที่ 2.8 การเกิดฮาร์โมนิกของบาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

2.5.2. อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการผลิตในโรงงานอุตสาหกรรม

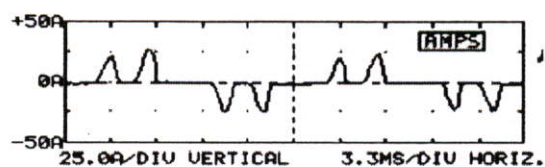
2.5.2.1 ตัวเรียงกระแสกำลัง (Power Rectifier)

2.5.2.2 เครื่องแปลงผันกำลังแบบสถิต (Static Power Converter: SPC)

2.5.2.3 ตัวโปรแกรมเมเบิลลอจิกคอนโทรลเลอร์ (Programmable Logic

Controller: PLC)

2.5.2.4 ชุดขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ (Adjustable Speed Drive: ASD)



PHASE A CURRENT SPECTRUM 12:29:46 PM

Fundamental amps: 6.6 A rms
Fundamental freq: 60.0 Hz

HARM	PCT	PHASE	HARM	PCT	PHASE
FUND	100.0%	-14°	2nd	3.8%	-85°
3rd	8.5%	-114°	4th	3.5%	-103°
5th	79.5%	145°	6th	0.3%	25°
7th	66.0%	124°	8th	2.5%	55°
9th	2.7%	11°	10th	1.7%	68°
11th	36.0%	-92°	12th	1.2%	132°
13th	21.8%	-118°	14th	1.2%	156°
15th	2.4%	22°	16th	0.3%	-136°
17th	10.4%	-23°	18th	0.9%	-92°
19th	8.0%	-79°	20th	0.9%	-117°
21st	1.4%	131°	22nd	0.5%	-105°
23rd	6.7%	39°	24th		
25th	4.5%	-2°	26th	0.3%	-12°
27th	0.9%	143°	28th	0.2%	76°
29th	3.7%	83°	30th	0.3%	42°
31st	3.1%	29°	32nd	0.4%	10°
33rd	0.4%	-110°	34th	0.1%	31°

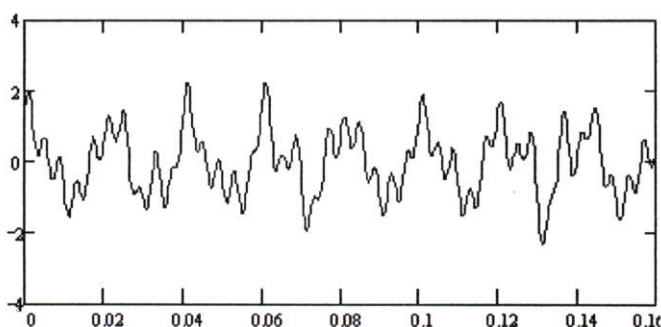
รูปที่ 2.9 การเกิดฮาร์โมนิกของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

2.5.3. อุปกรณ์ที่มีการทำงานประเภทอาร์ค

2.5.3.1 เตาหลอมแบบอาร์ค (Arc Furnace)

2.5.3.2 เตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ (Induction Furnace)

2.5.3.3 เครื่องเชื่อมแบบอาร์ค/แบบสปอต (Arc Welding / Spot Welding)



รูปที่ 2.10 การเกิดฮาร์โมนิกของอุปกรณ์ที่มีการทำงานประเภทอาร์ค

2.5.4. อุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นของแรงดันและกระแสเนื่องจากการอิ่มตัวของแกนเหล็กทางแม่เหล็กไฟฟ้าเช่น หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) และเครื่องกลไฟฟ้า (Electric Machine)

2.6 ผลกระทบของฮาร์โมนิกที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า

ปัญหาฮาร์โมนิกที่ทำให้เกิดผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ

- ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีการทำงานผิดพลาดด้วยผลของค่าแรงดันและกระแสฮาร์โมนิกที่มีขนาดและรูปคลื่นสัญญาณไซน์ผิดเพี้ยนไป
- ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีอายุการใช้งานน้อยลงหรือเกิดการชำรุดเสียหาย เนื่องจากมีค่า rms ของแรงดันหรือ กระแส สูงขึ้นที่เกิดจากฮาร์โมนิก หรือมีการขยายของแรงดันและกระแสฮาร์โมนิก ที่เกิดจากฮาร์โมนิก รีโซแนนซ์

2.7 ปัญหาฮาร์โมนิกที่ส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้างนี้คือ

1. ผลของฮาร์โมนิกเรโซแนนซ์เกิดขึ้นในกรณีที่ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบไปตรงกับความถี่ฮาร์โมนิกทำให้เกิดการขยายขนาดของแรงดันและกระแสฮาร์โมนิก เป็นผลทำให้อุปกรณ์ได้รับความเสียหายเนื่องจากได้รับกระแสและแรงดันเกินพิกัด
2. ผลของกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลอยู่ในระบบจำหน่ายและสายส่ง ทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียในสายมากขึ้น ทำให้ ประสิทธิภาพ การส่งจ่ายลดลง เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกทำให้ค่า rms ของกระแสและความต้านทานของสายสูงขึ้น
3. ผลของกระแสฮาร์โมนิก Tripled (ลำดับที่3, 6, 9...) จัดอยู่ในกลุ่มที่มีลำดับเป็นศูนย์ (Zero Sequence) ในระบบ 3 เฟส 4 สาย ฮาร์โมนิกกลุ่มนี้จะรวมกันกันไหลอยู่ในสายนิวทรัล อาจทำให้สายนิวทรัลหรือหม้อแปลงเสียหายได้หากไม่มี การออกแบบรองรับไว้
4. ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้กำลังสูญเสียขณะมีโหลดและกำลังสูญเสียสเตรย์ฟลักซ์ (Stray Flux Loss) ของหม้อแปลง มีค่า และทำให้ประสิทธิภาพการในรับโหลดของหม้อแปลงลดลงไป (derating ผลของแรงดันฮาร์โมนิกทำให้เกิด กำลังสูญเสียกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) และกำลังสูญเสียฮิสเทอรีซิส (Hysteresis -Loss) เพิ่มขึ้น
5. ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้เกิดความร้อนและความเครียดไดอิเล็กตริก (Dielectric Stress) กับตัวคาปาซิเตอร์ และอาจทำให้ฟิวส์ของตัวคาปาซิเตอร์ขาดง่ายกว่าการใช้งานปกติ ผลของแรงดันฮาร์โมนิกทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียใน คาปาซิ และผลจากภาวะเรโซแนนซ์ที่ตัวคาปาซิเตอร์ทำให้เกิดขยายกระแสและแรงดันฮาร์โมนิกขนาดใหญ่ ดังนั้น เพื่อความปลอดภัยในการใช้งานของคาปาซิเตอร์สามารถทนต่อค่ากระแสและแรงดันฮาร์โมนิก คาปาซิเตอร์ที่ ออกแบบสร้างจากผู้ผลิตได้กำหนดตามมาตรฐาน มาตรฐาน IEEE Std. 18-1992
6. ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้เกิดความร้อนในตัวฟิวส์เพิ่มขึ้น ทำให้ลักษณะเวลากระแส (Time-Current Characteristic) ของฟิวส์ กรณีที่มีฟอลต์ระดับต่ำเกิดขึ้นฟิวส์จะขาดก่อนใน

เวลาที่ หรือในกรณีที่ฟิวส์ขาดโดยไม่ทราบสาเหตุจะเป็นเหตุมาจากฮาร์โมนิกในกรณีที่เกิดภาวะเรโซแนนซ์ได้เช่นกัน

7. ผลของฮาร์โมนิกทำให้การทำงานของรีเลย์ผิดพลาดซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติการทำงาน ของชนิดรีเลย์ การทำงานของรีเลย์ชนิด Electromagnetic ขึ้นอยู่กับค่ากระแสและแรงดัน rms ส่วนการทำงานของรีเลย์ชนิด Digital ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันยอดคลื่น (Crest Voltage) จากการ sampling และตรวจค่า Zero Crossing ค่ากระแสหรือแรงดันที่ศูนย์ โดยลักษณะที่ทำให้รีเลย์ทำงาน ผิดพลาด ดังนี้

- ทำให้รีเลย์มีการทำงานช้าลง หรือทำงานด้วยค่า(Pickup Values) ที่สูง โดยปกติรีเลย์จะทำงานอย่างรวดเร็วและทำงานด้วยค่าเริ่มต่ำๆ
- กรณีที่มีกระแสฮาร์โมนิก Triple มากพออาจทำให้กราวด์รีเลย์ทำงานผิดพลาด (False Trip)
- ทำให้รีเลย์ระยะทาง(Distance Relay) ทำงานผิดพลาด ด้วยผลของกระแสฮาร์โมนิกที่ทำให้อิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้นต่างจาก ค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการเซตซึ่งที่ความถี่หลักมูล
- ทำให้รีเลย์สถิตแบบความถี่ต่ำ (Static Under frequency Relay) มีความไวกว่าปกติ อาจทำให้เกิดการทริปผิดพลาด
- ทำให้รีเลย์กระแสและแรงดันเกิน (Over current and Over voltage Relay) ทำงานผิดพลาดตามคุณสมบัติที่ตั้งไว้
- ทำให้ความเร็วในการทำงานของรีเลย์ชนิดผลต่าง (Differential Relay) ทำงานช้าลง

8. ผลของกระแสฮาร์โมนิกมีผลกระทบต่อความสามารถใน การตัดกระแส (Current Interruption Capacity) ของอุปกรณ์ สวิตซ์เกียร์ คือทำให้ขนาดของอัตราค่ากระแสเทียบกับเวลา di/dt มีค่าสูงในขณะที่กระแสมีค่าเป็นศูนย์ เป็นผลทำให้ เซอร์กิตเบรกเกอร์ไม่สามารถตัดกระแสได้เมื่อมีฮาร์โมนิก ซึ่งปัญหานี้จะเกิดกับอุปกรณ์อื่นๆที่ใช้ตัดกระแสได้เช่นกัน

9. ผลของฮาร์โมนิกทำให้มิเตอร์วัดค่าไฟฟ้า (Watt - Hour Meter) ซึ่งเป็นมิเตอร์ประเภทงานเหนี่ยวนำ (Induction Disk) ทำการวัดค่าผิดพลาดได้ ซึ่งโดยปกติการปรับแต่งมิเตอร์นั้นจะทำการปรับแต่งที่ความถี่หลักมูล

10. ผลของฮาร์โมนิกต่อเครื่องจักรไฟฟ้า ทำให้กำลังสูญเสียเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้เครื่องจักรร้อนกว่าปกติ ทำให้มอเตอร์ เหนื่อยวนำ สามเฟสเกิดปรากฏการณ์คือค็อกกิง(Cogging) คือไม่สามารถสตาร์ทมอเตอร์ได้ จากการที่ความเร็วมอเตอร์ต่ำกว่า ความเร็วซิงโครนัส และทำให้เกิดการออสซิลเลตทางกลของเครื่องจักรไฟฟ้า ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพและแรงบิดของเครื่องจักร

11. ผลของฮาร์โมนิกทำให้เกิดสัญญาณรบกวน(Noise) ในระบบสื่อสารเช่นในระบบโทรศัพท์

ฮาร์โมนิกที่อยู่ในระบบไฟฟ้าเป็นปัญหาคุณภาพไฟฟ้าสำคัญเรื่องหนึ่ง เพราะปัจจุบันการใช้โหลดประเภทที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เป็นแหล่งจ่ายฮาร์โมนิก และโรงงานอุตสาหกรรมและในอาคารพาณิชย์นั้นวันมีการใช้โหลดดังกล่าวเพิ่มมากขึ้น ผลทำให้รูปคลื่นของแรงดันและกระแสเพี้ยนไปจากรูปไซน์ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์มีการทำงานผิดพลาด หรืออาจเกิดการเสียหายได้ซึ่งในบทความนี้จะกล่าวถึงผลกระทบจากฮาร์โมนิกเพียงเบื้องต้น และจะนำเสนอในเชิงการวิเคราะห์และวิธีการแนวทางการแก้ไขต่อไปในครั้งหน้า

2.8 ปัญหาสำคัญและการแก้ปัญหาเบื้องต้นในปัจจุบันของฮาร์โมนิก

2.8.1 ปัญหาฮาร์โมนิกการเกิดความร้อนเกินที่สายตัวนำนิวทรัล

ในระบบไฟฟ้าแบบ 3 เฟส 4 สาย เมื่อทำงานร่วมกับโหลดที่มีลักษณะเชิงเส้น ค่าของกระแส นิวทรัลอันเนื่องมาจากส่วนประกอบหลัก ซึ่งได้แก่ส่วนประกอบที่มีความถี่เท่ากับความถี่หลักมูล (Fundamental frequency: ในประเทศไทยมีค่าเท่ากับ 50 Hz) อันเนื่องมาจากการรวมเฟสเซอร์ของทั้ง 3 เฟส ที่มีความต่างเฟสกันอยู่ 120 องศา จะมีค่าเป็นศูนย์ แต่เมื่อโหลดที่ใช้มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น จะเกิดส่วนประกอบของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 และพหุคูณเลขคี่ของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ขึ้นที่สายนิวทรัลผลรวมของฮาร์โมนิกดังกล่าวจะมีลักษณะเสริมกัน เมื่อมีการใช้โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น ในที่สุดก็จะส่งผลให้กระแสที่ไหลในสายนิวทรัลสามารถมีค่าสูงกว่าค่ากระแสที่ไหลในสายเฟส เนื่องจากโดยทั่วไปแล้วสายนิวทรัลจะไม่ได้ถูกต่อเข้ากับเซอร์กิตเบรกเกอร์เพื่อทำการจำกัดกระแส ดังนั้นค่ากระแสที่ไหลในสายนิวทรัลซึ่งมีค่าสูงนี้จะก่อให้เกิดความร้อนขึ้นในสายตัวนำนิวทรัล นอกจากนี้ค่ากระแสที่ไหลในสายตัวนำนิวทรัลเนื่องมาจากการเกิดฮาร์โมนิกนี้ยังสามารถทำให้เกิดการเพิ่มของค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างสายตัวนำนิวทรัลกับกราวด์มากกว่าที่เกิดขึ้นในสภาวะการทำงานปกติ

การแก้ปัญหาเบื้องต้น การเกิดการเกินพิกัดของสายตัวนำนิวทรัลนั้นสามารถหลีกเลี่ยงได้โดยการออกแบบขนาดของตัวนำของสายนิวทรัลให้มีขนาดเหมาะสมในกรณีที่จะต้องถูกใช้งานในบริเวณที่มีฮาร์โมนิกมาก โดยทั่วไปแล้วขนาดของสายตัวนำนิวทรัลควรจะมีขนาดเป็น 1.7 เท่าของขนาดของสายตัวนำเฟสหรืออาจทำให้สายตัวนำนิวทรัลที่จะต้องเจอกับฮาร์โมนิกนี้มีขนาดเป็นสองเท่าของขนาดของสายนิวทรัลที่ใช้กันแบบธรรมดาทั่วไป เมื่อระบบไฟฟ้าที่ใช้มีโหลดที่เป็นเครื่องคอมพิวเตอร์อยู่เป็นจำนวนมาก ควรจะมีการแยกสายตัวนำนิวทรัลเพื่อใช้งานในแต่ละเฟสกล่าวคือจะมีสายนิวทรัล 1 สายต่อสายเฟสในแต่ละเฟส

2.8.2 การเกิดความร้อนที่บัสบาร์และการทำงานที่ผิดพลาดของเซอร์กิตเบรกเกอร์

การเกิดขึ้นของฮาร์โมนิกในกระแสไฟฟ้าจะส่งผลให้ค่า RMS ของกระแสไฟฟ้าเพิ่มขึ้นซึ่งมีผลกระทบทำให้เกิดความสูญเสียที่มากขึ้นรวมทั้งการเกิดความร้อนเกินขึ้น โดยทั่วไปแล้วนั้น

กระแสไฟฟ้าที่มีลักษณะของไฟฟ้ากระแสสลับจะมีการไหลไม่สม่ำเสมอตลอดทั่วทั้งพื้นที่หน้าตัดของตัวนำกระแสไฟฟ้าที่เป็นลักษณะของไฟกระแสสลับ โดยทั่วไปจะมีการไหลในบริเวณพื้นที่หน้าตัดส่วนที่อยู่ใกล้กับพื้นผิวรอบนอกของตัวนำ ปรากฏการณ์ลักษณะนี้ถูกเรียกว่าปรากฏการณ์ทางผิว ซึ่งจะเห็นได้อย่างเด่นชัดในความถี่ไฟฟ้าสูง ๆ ปรากฏการณ์ทางผิวนี้จะมีผลกระทบน้อยมากสำหรับความถี่ไฟฟ้าต่ำ ๆ เช่นที่ความถี่ไฟฟ้า 300 Hz หรือฮาร์โมนิกลำดับที่ 7 ปรากฏการณ์ทางผิวจะส่งผลกระทบมาก ในตัวเซอร์กิตเบรกเกอร์ที่ใช้แผ่นโลหะคู่ในการทำให้เกิดการตัดต่อวงจรนั้น ตัวแผ่นโลหะคู่จะมีการทำงานที่ขึ้นอยู่กับค่าความร้อนที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าที่ไหล โดยทั่วไปแล้วแผ่นโลหะคู่จะถูกออกแบบให้ทำงานที่ค่า RMS ของกระแสไฟฟ้าแต่เมื่อมีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นในระบบจะทำให้ค่า RMS ของกระแสไฟฟ้าเพิ่มขึ้น ทำให้เกิดความร้อนเกินซึ่งจะส่งผลให้แผ่นโลหะคู่ในตัวเซอร์กิตเบรกเกอร์ทำงานขึ้นก่อนที่จะถึงจุดที่มันควรจะเริ่มทำงาน

การแก้ปัญหาเบื้องต้น ควรใช้สายเคเบิลและบัสบาร์ที่มีขนาดใหญ่ขึ้นเมื่อจำเป็นต้องใช้ระบบไฟฟ้าที่มีฮาร์โมนิกเพื่อไม่ให้เกิดภาวะโหลดเกิน นอกจากนี้การแยกโหลดชนิดไม่เป็นเชิงเส้นออกจากโหลดธรรมดา รวมถึงการใช้แผงเซอร์กิตเบรกเกอร์และตัวเซอร์กิตเบรกเกอร์ที่มีพิคักที่เหมาะสมจะใช้งานกับโหลดชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

2.8.3 การเกิดความร้อนเกินและการสั้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถถูกจัดเป็นโหลดชนิดเชิงเส้นได้เมื่อทำงานจากการป้อนด้วยแหล่งจ่ายที่มีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน แต่ถ้าแหล่งจ่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีลักษณะความผิดเพี้ยนของแรงดันเกิดขึ้นก็จะเกิดผลจากการฮาร์โมนิกอันได้แก่การเกิดความร้อนเกินขึ้นในตัวมอเตอร์อันเนื่องมาจากผลของปรากฏการณ์ทางผิว และผลของกระแสวน (eddy current) นอกจากนี้ถ้าฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นมีลักษณะของลำดับเฟสที่เป็นลบ (negative sequence) ตัวอย่างเช่นฮาร์โมนิกลำดับที่ 5 หรือฮาร์โมนิกลำดับที่ 11 ฮาร์โมนิกประเภทดังกล่าวนี้จะสร้างแรงบิดในทิศทางที่ด้านทิศการหมุนของมอเตอร์ อันจะส่งผลให้แรงบิดลัพธ์ในตัวมอเตอร์ลดลง รวมถึงประสิทธิภาพของมอเตอร์ก็จะลดลงด้วย นอกจากนี้จะส่งผลให้แรงบิดของมอเตอร์มีลักษณะไม่สม่ำเสมอ และจะเป็นผลให้เกิดการสั้นของมอเตอร์เนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดจากฮาร์โมนิกจะมีทิศสวนทางกับสนามแม่เหล็กหมุนหลักในตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การแก้ปัญหาเบื้องต้นควรแยกวงจรของแหล่งจ่ายที่สามารถเป็นตัวสร้างฮาร์โมนิกตัวอย่างเช่นอุปกรณ์สำหรับสำนักงานและตัวปรับความเร็วรอบออกจากโหลดที่มีความไวต่อฮาร์โมนิก อาทิเช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยทั่วไปแล้วความเพี้ยนทางแรงดัน เนื่องมาจากการเกิดฮาร์โมนิกควรจะถูกจำกัดให้มีค่าน้อยกว่า 5 %

2.8.4 การเกิดโหลดเกินของตัวเก็บประจุที่ใช้ในการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง

กระแสฮาร์โมนิกจะไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุมากขึ้นเนื่องจากค่ารีแอกแตนซ์ ของตัวเก็บประจุมีค่าต่ำถ้าสัญญาณที่ผ่านมีค่าความถี่สูงขึ้น ดังนั้นเมื่อมีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นกระแสฮาร์โมนิกจะไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่กับหม้อแปลงไฟฟ้าจำหน่ายแทนที่จะไหลกลับไปสู่หม้อแปลงด้วยสาเหตุนี้จึงทำให้ตัวเก็บประจุอยู่ในสภาวะโหลดเกินเนื่องจากกระแสฮาร์โมนิก

การแก้ปัญหาเบื้องต้น การหลีกเลี่ยงการเกินเรโซแนนซ์ทำได้โดยการเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำอนุกรมเข้ากับตัวเก็บประจุเพื่อที่จะลดค่าการตอบสนองความถี่ของระบบหรือมีฉะนั้นจำเป็นต้องใช้วิธีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังแบบอื่นที่ถูกออกแบบมาโดยเฉพาะ

2.8.5 การเกิดความร้อนในหม้อแปลงไฟฟ้าของระบบจำหน่าย

หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้นจะได้รับผลกระทบอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกเสมอ ลักษณะความถี่ของกระแสไฟฟ้าอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกจะส่งผลให้ค่า RMS ของกระแสไฟฟ้าเพิ่มขึ้นทำให้เกิดความสูญเสียที่ขดลวดของหม้อแปลงมากขึ้น (copper loss) นอกจากนี้ส่วนประกอบที่มีความถี่สูงอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกยังส่งผลให้มีการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) รวมถึงการสูญเสียเนื่องมาจากกระแสวน (eddy current) ที่ตัวถังและขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าอีกด้วย การเพิ่มขึ้นของการสูญเสียต่าง ๆ เหล่านี้จะทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าไม่สามารถทำงานตามที่พิกัดกำหนดได้

ในหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีการต่อ เกล็ด-ดาว ค่าฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 จะเกิดการร่วมกันที่จุดนิวทรัลทางฝั่งทุติยภูมิซึ่งจะส่งผลกลับมาเป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในฝั่งขดลวดปฐมภูมิที่มีการต่อแบบเดลต้าได้ ค่ากระแสดังกล่าวนี้สามารถก่อให้เกิดความร้อนเกินขึ้นซึ่งอาจเป็นผลให้เกิดความเสียหายของหม้อแปลงไฟฟ้าขึ้นได้

การแก้ปัญหาเบื้องต้น ทางหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหของฮาร์โมนิกที่มีต่อหม้อแปลงไฟฟ้าคือการทำการจำกัดปริมาณของโหลดที่จะใช้ หม้อแปลงแบบมาตรฐานทั่ว ๆ ไป อาจถูกทำกาลดพิกัดการทำงานลงให้น้อยกว่าที่ระบุไว้ ทั้งนี้เพื่อให้สามารถรองรับการเกิดภาวะความร้อนเกินอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิก การลดพิกัดของหม้อแปลงนี้ไม่มีข้อมาตรฐานที่แน่นอนว่าจะลดเป็นจำนวนเท่าไร ในบางครั้งอาจจะลงถึง 50 % ของพิกัด วิธีการลดพิกัดนี้ถึงจะดีในแง่ที่สามารถทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าสามารถทำงานได้เมื่อมีฮาร์โมนิกในระบบแต่เมื่อพิจารณาถึงประสิทธิภาพการใช้งานของหม้อแปลงพบว่าวิธีดังกล่าวจะทำให้หม้อแปลงไฟฟ้ามีประสิทธิภาพที่ต่ำในการใช้งาน วิธีการแก้ปัญห่อีกทางหนึ่งก็คือ การเลือกใช้หม้อแปลงที่เรียกว่า k-rated ซึ่งเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าที่ถูกออกแบบมาให้ใช้งานกับโหลดที่มีฮาร์โมนิกโดยเฉพาะ ลักษณะของหม้อแปลงแบบนี้คือทางขดปฐมภูมิจะมีขนาดใหญ่ขึ้นและสายนิวทรัลทางขดทุติยภูมิจะถูกเพิ่มขนาดขึ้นเป็น 2 เท่า เพื่อสามารถรองรับกระแสที่เกิดมาจากฮาร์โมนิกที่ 3 และพหุคูณเลขคี่ของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3

ลักษณะของแกนเหล็กที่ใช้ในหม้อแปลงชนิดนี้ก็จะเป็แกนเหล็กชนิดพิเศษเพื่อให้ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก มีค่าลดลง นอกจากนี้ขดลวดตัวนำทางฝั่งทุติยภูมิจะมีลักษณะเป็นขดลวด 2 เส้นขนาดกันแทนที่จะเป็นฝั่งขดลวดเส้นเดียวเพื่อเป็นการลดผลของปรากฏการทางผิว และในบางครั้งขดลวดทางฝั่งทุติยภูมิจะถูกออกแบบเพื่อให้มีการเลื่อนเฟส อันจะมีผลให้กระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 และจากพหุคูณเลขสี่ของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 ซึ่งมีลำดับเฟสเป็นศูนย์เกิดการหักล้างกันเอง

2.8.6 วิธีการแก้ปัญหาเบื้องต้นแบบอื่น ๆ

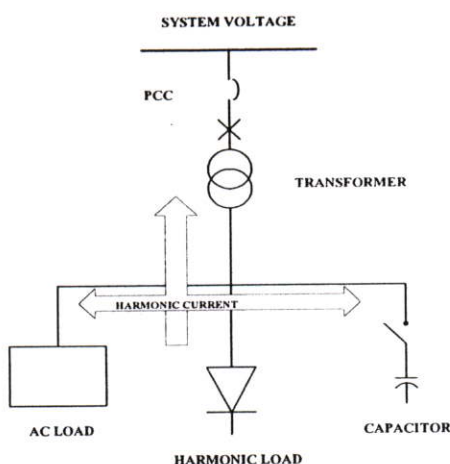
การติดตั้งรีแอกเตอร์ (Line reactor) ร่วมกับตัวปรับความเร็วรอบสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ (AC variable speed drivers) การติดตั้งตัวเหนี่ยวนำหรือรีแอกเตอร์ ในลักษณะอนุกรมในแต่ละเฟสจะเป็นการกรองฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นเนื่องมาจากตัวปรับความเร็วรอบสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ รวมถึงสามารถใช้กับโหลดประเภทแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง ได้อีกด้วย

การติดตั้งตัวกรองฮาร์โมนิก (Harmonic filters) ในกรณีที่มีความยากลำบากในการเดินสายใหม่สำหรับระบบไฟฟ้าที่เผชิญกับปัญหาฮาร์โมนิก การติดตั้งตัวกรองจึงจะดูเป็นทางออกที่เหมาะสม ตัวกรองนี้จะทำหน้าที่ดักจับกระแสไฟฟ้าอันเกิดเนื่องจากโหลดที่สร้างฮาร์โมนิกแต่สิ่งทีควรพิจารณาก็คือการออกแบบตัวกรองอันหนึ่งก็เหมาะที่จะใช้กับอุปกรณ์หนึ่ง

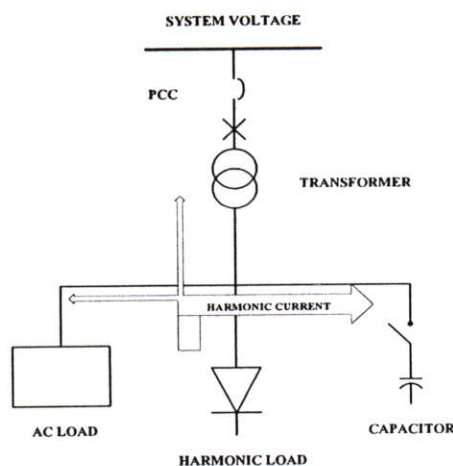
ในระบบจำหน่ายไฟฟ้าที่มีโหลดเป็นเครื่องปรับความเร็วรอบมอเตอร์ คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล และแหล่งจ่ายไฟแบบต่อเนื่อง จะส่งผลให้เกิดระดับของฮาร์โมนิกในระบบค่อนข้างสูง ปัจจัยอื่น ๆ ที่มีผลต่อระดับของฮาร์โมนิกได้แก่หลอดไฟแบบฟลูออเรสเซนต์ วงจรเรียงกระแส

โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นเหล่านี้จะดึงกระแสไฟฟ้าให้มีลักษณะที่ไม่เป็นฟังก์ชันไซน์ซุซอยด์ (Sinusoidal) แต่จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นแบบพัลส์ (pulse) ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดคือ ลักษณะของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าทางฝั่ง AC ของวงจรเรียงกระแส ลักษณะของรูปคลื่นที่เป็นพัลส์นี้เมื่อพิจารณาจากอนุกรมฟูเรียร์จะประกอบไปด้วยส่วนประกอบที่มีความถี่สูงหลาย ๆ ชุด ซึ่งก็คือฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นนั่นเอง

ในปัจจุบันแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้ากำลังที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม เช่น Static Power Converter เป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกที่ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสและแรงดันของแหล่งจ่าย ความผิดเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้าอาจมีค่าได้ถึง 5% ส่วนกระแสอาจเกิดความผิดเพี้ยนได้มากถึง 40% [6] ระบบไฟฟ้าโดยทั่วไปที่มีการใช้โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะมีการต่อต้านกับประจุเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของระบบ ซึ่งอาจนำมาซึ่งการเกิดสภาวะการเท่ากันของความถี่ธรรมชาติของระบบไฟฟ้ากำลังกับความถี่ของกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลในระบบ ทำให้เกิดการขยายของกระแสฮาร์โมนิกในระบบจนเกินค่ากระแสพิคกของอุปกรณ์ต่างๆ ได้ ก่อให้ความเสียหายกับระบบ และยังทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกไหลเข้าไปในระบบส่งจ่ายดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การไหลของกระแสฮาร์โมนิกที่ติดตั้งตัวเก็บประจุในระบบ



รูปที่ 2.12 การไหลของกระแสฮาร์โมนิกที่ติดตั้งตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกชนิดเดียวในระบบ

การแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นสามารถทำได้โดยการติดตั้งตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกชนิดกรองเดี่ยวเข้ากับระบบไฟฟ้า ซึ่งทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลเข้าไปในระบบไฟฟ้างแสดงในรูปที่ 2.12

2.9 การคำนวณค่าส่วนประกอบของวงจรกรองฮาร์โมนิกแบบพาสซี

2.9.1 การคำนวณค่าไลน์รีแอกเตอร์

หาค่าพิกัดกำลัง(KVA) และขนาดของแรงดัน (volt) ที่ใช้ในการขับโหลดนำมาคำนวณค่ากระแสไฟฟ้าในระบบจากสมการ

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}V_p} \tag{2.1}$$

คำนวณค่าอิมพีแดนซ์ของระบบ

$$Z = \frac{V_p / \sqrt{3}}{I} \text{ หรือ } Z = \frac{V_p^2}{VA} \tag{2.2}$$

1. คำนวณค่าไลน์รีแอกเตอร์ โดยค่าไลน์รีแอกเตอร์ควรมีค่าประมาณ 3%-5% ของอิมพีแดนซ์ระบบ

$$\%X_L = 3\% - 5\%(Z) \tag{2.3}$$

2. คำนวณค่าอินดักแตนซ์
$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \tag{2.4}$$

2.9.2 การคำนวณค่าส่วนประกอบของวงจรกรองฮาร์โมนิก

1. กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบไฟฟ้าที่ติดตั้งตัวกรองฮาร์โมนิก
2. กำหนดค่ากำลังงานรีแอกทีฟที่ระบบต้องการ

$$Q_{com} = kW(\tan \theta_1 - \tan \theta_2) \quad (2.5)$$

Q_{com} กำลังงานรีแอกทีฟที่ระบบต้องการ ($kVAR$)

kW กำลังงานจริงของระบบจากโหลดรวมทั้งหมด (kW)

θ_1 มุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเดิม

θ_2 มุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใหม่

3. วิเคราะห์ข้อมูลกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลในระบบที่ได้จากการวัดจริงหรือจากการประเมินค่า
ทำการกำหนดจำนวนชุดตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกในระบบ
4. ทำการแบ่งค่า Q_{com} ออกเป็นส่วนตามจำนวนชุดของตัวกรองกระแสฮาร์โมนิก
5. กำหนดจุดปรับคลื่น (tuning point) ของตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับ
6. กำหนดขนาดพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุ

$$V_{Cr} \geq \frac{n_h^2}{n_h^2 - 1} \times V_{sys} \quad (2.6)$$

V_{sys} แรงดันระบบที่ตัวกรองต่ออยู่

n_h ค่าจุดปรับคลื่นของตัวกรอง

V_{Cr} แรงดันพิกัดของตัวเก็บประจุ

7. กำหนดขนาดกำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุที่ต้องใช้ในตัวกรองแต่ละลำดับ

$$Q_{Cr} = \frac{Q_{Com}}{\left[\frac{n_h^2}{n_h^2 - 1} \right] \times \left[\frac{V_{Sys}}{V_{Cr}} \right]^2} \quad (2.7)$$

Q_{Com} กำลังงานรีแอกทีฟขดเคย์ที่จ่ายให้ระบบ

Q_{Cr} กำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุ

8. หาค่าตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำและความต้านทาน

$$X_c = \frac{V_{cr}^2}{Q_{cr} \times 10^3} \quad (2.8)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f \times X_c} \quad (2.9)$$

$$L = \frac{X_c}{2\pi f \times n_h^2} \quad (2.10)$$

$$R = \frac{X_L}{Q_F} \text{ ที่ } n_h^2 \quad (2.11)$$

Q_F ตัวประกอบคุณภาพของตัวกรอง

หมายเหตุ ค่า R, L, C เป็นค่าต่อเฟส

9. คิดตั้งตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกเข้ากับระบบแล้ว วิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์โมนิกในส่วนต่างๆ

ของระบบ และตรวจสอบการทำงานของตัวกรองกระแสฮาร์โมนิก

- ตรวจสอบประสิทธิภาพการทำงานของตัวเก็บประจุ
- ตรวจสอบขนาดกระแสรวมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$$I_{RMS, Li} = \sqrt{(I_{Fi, i} \times 1.1)^2 + \sum_{h=2}^n I_{Fi, h}^2} \quad (2.12)$$

$I_{Fi, i}$ กระแสที่ไหลผ่านตัวกรองที่ i ที่ความถี่หลักมูล

$I_{Fi, h}$ กระแสฮาร์โมนิกที่ไหลผ่านตัวกรองที่ i ที่ความถี่ฮาร์โมนิก

$I_{RMS, Li}$ กระแสรวมที่ไหลผ่านตัวกรองทั้งหมด

2.10 ข้อกำหนดกฎเกณฑ์ฮาร์โมนิกเกี่ยวกับไฟฟ้าประเภทธุรกิจและอุตสาหกรรม

ข้อกำหนดควบคุม

1. เพื่อเป็นข้อกำหนดกฎเกณฑ์สำหรับขีดจำกัดและวิธีการตรวจสอบฮาร์โมนิก สำหรับลูกค้าผู้ใช้ไฟฟ้าประเภทธุรกิจและอุตสาหกรรม

2. เพื่อกำหนดมาตรการให้ผู้ใช้ไฟฟ้าแก้ไขและปรับปรุงวงจรที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกที่ไม่เป็นไปตามข้อกำหนด

3. ใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear load) ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม สำหรับระบบไฟฟ้า ทั้งอุปกรณ์ชนิดเฟสเดียวและสามเฟส

วัตถุประสงค์ เพื่อกำหนดขีดจำกัดที่ยอมรับได้ของระดับความเพี้ยนของแรงดันที่เกิดจากฮาร์โมนิก (Harmonic Voltage Distortion) ระดับความเพี้ยนของกระแสที่เกิดจากฮาร์โมนิก ของอุปกรณ์ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม

มาตรฐานอ้างอิง

-Engineering Recommendation G.5/3

September 1976 the Electricity Council Chief Engineer ‘Conference

“Limits for harmonics in The United Kingdom Electricity Supply System”

-The State Energy Commission of Western Australia (SECWA)

Part 2: Technical Requirement

- IEC 1000 Electromagnetic Compatibility (EMC)

Part 4: Testing and Measurement Techniques

Section 7: General Guide for Harmonics and Interharmonics Measurements and

Instrumentation for Power Supply Systems and Equipment Connected

Thereto

2.11 นิยาม

ฮาร์โมนิก (Harmonic) ส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ ของสัญญาณหรือปริมาณ เป็นคาบใด ๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูล ตัวอย่างเช่น ส่วนประกอบที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่หลักมูลจะเรียกว่า ฮาร์โมนิกที่ 2

ความเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion) การเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นทางไฟฟ้า (Power Waveform) ไปจากรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sine wave) โดยเกิดจากการรวมกันของค่าความถี่หลักมูล และฮาร์โมนิกอื่น ๆ เข้าด้วยกัน

ส่วนประกอบฮาร์โมนิก (Harmonic component) ส่วนประกอบของอันดับฮาร์โมนิก ที่มากกว่าหนึ่งของปริมาณเป็นคาบใด ๆ ซึ่งแสดงในรูปของอันดับ และค่า RMS ของอันดับนั้น

ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกเฉพาะ (Individual Harmonic Distortion, IHD) หรือ อัตราส่วนฮาร์โมนิก (Harmonic Ratio) อัตราส่วนระหว่างค่า RMS ของส่วนประกอบฮาร์โมนิก (Harmonics component) ต่อค่า RMS ของส่วนประกอบความถี่หลักมูล (Fundamental component) เทียบเป็นร้อยละ

ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion, THD) คืออัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสอง (Root sum square) ของค่า RMS ของส่วนประกอบฮาร์โมนิก (Harmonic component) กับค่า RMS ของส่วนประกอบความถี่หลักมูล (Fundamental component) เทียบเป็นร้อยละดังแสดงในสมการ

ค่าแรงดันตกชั่วขณะ (Voltage sag or voltage dip) แรงดันลดลงตั้งแต่ร้อยละ 10 ในช่วงระยะเวลาตั้งแต่ครึ่งไซเคิลจนถึงไม่กี่วินาที โดยเกิดเนื่องจากการเดินเครื่องของมอเตอร์หรือโหลดขนาดใหญ่ หรือเกิดความผิดปกติ (Fault) ในระบบไฟฟ้า

จุดต่อร่วม (Point of common coupling, PCC) ตำแหน่งในระบบของการไฟฟ้าที่อยู่ใกล้กับผู้ใช้ไฟฟ้าที่สุด ซึ่งผู้ใช้ไฟฟารายอื่นอาจต่อร่วมกันได้

เครื่องมือที่เคลื่อนย้ายได้ (Portable tool) อุปกรณ์ไฟฟ้าที่สามารถยกหรือจับถือได้ในช่วงเวลาการทำงานปกติ และใช้งานในช่วงเวลาสั้น ๆ เท่านั้น

อุปกรณ์สามเฟสสมดุล (Balance three phase equipment) อุปกรณ์ไม่เกินที่มีพิกัดกระแสในสายเส้นไฟฟ้า ของแต่ละเฟสต่างกันไม่เกินร้อยละ 20

ขีดจำกัดกระแสและแรงดันฮาร์โมนิกขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใด ๆ ที่จุดต่อร่วม (ขอมให้นำค่าความคลาดเคลื่อนร้อยละ 10 หรือ 0.5 A มาใช้กับขีดจำกัดของกระแสแต่ละอันดับได้ไม่เกิน 2 อันดับ

ตาราง 2.1 ขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใด ๆ ที่จุดต่อร่วม

ระดับแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่อร่วม kV	อันดับฮาร์โมนิกและขีดจำกัดของกระแส (A RMS)																		
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	
0.400	48	34	22	56	11	40	9	8	7	19	6	16	5	5	5	6	4	6	
11 and 12	13	8	6	10	4	8	3	3	3	7	2	6	2	2	2	2	1	1	
22,24 and 33	11	7	5	9	4	6	3	2	2	6	2	5	2	1	1	2	1	1	
69	8.8	5.9	4.3	7.3	3.3	4.9	2.3	1.6	1.6	4.9	1.6	4.3	1.6	1	1	1.6	1	1	
115 and above	5	4	3	4	2	3	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	

ตาราง 2.2 ขีดจำกัดความเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใด ๆ ที่จุดต่อร่วม (รวมทั้งความเพี้ยนที่มีอยู่เดิม)

ระดับแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่อร่วม (kv)	ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของแรงดัน (%)	ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันแต่ละอันดับ (%)	
		อันดับที่	อันดับคู่
0.400	5	4	2
11,12,22,and 24	4	3	1.75
33	3	2	1
69	2.45	1.63	0.82
115 and above	1.5	1	0.5

2.12 วิธีการประเมิน

ขีดจำกัดความเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันที่เกิดจากฮาร์โมนิก แบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 ขั้นตอน ดังต่อไปนี้

2.12.1 ขั้นตอนที่ 1

2.12.1.1 อุปกรณ์ไฟฟ้า 3 เฟส

อุปกรณ์ประเภท Convert or หรือ A.C. Regulator ไม่เกิน 1 ตัวที่จะนำเข้าสู่ระบบแรงดัน 0.400 11, 12

kV หากมีไม่เกินตารางที่ 6-1 สามารถนำเข้าสู่ระบบได้โดยไม่ต้องพิจารณาในส่วนฮาร์โมนิก แต่ถ้ามีอุปกรณ์หลายตัวให้พิจารณาใน ขั้นตอนที่ 2

ตาราง 2.3 ขนาดสูงสุดของอุปกรณ์ประเภท Converter และ A.C Regular แต่ละตัว

ระดับแรงดันไฟฟ้า ที่จุดต่อร่วม (kv)	Convertors ชนิด 3 เฟส			A.C. Regulator ชนิด 3 เฟส	
	3-Pulse (kVA)	6-Pulse (kVA)	12-Pulse (kVA)	6-Thyristor (kVA)	3-Thyristor / 3-Diode (kVA)
0.400	8	12	-	14	10
11 and 12	85	130	250	150	100

2.12.1.2 อุปกรณ์ไฟฟ้า 1 เฟส

- เครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไปหรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีค่าตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 สามารถติดตั้งเข้าสู่ระบบได้

- อุปกรณ์ประเภท Converter หรือ A.C. Regulator ที่ตามทฤษฎีแล้วไม่สร้างกระแสฮาร์โมนิกอันดับคู่ สามารถนำเข้าสู่ระบบได้โดยอุปกรณ์ต้องมีขนาดตามที่กำหนดคือไม่เกิน 5 kVA ที่ระดับแรงดัน 230 V และไม่เกิน 7.5 kVA ที่ระดับแรงดัน 451 V อุปกรณ์ประเภท Converter หรือ A.C Regulator ที่สร้างกระแสฮาร์โมนิกทั้งอันดับคู่และอันดับคี่จะไม่อนุญาตให้นำเข้าสู่ระบบ และหากมีการติดตั้งอุปกรณ์ประเภท Converter หรือ A.C Regulator สำหรับ Single-Phase อยู่แล้วแต่ต้องการติดตั้งอุปกรณ์เพิ่มขึ้น อนุญาตให้ทำได้หากมีการติดตั้งที่เฟสอื่น ทั้งนี้เพื่อทำให้เกินการสมดุลของอุปกรณ์ประเภท Non-linear แต่หากต้องการติดตั้งอุปกรณ์มากกว่าหนึ่งตัวต่อเฟสให้พิจารณาในขั้นตอนที่ 2

2.12.2 ขั้นตอนที่ 2

2.5.2.1 อุปกรณ์ไฟฟ้า 3 เฟส อุปกรณ์ที่มีขนาดเกิดขอบเขตจำกัดในขั้นตอนที่ 1 สามารถนำเข้าระบบได้ก็ต่อเมื่อ

(ก) ระบบของผู้ใช้ไฟฟ้าจะต้องไม่สร้างกระแสฮาร์โมนิกที่จุด PCC เกินค่าขีดจำกัดในตารางที่ 5-1

(ข) ค่าแรงดันฮาร์โมนิกที่จุด PCC ก่อนที่จะต่อเชื่อมโหลดใหม่จะต้องมีค่าไม่เกิน 75% ของค่าขีดจำกัดในตารางที่ 5-2

(ค) ค่า Shot-Circuit Level ต้องมีค่าไม่ต่ำมาก เพื่อความสะดวกในการพิจารณา ตารางที่ ผ-1 และ ผ-2 ในภาคผนวกได้แสดงขนาดของอุปกรณ์ประเภท Converter และ A.C. Regulator ที่มีค่ากระแสฮาร์โมนิกไม่เกินค่าตามตารางที่ 5-1

2.5.2.2 อุปกรณ์ไฟฟ้า 1 เฟส

อุปกรณ์ที่เกินขีดจำกัดในขั้นตอนที่ 1 ไม่อนุญาตให้ต่อเข้ากับระบบ การติดตั้งอุปกรณ์ 1 เฟส จะต้องสอดคล้องกับขีดจำกัดแรงดันไม่สมดุลตาม Engineering Recommendations P.16 จึงจะสามารถนำเข้าระบบได้

2.12.3 ขั้นตอนที่ 3

อุปกรณ์ประเภท Non-Linear ที่ไม่ผ่านการพิจารณาตามขั้นตอนที่ 2 หรือที่จุด PCC ของระบบมีค่าแรงดันฮาร์โมนิกเกิน 75% ของค่าในตารางที่ 2.2 ให้พิจารณาค่าฮาร์โมนิกที่สามารถยอมรับอุปกรณ์เหล่านั้นเข้าระบบได้

บทที่ 3

ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

3.1 การเรียงกระแสด้วยไดโอด (Diode Rectifiers)

ไดโอดมีบทบาทสำคัญในอิเล็กทรอนิกส์กำลังยุคปัจจุบัน คือนำมาใช้ใน การเรียงกระแส การเรียงกระแสแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

- การเรียงกระแสครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifiers)
- การเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifiers)

การเรียงกระแสครึ่งคลื่น หมายถึง วงจรที่รับไฟ ac จำนวน 1 ไซเคิลแล้วเปลี่ยนเป็นไฟ dc ด้วยค่าเฉลี่ยของเอาต์พุตเพียงครึ่งไซเคิล

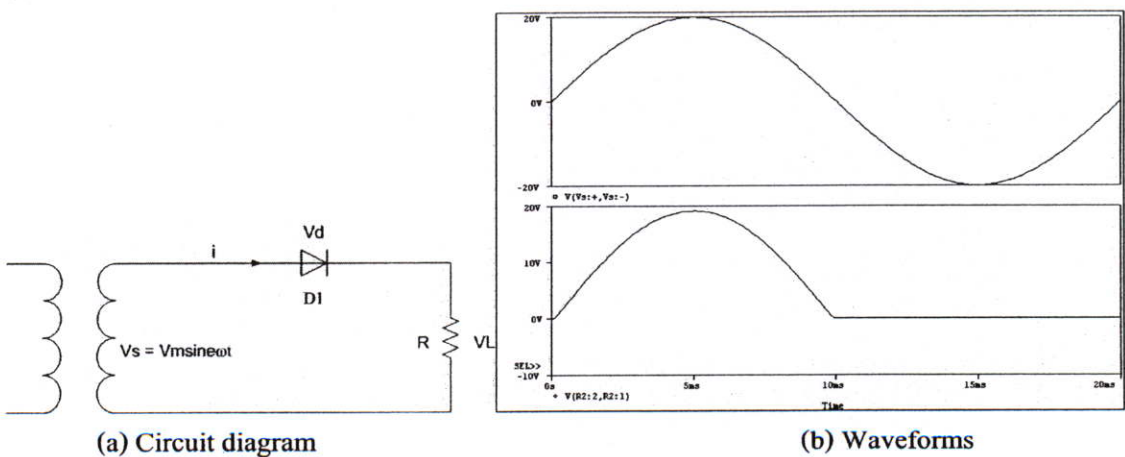
การเรียงกระแสเต็มคลื่น หมายถึง วงจรที่ได้รับสัญญาณ ac จำนวน 1 ไซเคิลแล้ว เปลี่ยนเป็นไฟ dc ด้วยค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นเอาต์พุตเต็มคลื่นหรือเต็มไซเคิล ในบทนี้ จะเริ่มจากการศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ซึ่งเกิดจากการเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียวเพื่อเป็น พื้นฐานในการวิเคราะห์การเรียงกระแสสาม เฟส

3.1.1 การเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียว (Single phase half wave rectifiers)

วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียว เป็นวงจรที่ง่ายที่สุดซึ่งไม่ได้ใช้ในอุตสาหกรรม แต่เป็น พื้นฐานสำหรับการทำความเข้าใจเรียงกระแสแบบอื่น ๆ ที่กล่าวถึงในลำดับต่อไป

วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียวที่ต่อกับโหลดความต้านทาน (Resistive; R) ได้ดังรูป

3.1a



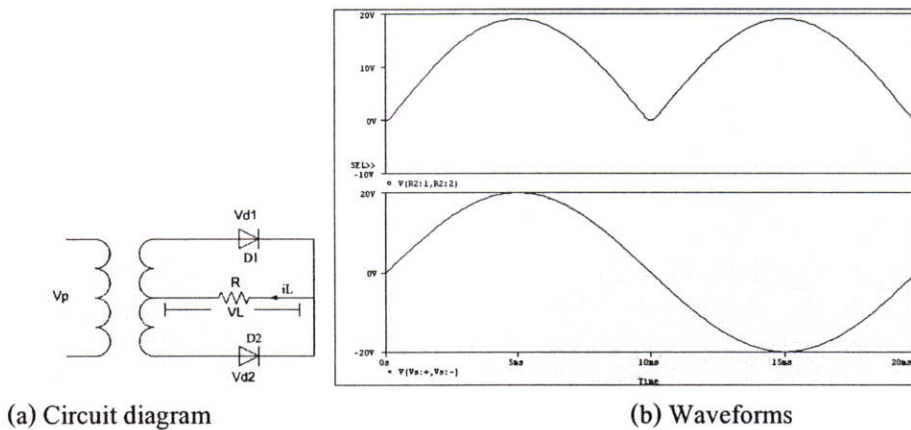
รูป 3.1 การเรียงกระแสครึ่งคลื่นเฟสเดียว

จากรูป 3.1a ในช่วงครึ่งไซเคิลด้านบวกของแรงดันอินพุตไดโอด D1 ได้รับไบอัสตรงจึงนำกระแสทำให้แรงดันอินพุตช่วงครึ่งไซเคิลด้านบวกปรากฏที่โหลด ซึ่งก็คือแรงดันที่โหลด (VL) ในช่วงครึ่งไซเคิลด้านลบของแรงดันอินพุต ไดโอดได้รับไบอัสกลับจึงอยู่ในสภาวะกั้นกระแส ทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์ ดังรูป 3.1b และแรงดันย้อนกลับที่ PIV ของไดโอดคือ $PIV = V_m$

3.1.2 การเรียงกระแสเต็มคลื่นเฟสเดียว (Single Phase full wave rectifiers) วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ

- แบบหม้อแปลงแทปกกลาง
- แบบบริดจ์

3.1.2.1 การเรียงกระแสแบบหม้อแปลงแทปกกลาง วงจรเรียงกระแสแบบหม้อแปลงแทปกกลางเป็นดังรูป 3.2a



(a) Circuit diagram

(b) Waveforms

รูปที่ 3.2 การเรียงกระแสแบบหม้อแปลงแทปกกลาง

แต่ละครึ่งของจำนวนรอบขดลวดในหม้อแปลง ทำงานร่วมกับไดโอดตัวหนึ่งเพื่อทำการเรียงกระแสครึ่งคลื่น เป็นผลให้รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสประเภทนี้เป็นดังรูป 3.4b และค่า PIV ของไดโอดมีค่าเท่ากับ $2V_m$

หาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตได้จาก

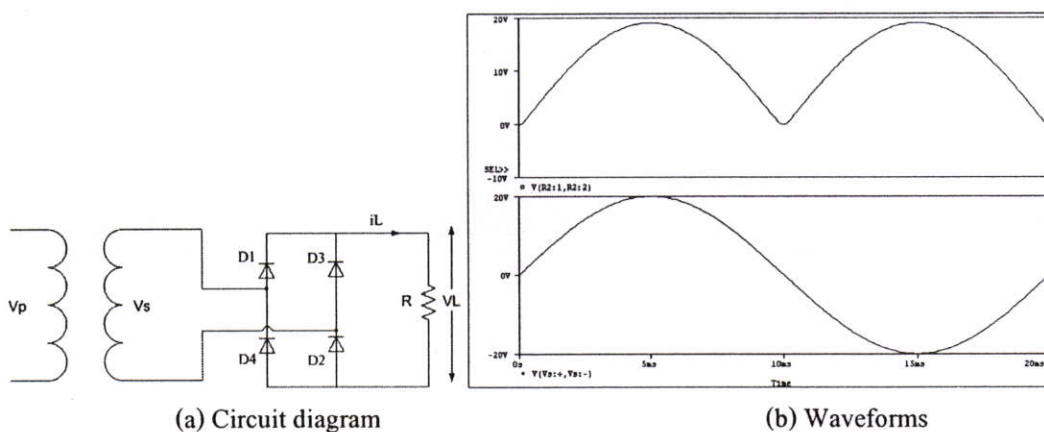
$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad (3-19)$$

หาค่าเฉลี่ยของกระแสที่โหลดได้จาก

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.6366 V_m}{R} \quad (3-20)$$

3.1.2.2 การเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifiers)

วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัว ดังรูป 3.3a



รูปที่ 3.3 การเรียงกระแสแบบบริดจ์

ในช่วงครึ่งไซเคิลด้านบวกของรูปคลื่นแรงดันอินพุต ไดโอด D1 และ D2 จะนำกระแสกระแสจึงไหลไปยังโหลด โดยผ่านไดโอด D1 และ D2 ส่วนในช่วงครึ่งไซเคิลด้านลบ ไดโอด D3 และ D4 จะนำกระแสทำให้รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสประเภทนี้เป็นดังรูป 3.5b ซึ่งเหมือนกับรูป 3.4b แต่ค่า PIV ของไดโอดในรูป 3.5b มีค่าเท่ากับ V_m

นอกจากนี้ จะหาค่า rms ของแรงดันและกระแสเอาต์พุตได้จาก

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (3-21)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707 V_m}{R} \quad (3-22)$$

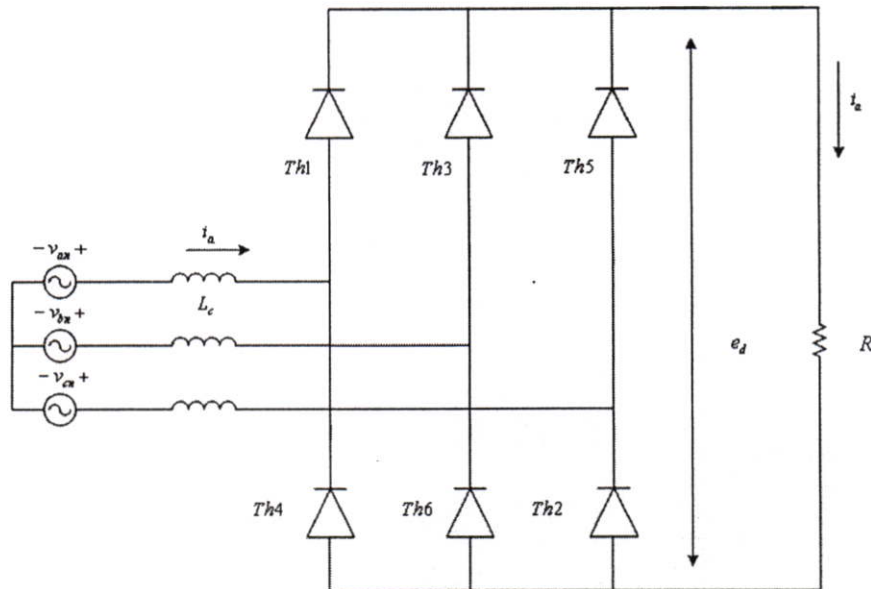
3.2 การเรียงกระแส 3 เฟส (Three Phase Rectifiers)

ในการเรียงกระแสเฟสเดียวในรูป 3.4 นำไปใช้กับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูงประมาณ 15 kW ได้ ส่วนการเรียงกระแส 3 เฟส สามารถนำไปใช้กับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูงกว่า 15 kW

การเรียงกระแส 3 เฟสแบ่งตามวิธีการต่อขดลวดทุติยภูมิที่สร้างแรงดันอินพุทป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสได้หลายประเภท แต่ในที่นี้จะขอกกล่าวถึง การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส

3.2.1 การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส

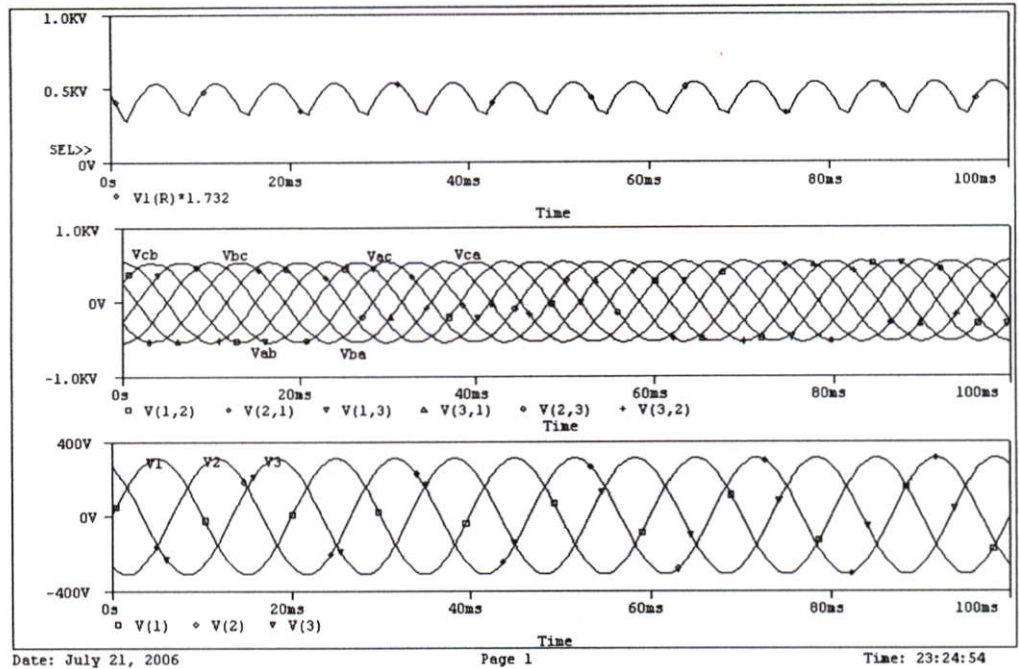
วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส มีลักษณะดังรูป 3.4



รูปที่ 3.4 การเรียงกระแสแบบบริดจ์ 3 เฟส

จากรูป 3.4 ไดโอดจะร่วมกันนำกระแสเป็นคู่ คือ ไดโอดหมายเลข 12, 23, 34, 45, 56, 61 ไดโอดคู่ที่ต่อระหว่างสายที่มีขนาดของแรงดันชั่วขณะที่สายสูงสุดจะนำกระแส เช่น ระหว่างช่วงเวลา 0 ถึง $\pi/2$ ค่าชั่วขณะของแรงดันที่สาย Vcb มีค่าสูงสุด (ดูรูป 3.5 ประกอบ) ไดโอด D5 กับ D6 จะนำกระแสเป็นต้น

เราทราบว่า $V_{line} = \sqrt{3}V_{Phase}$ (เนื่องจากแหล่งจ่าย 3 เฟสต่อขดลวดทุติยภูมิแบบ Y) ส่วนรูปคลื่นและเวลาในการนำกระแสของไดโอดเป็นดังรูป 3.5



รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

จากรูป 3.5 สังเกตว่า รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตประกอบด้วย 6 พัลซ์ ดังนั้นจึงหาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha} &= \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_m = 1.6542V_m
 \end{aligned}
 \tag{3-23}$$

เมื่อ V_m เป็นค่าพีคของแรงดันที่เฟส

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \left[\frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos \omega t d(\omega t) \right] \\
 &= \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{1/2} V_m = 1.6554V_m
 \end{aligned}
 \tag{3-24}$$

ถ้าโหลดเป็นความต้านทาน ค่าพีคของกระแสที่ไดโอดจะเป็น $I_m = \sqrt{3}V_m / R$ และค่า rms ของกระแสที่ไดโอดจะเป็น

$$\begin{aligned}
 I_d &= \left[\frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= I_m \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned}
 \tag{3-25}$$

กระแสเฉลี่ยที่ไดโอดแต่ละตัว มีค่าเป็น

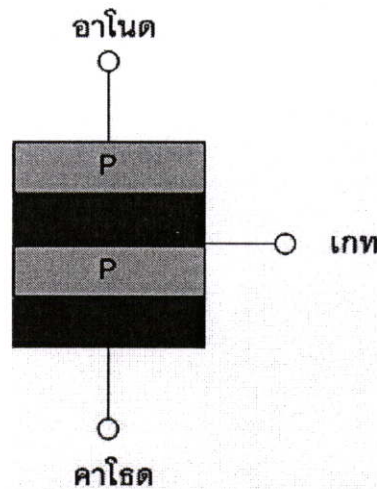
$$I_d = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m \cos \omega t d(\omega t) = I_m \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0.3184 I_m
 \tag{3-26}$$

ค่า rms ของกระแสที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง จะเป็น

$$\begin{aligned}
 I_s &= \left[\frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/6} I_m^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= I_m \left[\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{6} \right) \right]^{1/2} = 0.7804 I_m
 \end{aligned}
 \tag{3-27}$$

3.3 โครงสร้างและสัญลักษณ์ SCR

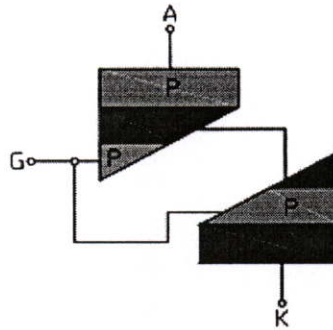
SCR เป็นอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำ โดยมีโครงสร้างภายในประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ 4 ชั้น ซึ่งได้รับการโด๊ป (Dope) ในปริมาณที่แตกต่างกัน และมีขั้วต่อใช้งาน 3 ขั้ว ได้แก่ อาโนด (A) คาโทด (K) และเกต (G) ดังแสดงในรูป



รูป 3.6 โครงสร้างของ SCR

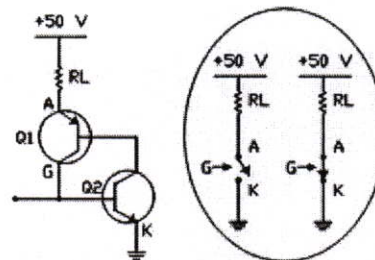
3.3.1 การทำงานของ SCR

เพื่อให้เข้าใจการทำงานของ SCR จากรูปแสดงการแบ่งสารกึ่งตัวนำทั้ง 4 ชั้นของ SCR โดยให้ พิจารณาเป็นทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือ ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP



รูป 3.7 การแบ่งสารกึ่งตัวนำทั้ง 4 ชั้นของ SCR

รูปแสดงการต่อวงจรภายในซึ่งเป็นวงจรแบบ Complementary Latch ซึ่งการทำให้ SCR ทำงานเป็นสวิตช์เปิดปิด นั้น จะต้องให้ไบอัสแก่ SCR ในลักษณะเช่นเดียวกับไดโอดโดยให้ ศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วแอนโอดเป็นบวกเมื่อเทียบกับขั้วคาโทด และให้ขาคทเป็นขาอินพุตที่ทำงานใน สภาวะ HIGH นั้นเอง จะต้องได้รับการกระตุ้นโดยให้ศักย์ไฟฟ้าที่ขาคทเป็นบวกเมื่อเทียบกับขั้ว คาโทด



$V_g = 0V$, SCR หยุดกระแส

$V_g = 15V$, SCR นำกระแส

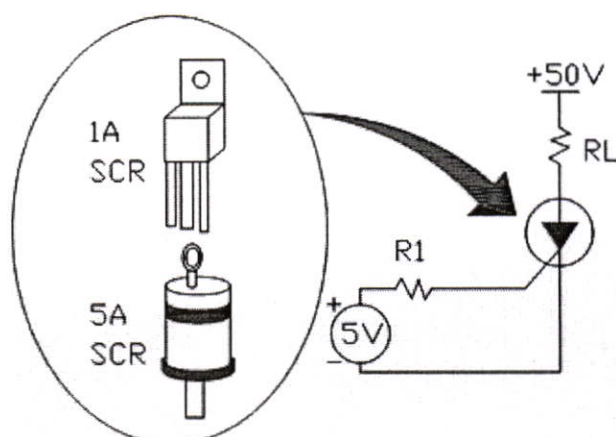
รูป 3.8 วงจรตัวอย่าง

จากวงจรตัวอย่างในรูป จะเห็นว่า ขั้วแอนโอดของ SCR ต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟขนาด + 50 V โดยผ่านโหลด (R_L) ส่วนขั้วคาโทดจะต่อลงกราวด์ (0 V) สำหรับขาคทซึ่งเป็นขาอินพุตจะ ได้รับสัญญาณควบคุมขนาด 0V หรือ +5 V เมื่อขาคทได้รับแรงดัน 0 V จะทำให้ Q1 และ Q2 อยู่ในสถานะ OFF ในกรณีนี้ SCR จึงเสมือนเปิดสวิตช์ ดังแสดงในภาพขยายในรูปที่ 13-3 ในทาง กลับกันถ้าขาคทได้รับแรงดัน +5 V ก็จะทำให้ขอบเบสของ Q2 มีศักย์เป็นบวกเมื่อเทียบกับขา

อิมิตเตอร์ ค้างนั้น Q2 จึงอยู่ในสถานะ ON ของ Q2 นี้ จะทำให้แรงดัน OV จากขาอิมิตเตอร์ผ่านไปยัง Q1 ซึ่งจะทำให้ Q1 อยู่ในสถานะ ON ด้วยการ ON ของ Q1 จะเป็นการเชื่อมแหล่งจ่ายแรงไฟที่มีความเป็นบวกสูงจากขาอิมิตเตอร์ผ่านมายังขาคอลเลคเตอร์และขาเบสของ Q2 ซึ่งจะทำให้ SCR คงสถานะ ON อยู่ และทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลจากขั้วคาโทดผ่านไปยังขั้วแอนอดอย่างต่อเนื่องถึงแม้จะนำแหล่งจ่ายไฟ +5 V ที่ใช้กระตุ้นขาเกตในตอนแรกออกก็ตาม

3.3.2 คุณสมบัติของ SCR

รูปแสดงการให้ไบอัสที่ถูกต้องแก่ SCR สำหรับในรูปแบบขยาด้านซ้ายมือ แสดงรูปลักษณะของ SCR ทั้งแบบ Low-power และแบบ High-Power ส่วนรูปขยาด้านขวามือเป็นกราฟแสดงคุณลักษณะทั่วไปของ SCR ซึ่งกราฟนี้จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบอัสตรงและไบอัสกลับที่จ่ายคร่อมระหว่างขั้วแอนอดกับขั้วคาโทดของ SCR และปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจากขั้วคาโทดไปยังขั้วแอนอด



รูป 3.9 การให้ไบอัสที่ถูกต้องแก่ SCR

พิจารณาในส่วนนำกระแสทางตรงบนกราฟจะเห็นว่า แรงดันไฟฟ้าที่ทำให้ SCR อยู่ในสถานะ ON เรียกว่า แรงดันพังทางตรง (Forward Breakdown Voltage) ซึ่งขนาดของแรงดันพังทางตรง หรือแรงดันที่ใช้ในการปิดวงจรของ SCR นี้ เป็นสัดส่วนผกผันกับปริมาณกระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้าที่ขาเกต นั่นคือ SCR จะอยู่ในสถานะ ON ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไฟฟ้าที่มีปริมาณมากจ่ายเข้าที่ขาเกต แต่แรงดันทางตรงที่จ่ายคร่อมระหว่างขั้วแอนอดและคาโทดของ SCR จะต้องมีขนาดเล็ก แต่ถ้ามไม่มีกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าที่ขาเกตเลยก็จะต้องให้แรงดันทางตรงค่ามาก ๆ จ่ายคร่อมระหว่างขั้วแอนอด และขั้วคาโทดของ SCR แทนจึงจะทำให้ SCR อยู่ในสถานะ ON และเกิดการนำกระแสไฟฟ้าขึ้น และเมื่อ SCR อยู่ในสถานะ ON แล้วแล้วกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SCR จะเป็นอิสระจากการ

ควบคุมของกระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้าที่ขาเกต ซึ่งถ้ากระแสทางตรงที่ไหลผ่านระหว่างขั้วคาโทดและอานโอดนี้มีค่าต่ำกว่าค่ากระแส Holding Current ก็จะทำให้ SCR อยู่ในสภาวะ OFF ทั้งนี้เนื่องจากว่า แลตซ์ของทรานซิสเตอร์ทั้งชนิด NPN และ PNP จะไม่มีปริมาณกระแสไฟฟ้าเพียงพอที่จะรักษาสภาวะ ON ให้แก่ SCR ได้

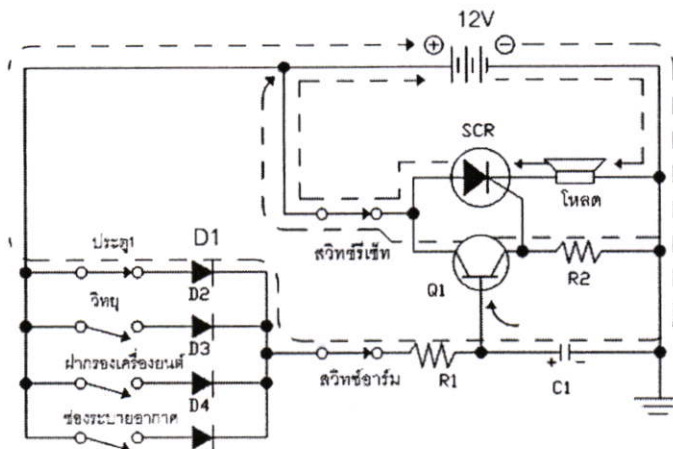
ดังนั้น จึงสรุปได้ว่า การกระตุ้นที่ขาเกตจะทำให้ SCR อยู่ในสภาวะ ON และเมื่อต้องการให้ SCR อยู่ในสภาวะ OFF ก็ทำได้โดยลดแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายคร่อมระหว่างขั้วอานโอด และขั้วคาโทดซึ่งจะมีผลทำให้ปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจากขั้วคาโทดไปยังขั้วอานโอดลดลงต่ำกว่าค่ากระแส Holding Current

3.3.3 การนำ SCR ไปใช้งาน

SCR ถูกนำไปใช้มากในงานจำพวกไฟฟ้ากำลัง เช่น วงจรควบคุมความสว่าง วงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์ วงจรควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่ ระบบควบคุมอุณหภูมิ และวงจรรักษาระดับกำลัง เป็นต้น จากกราฟแสดงคุณลักษณะของ SCR ในรูป จะเห็นว่า SCR นำกระแสในทิศทางตรงเท่านั้น (Forward Direction) ด้วยเหตุผลนี้จึงจัดให้ SCR เป็นอุปกรณ์จำพวก นำกระแสในทิศทางเดียว (Unidirectional Device) ซึ่งหมายความว่า ถ้าป้อนสัญญาณไฟฟ้า กระแสสลับผ่าน SCR ขาเกตของ SCR จะตอบสนองสัญญาณ และกระตุ้นให้ SCR ทำงานเฉพาะครึ่งบวกของสัญญาณที่จะทำให้อานโอดเป็นบวกเมื่อเทียบกับคาโทดเท่านั้นตัวอย่างในรูป แสดงการนำ SCR ไปใช้วงจรควบคุมความสว่าง โดยเมื่อสวิตช์ ON/OFF เปิดวงจร และเนื่องจากไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลไปยังขาเกตจึงทำให้ SCR อยู่ในสภาวะ OFF หลอดไฟจึงยังไม่สว่าง แต่เมื่อสวิตช์ ON/OFF ปิดวงจรจะทำให้ไดโอด D1 ผ่านส่วนที่เป็นแรงดันไฟฟ้าบวกไปยังขาเกตของ SCR ทุกครั้งที่สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับอยู่ในช่วงครึ่งบวกปริมาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SCR จะถูกควบคุมโดยตัวต้านทานควบคุมความสว่าง (R1) พิจารณารูปคลื่นสัญญาณที่ขยายให้เห็นในรูปที่ 13-5 จะเห็นว่าเมื่อค่าความต้านทานของ R1 เท่ากับ 0 (ไม่มีการลดความสว่าง) จะทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลไปยังขาเกตมีปริมาณสูงสุด ดังนั้น SCR จึงอยู่ในสภาวะ ON แบบเต็มครึ่งบวกของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่จ่ายเข้ามา และกำลังงานเฉลี่ยที่ส่งไปยังหลอดไฟจะมีค่าสูง แต่ถ้าค่าความต้านทานของ R1 เพิ่มขึ้น กระแสไฟฟ้าที่ขาเกตของ SCR อยู่ในสภาวะ ON ไม่เต็มครึ่งบวกของสัญญาณที่เป็นบวก ดังนั้นกำลังงานเฉลี่ยที่ส่งไปให้หลอดไฟจึงมีค่าลดลง

จากตัวอย่างที่อธิบายไปแล้วเป็นการใช้งาน SCR ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ต่อไปจะพิจารณาการใช้งาน SCR ในวงจรไฟฟ้ากระแสตรง (DC) รูปแสดงระบบสัญญาณเตือนภัยในรถยนต์ เมื่อปิดสวิตช์อาร์มและสวิตช์รีเซ็ต ระบบสัญญาณเตือนภัยจะคอยรับสัญญาณจากสวิตช์

ตรวจจับทั้ง 4 ส่วน ได้แก่ บริเวณประตู ระบบเครื่องเสียง ฝาปิดเครื่องยนต์ และฝาประโปรงหลัง จากนั้นจึงส่งสัญญาณไปกระตุ้นการทำงานของอุปกรณ์เตือนภัยให้ทำงาน ตัวอย่างในรูปแสดงวงจรการทำงานของระบบเตือนภัยเมื่อเปิดประตูรถยนต์



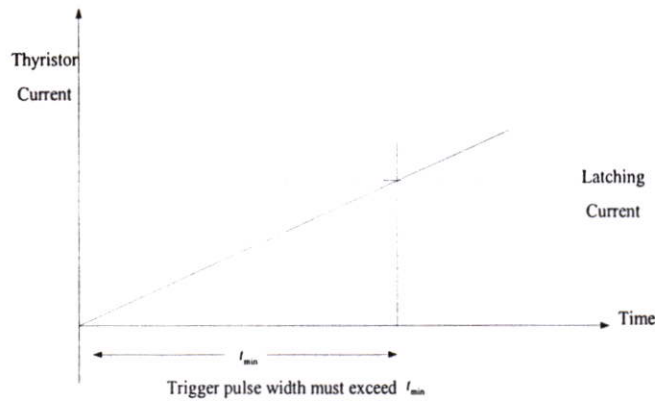
รูป 3.10 รูปแสดงระบบสัญญาณเตือนภัยในรถยนต์

การเปิดประตูรถยนต์จะทำให้ตัวเก็บประจุ C1 ได้รับการชาร์จประจุผ่านทางไดโอด D และตัวต้านทาน R1 หลังจากช่วงเวลาหนึ่งผ่านไปจะทำให้ประจุไฟฟ้าที่ชาร์จเข้าไปใน C1 มีปริมาณเพียงพอที่จะทำให้ Q1 ทำงาน (ON) และเมื่อ Q1 ทำงาน ก็จะผ่านศักย์ไฟฟ้าบวกที่ขั้วคอลเลกเตอร์ซึ่งมาจากแบตเตอรี่ไปยังขั้วอิมิตเตอร์ และผ่านต่อไปยังขาเกตของ SCR เมื่อขาเกตได้รับการกระตุ้นจากศักย์ไฟฟ้าบวกก็จะทำให้ SCR ปิดวงจร (ON) และกระตุ้นอุปกรณ์เตือนภัยให้ทำงาน

เนื่องจาก SCR เหมือนกับปิดสวิตช์เมื่ออยู่ในสภาวะ ON ซึ่งจะผ่านแรงดันไฟฟ้าขนาด 12 V จากแบตเตอรี่ไปยังอุปกรณ์เตือนภัย ซึ่งสภาวะ ON ของ SCR นี้ยังคงอยู่ต่อไปโดยไม่ขึ้นกับสวิตช์อาร์มหรือสวิตช์ตรวจจับอื่นใด และเมื่อทำการเปิดสวิตช์รีเซ็ต ซึ่งซ่อนภายในรถก็ทำให้ อุปกรณ์เตือนภัยหยุดทำงาน ค่าของ R1 และ C1 ควรเลือกให้เหมาะสมเพื่อให้มีช่วงเวลาที่พอดีการที่ Q1 และ SCR จะถูกกระตุ้นให้ทำงาน ซึ่งการหน่วงเวลานี้ก็เพื่อให้เจ้าของ รถยนต์เข้าไปในรถ และปลดการทำงานของระบบเตือนภัยโดยการเปิดสวิตช์อาร์มได้ทันเวลา

3.3.4 ระยะเวลาของสัญญาณทริก

ในการทำให้ไทรสเตอร์นำกระแสโดยสัญญาณทริกนั้น สัญญาณทริกเกอร์จะต้องมีระยะเวลาจนกระทั่งกระแสผ่านไทรสเตอร์มากกว่ากระแสค้าง (Latching Current) ดังรูปที่ 3.10



รูป 3.11 แสดงเวลาน้อยที่สุดที่จะต้องรักษาสัญญาณทริก

ถ้าสัญญาณทริกสิ้นสุดก่อนที่กระแสผ่านไทรสเตอร์มากกว่ากระแสค้าง จะทำให้ไทรสเตอร์หยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณทริกสิ้นสุดลง ดังนั้นสัญญาณทริกต้องมีระยะเวลาจนกระทั่งกระแสผ่านไทรสเตอร์มากกว่ากระแสค้างจึงทำให้ไทรสเตอร์นำกระแสต่อไปโดยสามารถนำสัญญาณทริกออก ไทรสเตอร์จะคงนำกระแสต่อไปในรูปที่ 2-2 แสดงเวลาน้อยที่สุด (t_{min}) ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกไว้

ในกรณีโหลดอินดักทีฟ (Inductive) กระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์สู่อินดักทีฟโหลดจะค่อยๆ เพิ่มขึ้น ดังนั้นระยะเวลาของสัญญาณทริกจะต้องนานจนกระทั่งกระแสไหลมากกว่ากระแสค้าง ไทรสเตอร์จึงนำกระแสต่อไปได้

3.3.5 การทริกไทรสเตอร์ให้นำกระแสมีวิธีการดังนี้ คือ

1. ใช้แรงดันค่าบวกเข้าที่ขั้วเกต
2. ใช้แสงจุดชนวน
3. ใช้แรงดันพ่วงข้ามทำให้ไทรสเตอร์เปิดกระแส
4. ใช้การเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อเวลาในอัตราสูงเข้าจุดชนวน
5. ใช้อุณหภูมิสูงเข้าจุดชนวน

3.4 สวิตช์สถิติก (STATIC SWITCHES)

การนำอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์มาทำหน้าที่เป็นสวิตช์ (อุปกรณ์เปิดและปิดสะพานที่จ่ายไปยังโหลด) จะแตกต่างกับสวิตช์กลไฟฟ้า (Electromechanical Switch) คือไม่มีส่วนเคลื่อนไหว หรือไม่มีหน้าที่สัมผัส (Contact) เคลื่อนไหว เราจึงเรียก อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์นี้ว่า สวิตช์สถิติก

เนื่องจากสวิตช์สแตติกไม่มีส่วนที่เคลื่อนไหวนี้เอง จึงไม่มีการอาร์คที่บริเวณหน้าสัมผัส และความสามารถ ปิด-เปิดวงจรได้รวดเร็วกว่าสวิตช์กลไฟฟ้ามาก

สวิตช์สแตติก แบ่งออกเป็นสองประเภทคือ สวิตช์ ac และสวิตช์ dc นอกจากนี้สวิตช์ ac ยังแบ่งออกเป็นเฟสเดียวและ 3 เฟสอีกด้วย

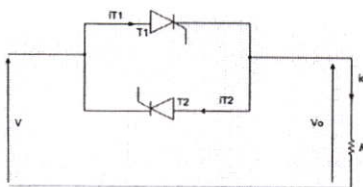
การปิดเอสซีอาร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ac ทำได้โดยการหยุดกระแสแบบธรรมชาติหรือการหยุดกระแสแบบบีบบังคับและมีความถี่ของแหล่งจ่ายเป็นตัวกำหนดความเร็วในการสวิตช์ (Switching Speed) ของสวิตช์ ac

การปิดเอสซีอาร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ dc ทำได้โดยการหยุดกระแสแบบบีบบังคับ และมีความถี่ของ แหล่งจ่ายเป็นตัวกำหนดความเร็วในการสวิตช์ของสวิตช์ dc

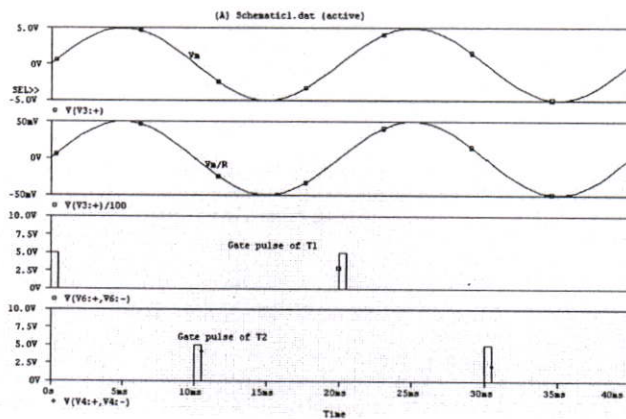
การวิเคราะห์การเรียงกระแสในบทนี้จะเริ่มจากการศึกษา ค่าพารามิเตอร์ซึ่งเกิดจากการ สวิตช์ ac เฟสเดียว เพื่อเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์สวิตช์ ac 3 เฟส และสวิตช์ dc

3.4.1 สวิตช์ ac เฟสเดียว (Single Phase ac Switches)

สวิตช์ ac เฟสเดียวแบบพื้นฐาน คือสวิตช์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว (Single Phase Full Wave Switch) ซึ่งประกอบด้วยเอสซีอาร์ 2 ตัวคือ T_1 และ T_2 ต่อขนานกลับกัน [ต่อกับโหลดความต้านทาน (Resistive Load; R_L)] ดังรูป



(a) Circuit



(b) Waveforms

รูป 3.12 สวิตช์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว

จากรูป 3.12a เอสซีอาร์ทั้งสองทำหน้าที่เป็นสวิตช์ กล่าวคือ T1 จะนำกระแสที่ $\omega t = 0$ ซึ่งเป็นการจ่ายรูปคลื่นของแรงดันอินพุทจาก 0 ถึง π ไปปรากฏที่โหลดหรือเป็นแรงดันเอาต์พุทและ T2 นำกระแสที่ $\omega t = \pi$ ซึ่งเป็นการจ่ายรูปคลื่นแรงดันอินพุทจาก 0 ถึง 2π ให้ไปปรากฏที่โหลดเป็นแรงดันเอาต์พุท

สำหรับรูป 3.12b แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุท (V), รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุท (V_o), รูปคลื่นกระแสเอาต์พุท (i_o) และพล็อตมุมทริกเกอร์ที่ช่วงของเอสซีอาร์ สังเกตว่า V จะเหมือนกับ V_o กำหนดให้ กระแสที่สายชั่วขณะเป็น $i(t) = I_m \sin \omega t$ ค่า rms ของกระแสที่สาย หรือกระแส rms จะหาได้จาก

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (3-28)$$

เมื่อ I_m = ค่าพีคของกระแสที่โหลดหรือกระแสที่โหลดสูงสุด

เนื่องจากเอสซีอาร์แต่ละตัว (รูป 3-12a) นำกระแสเพียงครึ่งไซเคิลเท่านั้น ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสหรือกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัว จึงมีค่าเป็น

$$I_{av} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) \right] = \frac{I_m}{\pi} \quad (3-29)$$

กระแส rms ที่ไหลผ่านเอสซีอาร์แต่ละตัว มีค่าเป็น

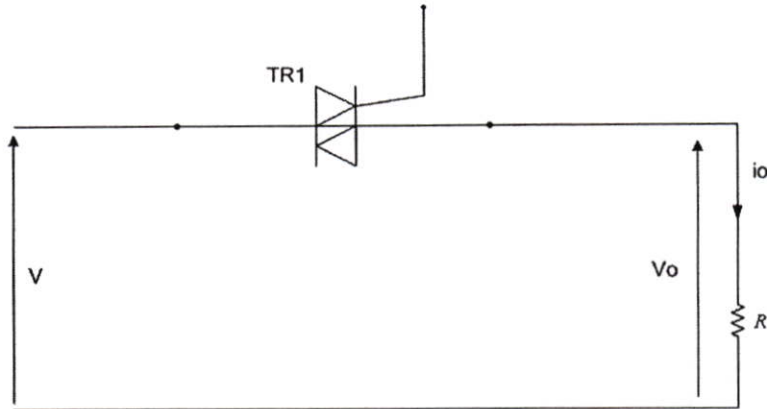
$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{I_m}{2} \quad (3-30)$$

สมการ 3-31 ทำให้ทราบว่า ค่าพีคแรงดันย้อนกลับพีค (PIV) ของเอสซีอาร์ คือ

$$PIV = \sqrt{2}V_s \quad (3-31)$$

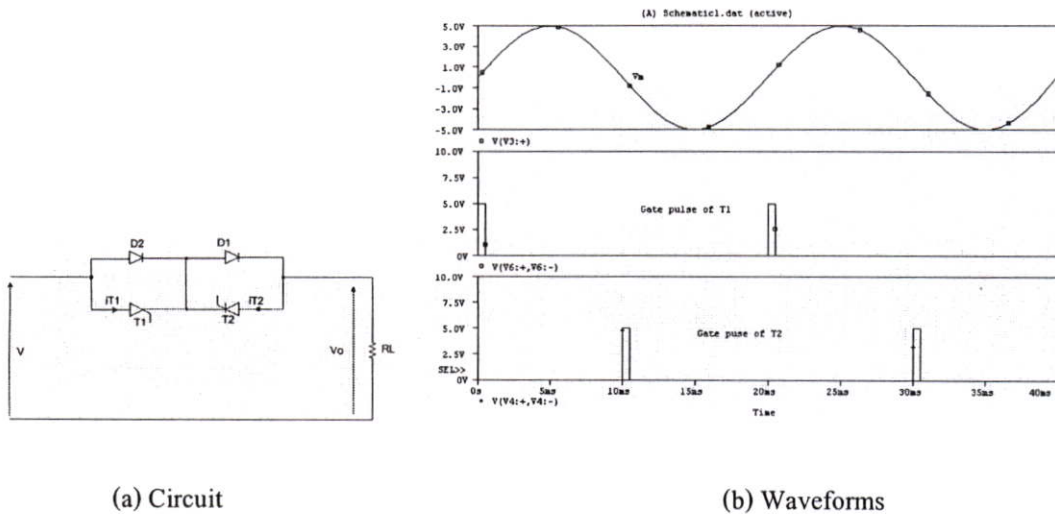
สมการ 3-28 ถึง สมการ 3-31 มีประโยชน์มากในการเลือกขนาดพิกัดของเอสซีอาร์ที่เหมาะสมกับโหลดแรงดันเอาต์พุท (เป็นมุม θ) เป็นผลให้เอสซีอาร์ไม่นำกระแสที่ $\omega t = 0$ และ $\omega t = \pi$ นั่นคือ T1 จะนำกระแสในช่วงระหว่างรูปคลื่นด้านบวก และ T2 จะนำกระแสในช่วงระหว่างรูปคลื่นด้านลบของแรงดันอินพุท

ถ้าใช้ไทรแอกแทนเอสซีอาร์ทั้งสองรูป 3.12a จะได้วงจรสวิตช์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว วงจรใหม่ดังรูป 3.13



รูป 3.13 วงจรสวิตช์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว

นอกจากนี้ เราสามารถปรับปรุงวงจรในรูป 3.12a เป็นดังรูป 3.14a

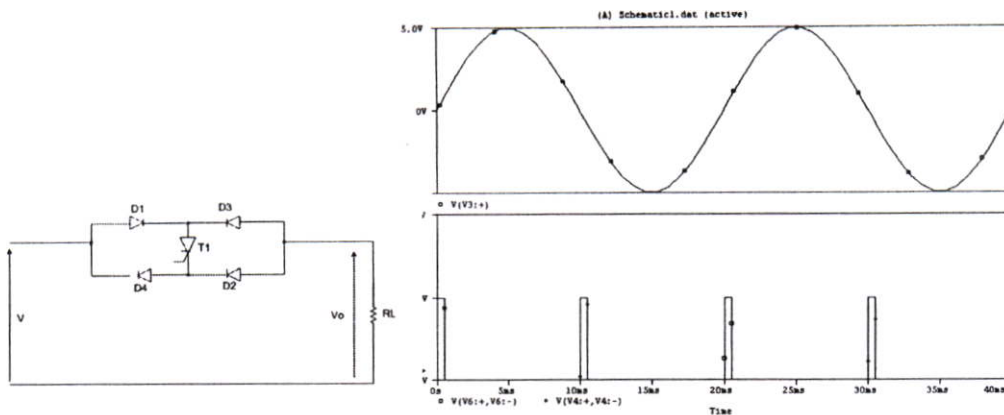


(a) Circuit

(b) Waveforms

รูปที่ 3.14 วงจรสวิตช์แบบเต็มคลื่นเฟสเดียว

สังเกตว่า เอสซีอาร์มีการต่อขั้วแกว่งตรงกัน ถ้าป้อนสัญญาณทริกเกอร์ที่ขั้วเกตของ T1 และ T2 เป็นดังรูป 3.14b จะทำให้ T1 และไดโอด D1 นำกระแสในช่วงครึ่งไซเคิลด้านหนึ่งของ แรงดันอินพุต ส่วน T2 และไดโอด D2 จะนำกระแสในช่วงครึ่งไซเคิลอีกด้านหนึ่ง



(a) Circuit

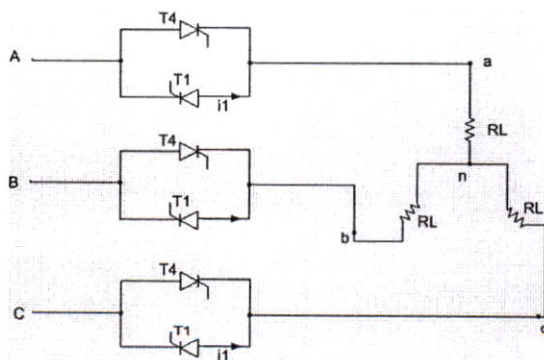
(b) Waveforms

รูปที่ 3.15 สวิตช์สองทาง

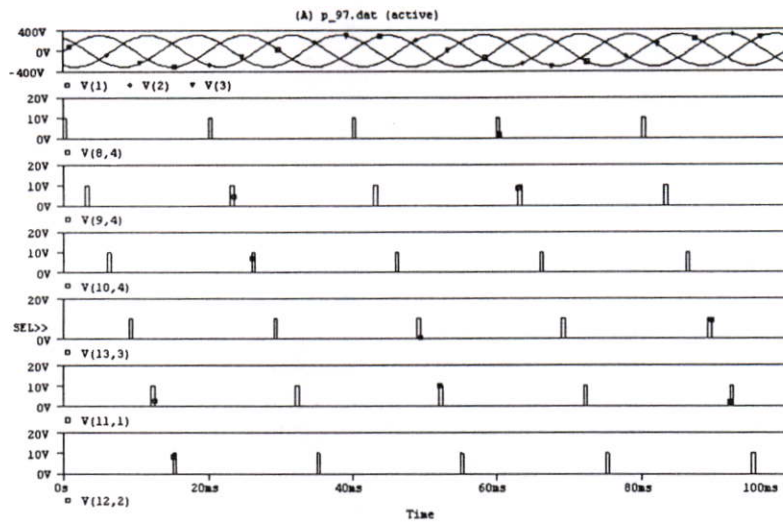
นอกจากรูปแบบวงจรที่กล่าวมาแล้ว สวิตช์ ac เฟสเดียวยังจัดให้อยู่ในรูปวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ซึ่งทำงานร่วมกับเอสซีอาร์ (หรือทรานซิสเตอร์) จำนวน 1 ตัว (ทำงานเหมือนกับรูป 3.12a) ได้ดังรูป กล่าวคือ กระแสที่ไหลผ่าน T1 เป็น dc ส่วนกระแสที่ไหลผ่านโหลดเป็น ac เรามักเรียก วงจรในรูป 3.15a นี้ว่า สวิตช์สองทาง (Bidirectional switch)

3.4.2 สวิตช์ ac 3 เฟส (Three Phase ac switch)

เราสามารถนำหลักการของสวิตช์ ac เฟสเดียวมาใช้กับกรณีของสวิตช์ 3 เฟส ได้โดยการนำสวิตช์เฟสเดียว 3 ตัว (ในรูป 3.12a) มาต่อกันเป็นสวิตช์ 3 เฟส 1 ตัว ดังรูป 3.16a สวิตช์นี้มีสัญญาณทรigger เกตของเอสซีอาร์แต่ละตัวและกระแสไหลผ่าน T1 เป็นดังรูป 3.16b (การต่อโหลดอาจเป็นแบบ Y หรือ Δ ก็ได้)



(a) Circuit

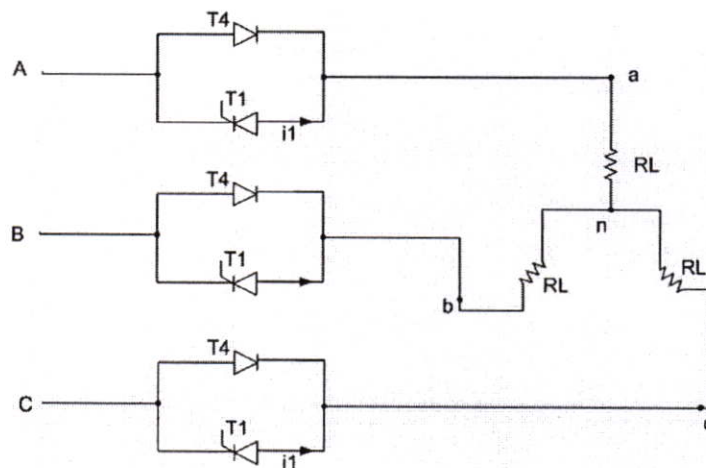


(b) Waveforms

รูปที่ 3.16 สวิตช์ 3 เฟส 1 ตัว

กรณีที่ต้องการเขียนรูปคลื่นกระแสไหลผ่านเอสซีอาร์ตัวอื่น ๆ (ตามหมายเลขที่ปรากฏอยู่ในรูปคลื่นแรงดันอินพุท) สามารถใช้หลักการเช่นเดียวกับการเขียนกระแสไหลผ่าน T1 (พิจารณารูป 3.12a ประกอบ)

เพื่อลดจำนวนจำนวนเอสซีอาร์ซึ่งช่วยลดค่าใช้จ่าย เราสามารถใช้วงจรใช้วงจรถ่ายที่ประกอบด้วยไดโอดและเอสซีอาร์อย่างละ 1 ตัว (คล้ายกับรูป 3.14a) มาประกอบเป็นสวิตช์ ac 3 เฟสได้ดังรูปที่ 3.17 เอ็ดพุทที่ได้เหมือนกับรูป 3.16 แต่เวลาในการสวิตช์จะช้าลง

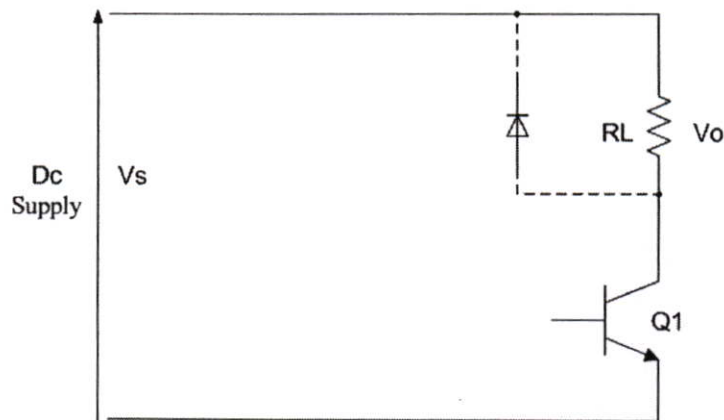


รูปที่ 3.17 สวิตช์ ac 3 เฟส

จำไว้ว่า แรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลังมีค่าสูง ดังนั้นรูปคลื่นไซน์ของแรงดันอินพุตจึงประกอบด้วยรูปคลื่นส่วนย่อยที่มีความถี่สูง เราเรียกว่า ฮาร์โมนิก (Harmonic): รูป 3.17 ซึ่งไม่ได้นำมาพิจารณาในบทนี้ ดังนั้นแรงดันอินพุต (และแรงดันเอาต์พุต) ในทางปฏิบัติจึงไม่เป็นรูปคลื่นไซน์อย่างแท้จริง ทางแก้ปัญหาคือ การเพิ่มเติมอุปกรณ์หรือวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดฮาร์โมนิกเหล่านี้

3.4.3 สวิตช์ dc (Dc Switch)

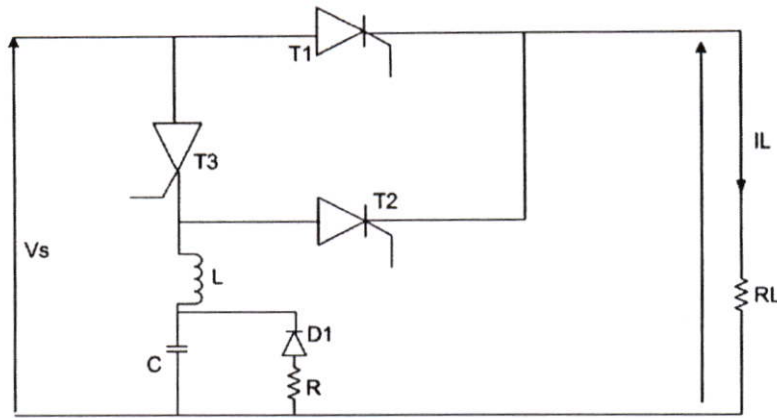
สวิตช์ dc เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปิดและปิดสะพานไฟ เพื่อป้องกันแรงดันอินพุต dc ไปยังโหลดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งใช้เป็นสวิตช์ dc อาจเป็นได้ทั้งทรานซิสเตอร์ เอสซีอาร์ หรือ GTO รูป 3.18 เป็นวงจรพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ dc



รูป 3.18 วงจรพื้นฐานที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ dc

ถ้าโหลดในรูป 3.18 เป็นโหลดอิมพีแดนซ์ (R-L) จะต้องต่อไดโอด (เส้นปะ) เพื่อป้องกันแรงดันที่โหลด (แรงดันที่เกิดจากพลังงานสะสมในอินดักเตอร์) ขณะทรานซิสเตอร์ปิดหรือขณะทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

วงจรพื้นฐานที่ใช้เอสซีอาร์เป็นสวิตช์ dc เป็นดังรูป 3.19 สังเกตว่า สวิตช์ประเภทนี้จะมีวงจรหยุดกระแสเอสซีอาร์ประกอบอยู่ในวงจรร่วมด้วย



รูปที่ 3.19 วงจรพื้นฐานที่ใช้เอสซีอาร์เป็นสวิตช์ dc

สรุป สวิตช์สแตติกมีข้อดีมากกว่าสวิตช์กลไฟฟ้า และรีเลย์แบบดั้งเดิมคือ ไม่มีการอาร์คที่บริเวณหน้าสัมผัส และสามารถปิด เปิด ได้เร็วกว่ามาก

3.5 พารามิเตอร์แสดงสมรรถนะ (Performance Parameter)

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่เกิดจากวงจรเอช/ดีซี เป็นดีซีแต่มีลักษณะไม่ต่อเนื่องเพราะระบบที่กำลังศึกษาอยู่นี้มีระดับกำลังไฟฟ้าสูง ดังนั้นรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตจะมีฮาร์โมนิกปนอยู่ด้วยการพิจารณาสมรรถนะรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสในเทอมของพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะทำได้ดังนี้คือ

ถ้าพิจารณาในรูปค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (V_{dc}) และค่าเฉลี่ยของกระแสเอาต์พุต (I_{dc}) จะได้กำลัง dc ที่เอาต์พุต (ที่โหลด) มีค่าเป็น

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} \quad (3-32)$$

ถ้าพิจารณาในรูปค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต (V_{rms}) และค่า rms ของกระแสเอาต์พุต (I_{rms}) จะได้กำลัง ac ที่เอาต์พุตมีค่าเป็น

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms} \quad (3-33)$$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแสหรืออัตราส่วนของการเรียงกระแส (Rectification Ratio) เป็นอัตราส่วนระหว่าง P_{dc} กับ P_{ac} เขียนสมการได้เป็น

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \quad (3-34)$$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแสที่เราต้องการ $\eta = 100\%$ ซึ่งมีเอาต์พุตเป็น dc เพียงอย่างเดียว โดยปราศจากองค์ประกอบ ac หรือริปเปิล หรือฮาร์โมนิก สภาพดังกล่าวเกิดขึ้นได้ในวงจรเรียงกระแสในอุดมคติเท่านั้น

ในทางปฏิบัติ เราทราบว่าแรงดันเอาต์พุตประกอบด้วยองค์ประกอบ 2 ส่วนคือ ค่า dc และองค์ประกอบ ac หรือริปเปิล ค่าใช้งาน (rms) ขององค์ประกอบ ac ในแรงดันเอาต์พุตหาค่าได้ดังนี้

$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} \quad (3-35)$$

วงจรเรียงกระแสในอุดมคติจะมีค่า $V_{ac} = 0$

ฟอร์ม แฟกเตอร์ (Form Factor; FF) เป็นค่าที่ใช้เปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_{rms} กับ V_{dc} ดังนี้

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}} \quad (3-36)$$

วงจรเรียงกระแสในอุดมคติจะมีค่า $FF = 1$

ริปเปิล แฟกเตอร์ (Ripple Factor) เป็นค่าที่ใช้วัดริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตและหาค่าได้จาก

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \quad (3-37)$$

วงจรเรียงกระแสในอุดมคติจะมีค่า $RF = 0$

เมื่อแทนสมการ 3-35 ลงในสมการ 3-37 ก็จะได้

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (3-38)$$

เราทราบว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตมีฮาร์โมนิกปนอยู่ด้วย ตัวประกอบที่ใช้แสดงฮาร์โมนิกของกระแสนี้ เราเรียกว่าฮาร์โมนิก แฟกเตอร์ (Harmonic Factor: HF) และหาค่าได้ดังนี้คือ

$$HF = \left(\frac{I_3^2 - I_1^2}{I_1^2}\right)^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{I_3}{I_1}\right)^2 - 1\right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-39)$$

เมื่อ I_1 เป็นกระแสของรูปคลื่นองค์ประกอบพื้นฐาน (Fundamental Component) ของกระแสอินพุทและถ้า I_1 และ I_s เป็นค่า RMS จะหาค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าหรือ Power Factor (PF) ของอินพุทได้ดังนี้คือ

$$PF = \frac{V_s I_1}{V_s I_s} \cos \theta = \frac{I_1}{I_s} \cos \theta \quad (3-40)$$

กรณีรูปคลื่นของกระแสอินพุทเป็นรูปคลื่นไซน์ที่แท้จริง ค่า $I_1 = I_s$ และค่า $PF = DF$ นอกจากนี้วงจรเรียงกระแสในอุดมคติจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$\eta = 100\%, V_{ac} = 0, FF = 1, RF = 0, TUF = 1, HF = 0, PF = 1$$

เมื่อนำหลักการทางคณิตศาสตร์มาพิจารณารูป จะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุท V_{dc} แต่ละคาบเวลา ดังนี้

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt$$

ในช่วงเวลา $T/2 \leq t \leq T$

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t dt = \frac{-V_m}{\omega T} \left(\cos \frac{\omega T}{2} - 1 \right)$$

$$V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{0.318 V_m}{R} \quad (3-41)$$

ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุทแต่ละคาบเวลา มีค่าเป็น

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (3-42)$$

สมการชั่วขณะของ $V_L(t) = V_m \sin \omega t$; ที่ช่วงเวลา $0 \leq t \leq T/2$

ค่า rms ของแรงดันและกระแสเอาต์พุท หาได้จาก

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m \quad (3-43)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{0.707V_m}{R} \quad (3-44)$$

ส่วนค่า rms ของแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ ของหม้อแปลงมีค่าเป็น

$$V_s = \left[\frac{1}{T} \int_0^T (V_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707V_m \quad (3-45)$$

ค่า rms ของกระแสที่ทุติยภูมิ I_s ของหม้อแปลงมีค่าเป็น

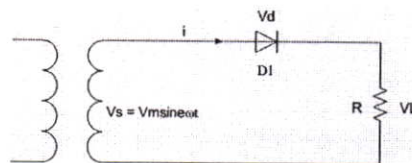
$$I_s = \frac{0.707V_m}{R} \quad (3-46)$$

3.6 การแปลงผัน ac เป็น dc (AC-DC Converters)

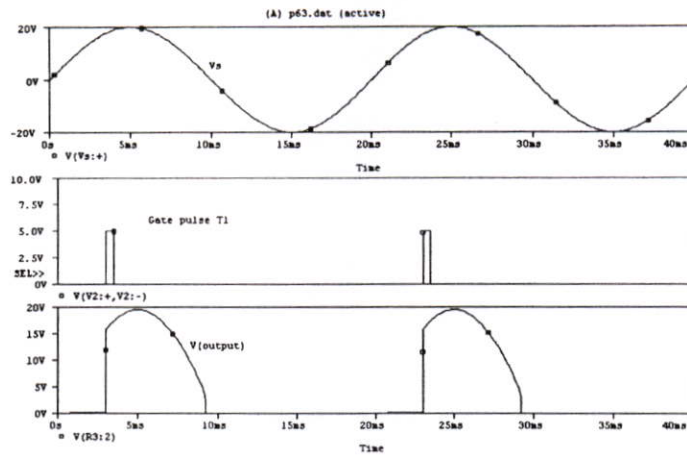
เราทราบว่า การเรียงกระแสด้วยไดโอดทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดัน ac เป็นแรงดัน dc ที่มีค่าคงที่ ถ้าเราเปลี่ยนไดโอดเป็น SCR ก็จะควบคุมค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตในการเรียงกระแสให้แปรค่าได้ตามต้องการ ลักษณะการทำงานเช่นนี้เราเรียกว่า การเรียงกระแสที่ถูกควบคุม (Controlled Rectifiers)

3.6.1 การแปลงผันแบบครึ่งคลื่นเฟสเดียว (Single Phase half wave converters)

การแปลงผัน ac เป็น dc แบบครึ่งคลื่น เป็นการควบคุมช่วงคลื่นด้านบวกของรูปคลื่นแรงดันอินพุตให้เป็นแรงดันด้านเอาต์พุต รูปที่ 3.19a แสดงวงจรแปลงผัน ac เป็น dc แบบครึ่งคลื่นเฟสเดียวที่ต่อกับโหลดความต้านทาน



(a) Circuit



(b) Waveforms

รูปที่ 3.20 การแปลงผันแบบครึ่งคลื่นเฟสเดียว

จากรูปที่ 3.19 ระหว่างครึ่งไซเคิลด้านบวกของแรงดันอินพุต SCR T1 ได้รับไบอัสตรง และนำกระแสที่ $\omega t = \alpha$ (มุมทริกเกอร์) ทำให้แรงดันอินพุตส่วนนี้เป็นแรงดันเอาต์พุตตลอด เมื่อแรงดันอินพุตเริ่มเปลี่ยนเป็นลบที่ $\omega t = \pi$ เอสซีอาร์ T₁ ได้รับไบอัสกลับ T₁ จึงปิด

รูปที่ 3.19b แสดงคุณลักษณะ v-i ของโหลด สังเกตได้ว่าการแปลงผันแบบครึ่งคลื่นเฟสเดียวจะทำงานได้ควอแควนต์เดียว นั่นคือจะให้แรงดันเอาต์พุต (V_o) และกระแสเอาต์พุต (I_o) เป็นบวก ส่วนรูป 3.19c แสดงรูปคลื่นของแรงดันอินพุต (V) แรงดันเอาต์พุต (V_o) กระแสที่โหลด หรือกระแสเอาต์พุต (I_o) และแรงดันที่เอสซีอาร์ (V_{T1})

การแปลงผันประเภทนี้ไม่เหมาะกับงานอุตสาหกรรม เพราะรูปคลื่นเอาต์พุตที่ได้มีรีปเปิลปนอยู่มาก ถ้า V_m เป็นแรงดันอินพุตพีก หรือค่าพีกของแรงดันอินพุต หาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} \\
 &= \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)
 \end{aligned}
 \tag{3-47}$$

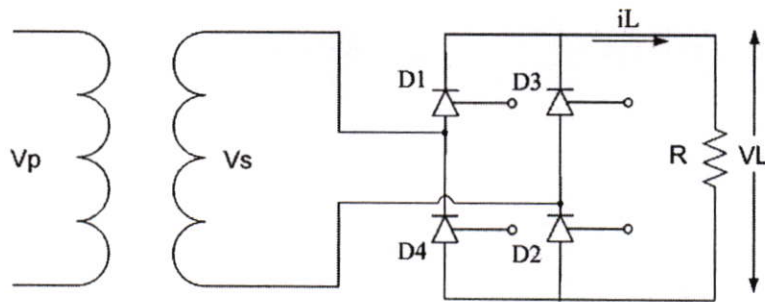
หาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตได้จาก

$$V_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (3-48)$$

3.6.2 การแปลงผันแบบเต็มคลื่นเฟสเดียว (Single Phase Full converters)

การแปลงผันแบบเต็มคลื่น เป็นการควบคุมทั้งทางด้านบวกและช่วงด้านลบของแรงดันอินพุตให้เป็นแรงดันเอาต์พุต รูปที่ 3-20a แสดงวงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่น ซึ่งใช้กับงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูงถึง 15 kW



รูปที่ 3.21 การแปลงผันแบบเต็มคลื่นเฟสเดียว

ระหว่างครึ่งไซเคิลด้านบวกของรูปคลื่นแรงดันอินพุต T_1 และ T_2 ได้รับไบอัสตรง จึงนำกระแสที่ $\omega t = \alpha$ เป็นผลให้โหลดต่อกับแหล่งจ่ายอินพุตผ่าน T_1 และ T_2 เนื่องจากโหลดเป็นอินดักทีฟ T_1 และ T_2 จึงสามารถนำกระแสอย่างต่อเนื่องภายใน $\omega t = \pi$ แม้ว่าแรงดันอินพุตจะเป็นลบก็ตาม

ระหว่างครึ่งไซเคิลด้านลบ T_1 และ T_2 ได้รับการไบอัสกลับจึงปิด ส่วน T_3 และ T_4 ได้รับการไบอัสตรงจึงนำกระแส ดังนั้น กระแสที่โหลดถูกจ่ายโอนจาก T_1 และ T_2 ไปยัง T_3 และ T_4

รูป 3.21b แสดงคุณลักษณะ v-i ของโหลดสังเกตว่าการแปลงผันแบบนี้จะทำได้ 2 ควอดแรนท้นั้นคือ แรงดันเอาต์พุตอาจเป็นบวกหรือลบก็ได้ขึ้นอยู่กับค่า α แต่กระแสเอาต์พุตต้องเป็นบวกเท่านั้น

รูป 3.21c แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุต (V), แรงดันเอาต์พุต (V_o), กระแสเอาต์พุต (I_o), และกระแสอินพุต (i)

ช่วงเวลาตั้งแต่ α ถึง π แรงดันอินพุต (V) และ I เป็นบวก วงจรแปลงผันจะสร้างกำลังไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด เราเรียกรูปแปลงผันทำงานที่โหมดการเรียงกระแส

(Rectification Mode) ช่วงเวลาดังแต่ π ถึง $\pi + \alpha$ แรงดันอินพุทเป็นลบ และกระแสอินพุทเป็นบวก กำลังไฟฟ้าไหลย้อนกลับจากโหลดไปยังแหล่งจ่าย เราเรียกการแปลงผันทำงานที่โหมคการย้อนกลับ (Inversion Mode) หากค่าเฉลี่ยแรงดันเอาต์พุทได้จาก

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} \quad (3-49)$$

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s \quad (3-50)$$

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}I_a}{\pi} \quad (3-51)$$

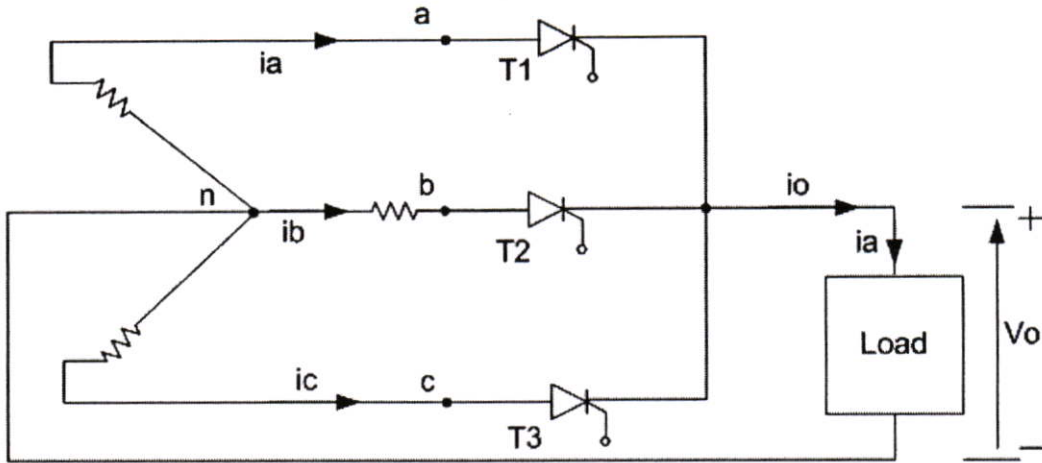
$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a \quad (3-52)$$

$$DF = \cos \theta_1 = \cos -\alpha \quad (3-52)$$

$$PF = \frac{I_1}{I_s} \cos -\alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \quad (3-54)$$

3.6.3 การแปลงผันแบบครึ่งคลื่น 3 เฟส (Three phase half wave converters)

วงจรแปลงผัน 3 เฟสจะสร้างค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุทและความถี่ของริบเบิลที่ป้อนอยู่ในแรงดันเอาต์พุทสูงกว่าเมื่อเทียบกับแรงดันของวงจรเรียงกระแสเฟสเดียว ด้วยเหตุนี้การกรองสัญญาณ เพื่อให้กระแสราบเรียบจึงทำได้ง่ายขึ้น ดังนั้นวงจรแปลงผันสามเฟส จึงเหมาะกับการใช้กับการขับเคลื่อนความเร็วที่เปลี่ยนแปลงได้ และกำลังไฟฟ้าสูง



รูปที่ 3.22 วงจรแปลงผัน 3 เฟส

เราสามารถนำวงจรแปลงผันครึ่งคลื่นเฟสเดียว จำนวน 3 วงจรมาต่อเป็นวงจรแปลงผัน 3 เฟส ได้ดังรูป 3.22a การทำงานของวงจรแปลงผัน 3 เฟสนี้ แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีนำกระแสต่อเนื่องและนำกระแสไม่ต่อเนื่อง

3.6.3.1 กรณีนำกระแสต่อเนื่อง

กรณีนำกระแสต่อเนื่องเกิดขึ้นเมื่อ $\alpha \leq \pi/6$ ในกรณีนี้เอสซีอาร์ตัวที่นำกระแสจะปิดเมื่อได้รับแรงดันที่สายเป็นลบ กล่าวคือถ้า T_1 นำกระแสที่ $\omega t = \pi/6 + \alpha$ ทำให้แรงดันที่เฟส Van ตกคร่อมโหลดจนกระทั่ง T_2 นำกระแสที่ $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$ เอสซีอาร์ T_1 ได้รับไบอัสกลับเนื่องจากแรงดันที่สาย Vab เป็นลบ T_1 จึงปิดทำให้แรงดันที่เฟส Vbn ตกคร่อมโหลดจนกระทั่ง T_3

นำกระแสที่ $\omega t = 3\pi/2 + \alpha$ เอสซีอาร์ T_2 ได้รับไบอัสกลับเนื่องจากแรงดันที่สาย Vbc เป็นลบ T_2 จึงปิด และทำให้แรงดันที่เฟส Vcn ตกคร่อมโหลดจนกระทั่ง T_1 นำกระแสอีกครั้งก็จะเกิดการทำงานซ้ำที่ไซเคิลต่อไป

รูปที่ 3.22b แสดงคุณลักษณะของ v-i ของโหลด สังเกตได้ว่าวงจรแปลงผันแบบนี้ทำงานได้ควอแดรนต์เดียว ส่วนรูป 3.22c แสดงรูปคลื่นของแรงดันอินพุท แรงดันเอาต์พุท และกระแสที่ไหลผ่าน T_1

กรณีกระแสที่ไหลต่อเนื่อง ถ้าแรงดันที่เฟส $V_{ax} = V_m \sin \omega t$ จะหาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุทได้ดังนี้

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos \alpha \quad (3-55)$$

เมื่อ V_m เป็นค่าพีคของแรงดันที่เฟส แรงดันเอาต์พุต rms หาได้จาก

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \frac{V_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned} \tag{3-56}$$

3.6.3.2 กรณีนำกระแสไม่ต่อเนื่อง

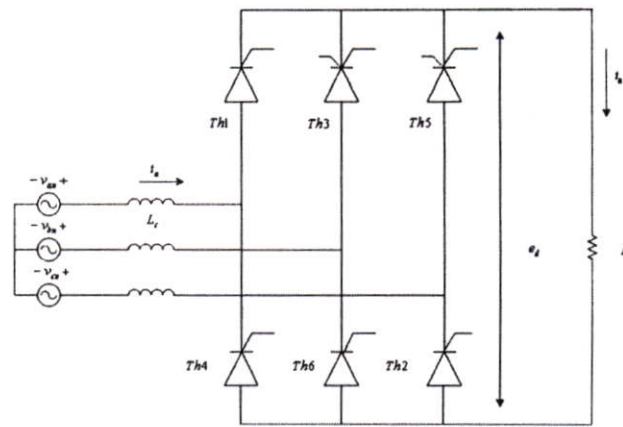
กรณีนำกระแสไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นเมื่อโหลดเป็นความต้านทานและมุม $\alpha \geq \pi/6$ ในกรณีนี้เอสซีอาร์แต่ละตัวที่นำกระแสจะหยุดนำกระแสด้วยตัวเองเมื่อแรงดันที่เฟสของเอสซีอาร์เหล่านั้นมีขั้วย้อนกลับ นั่นคือเอสซีอาร์จะปิดทันทีที่แรงดันที่ขั้วแอโนดเป็นลบ ส่งผลให้กระแสในวงจรแปลงผันนี้ไหลขาดเป็นช่วง ๆ หรือไม่ต่อเนื่อง ในกรณีที่โหลดไม่ต่อเนื่อง

$$V_{\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3V_m}{2\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \tag{3-57}$$

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \sqrt{3} V_m \left[\frac{5}{24} - \frac{\alpha}{4\pi} + \frac{1}{8\pi} \sin \left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha \right) \right]^{1/2}
 \end{aligned} \tag{3-58}$$

3.6.4 การแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส (Three phase full converters)

วงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟสใช้มากในอุตสาหกรรมที่มีระดับกำลังไฟฟ้าสูงถึง 120 kW และทำงานได้ 2 ควอดแรนต์



รูปที่ 3.23 การแปลงผันแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

รูปที่ 3.23a แสดงวงจรแปลงผันแบบเต็มคลื่นต่อกับโหลดอินดักทีฟค่าสูงจนทำให้กระแสที่โหลดมีความต่อเนื่อง เอสซีอาร์เหล่านี้นำกระแสในช่วง $\pi/3$ และทำงานเป็นคู่คือ 12, 23, 34, 45, 56, 61 ส่วนรูป 3.23b แสดงรูปคลื่นของแรงดันอินพุท, แรงดันเอาต์พุท, กระแสอินพุท และกระแสที่เอสซีอาร์ อธิบายการทำงานได้ดังนี้คือ

ที่ $\omega t = \pi/6 + \alpha$ เอสซีอาร์ T_6 นำกระแส และ เอสซีอาร์ T_1 นำกระแส ระหว่างช่วง $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega t \leq (\pi/2 + \alpha)$ ขณะที่ T_1 และ T_6 นำกระแส แรงดันที่สาย V_{ab} ตกคร่อมโหลดและที่ $\omega t \leq \pi/2 + \alpha$ เอสซีอาร์ T_2 นำกระแส แต่ T_6 ได้รับไบอัสกลับ จึงปิด

ระหว่างช่วง $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega t \leq (5\pi/6 + \alpha)$ เอสซีอาร์ T_1 และ T_2 นำกระแส และ V_{ac} ตกคร่อมโหลด

ถ้ากำหนดแรงดันที่เฟสมี ค่าเป็น

$$V_{an} = V_m \sin \omega t$$

$$V_{bn} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_{cn} = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

แรงดันที่สายสอดคล้องกัน จะมีค่าเป็น

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3}V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

$$V_{ca} = V_{ca} - V_{ca} = \sqrt{3}V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

หาค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} v_{\omega} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-59)$$

หาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} 3V_m^2 \sin^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{6}V_m \left(\frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (3-40)$$

ค่า rms ของกระแสองค์ประกอบพื้นฐาน มีค่าเป็น

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_a = 0.7797 I_a \quad (3-41)$$

ค่า rms ของกระแสอินพุต

$$I_s = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} I_a^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = I_a \sqrt{\frac{2}{3}} = 0.8165 I_a \quad (3-42)$$

$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = 0.3108 \quad (3-43)$$

$$DF = \cos \theta = \cos(-\alpha) \quad (3-44)$$

$$PF = \frac{I_1}{I_s} \cos -\alpha = \frac{3}{\pi} \cos \alpha = 0.9549 DF \quad (3-45)$$

3.7 การวิเคราะห์ฟูรีเยร์ (Fourier analysis)

การวิเคราะห์เป็นเครื่องมือทางคณิตศาสตร์ที่สำคัญเพื่อใช้ในการศึกษาคุณลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณเชิงความถี่ (Frequency domain) องค์ประกอบของสัญญาณว่าประกอบด้วยองค์ประกอบที่ค่าความถี่ใดบ้าง โดยปกติองค์ประกอบเหล่านี้จะมีความถี่เป็นเท่าตัวของค่าความถี่หลักของสัญญาณ ความถี่หลักของสัญญาณจะเรียกว่าความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) และความถี่ที่มีค่าเป็นเท่าตัวของความถี่มูลฐานจะเรียกว่า ฮาร์โมนิก เช่น ถ้าคลื่นไซน์มีความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 Hz ฮาร์โมนิกที่ 2 3 4 และ 5 จะมีความถี่เป็น 100 150 200 250 ตามลำดับ เมื่อก้าวมาถึงตอนนี้จะพบว่า การวิเคราะห์ฟูรีเยร์เป็นการวิเคราะห์คลื่นสัญญาณในเชิงความถี่แต่การวิเคราะห์การตอบสนองชั่วขณะ เป็นการวิเคราะห์คลื่นสัญญาณในเชิงเวลา

การวิเคราะห์ฟูรีเยร์นั้นมีรากฐานมาจากอนุกรมฟูรีเยร์ ซึ่งกล่าวถึงสัญญาณใด ๆ ที่เขียนเป็นฟังก์ชันได้ $f(t)$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปค่าคงที่เป็นจำนวนเท่าตัวของค่าความถี่มูลฐาน ไปจนถึงค่าอนันต์ได้ ดังสมการของ $f(t)$ ในรูปแบบของอนุกรมฟูรีเยร์ต่อไปนี้

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(n\omega_n t)]$$

เมื่อ a_n, b_n เป็นค่าคงที่ที่มีความถี่เป็นจำนวนเต็ม เท่าของความถี่มูลฐาน ω_0

a_0 เป็นค่าองค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่เป็นศูนย์ (ค่า Dc)

ดังนั้น เมื่อกระจายฟังก์ชัน $f(t)$ ของสัญญาณใด ๆ ด้วยวิธีอนุกรมฟูรีเยร์ จะอยู่ในรูปผลบวกของค่าคงที่กับฮาร์โมนิกลำดับที่จำนวนเต็มต่าง ๆ ได้ จำนวนของเทอมที่ถูกกระจายออกโดยอนุกรมฟูรีเยร์จะมีจำนวนเท่าใดขึ้นอยู่กับลักษณะฟังก์ชันของสัญญาณนั้น ๆ เช่น สัญญาณไฟฟ้าคลื่นไซน์ที่ความถี่ 50 Hz เมื่อกระจายอนุกรมฟูรีเยร์ก็จะไม่พบองค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่อื่นใด ยกเว้นที่ 50 Hz เพียงค่าเดียวเท่านั้น เป็นต้น

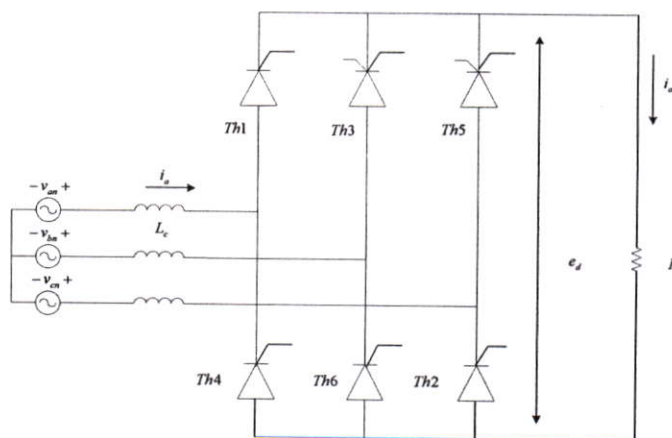
อย่างไรก็ตามอนุกรมฟูรีเยร์นี้เป็นแนวคิดที่ใช้ได้กับฟังก์ชันที่เป็นฟังก์ชันคาบ (Periodic Function) เท่านั้น กล่าวคือ สัญญาณที่พิจารณาต้องเกิดขึ้นแบบซ้ำเดิมเป็นจังหวะที่คงที่ ขณะที่ ในทางปฏิบัติเราสามารถแซมปลิง (Sampling) หรือ สุ่มสัญญาณได้ด้วยตัวแปลงสัญญาณจากอนาลอกเป็นดิจิตอล เพื่อเก็บตัวอย่างข้อมูลแล้วนำมาคำนวณวิเคราะห์ค่าต่าง ๆ ด้วยความสามารถของไมโครโพรเซสเซอร์ที่มีอยู่ในอุปกรณ์นั้น ๆ ลักษณะข้อมูลที่เราเก็บไว้นั้นจะเป็นฟังก์ชันที่ไม่ต่อเนื่องในเชิงเวลา และไม่ต่อเนื่องในเชิงแอมพลิจูดอีกด้วย มีรูปแบบเป็นดิจิตอล 100 % (อาจเก็บเป็นข้อมูลหลายบิต) และอาจจะไม่เป็นฟังก์ชันคาบอีกด้วย

ดังนั้น การวิเคราะห์ฟูรีเยอร์ตามนิยามข้างต้นจึงไม่สามารถกระทำได้โดยตรง จึงได้มีการปรับแปรแนวคิดและนำไปสู่ทฤษฎีใหม่คือ การแปลงฟูรีเยอร์ โดยในกรณีของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องเชิงเวลานั้นจะเรียกการแปลงฟูรีเยอร์นี้ว่า Discrete Fourier transform หรือ DFT และเพื่อลดจำนวนครั้งในการคำนวณลงจึงได้มีการคิดหาวิธีขั้นตอนใหม่ที่ช่วยลดการคำนวณลงได้อย่างมาก และมีประสิทธิผลในการนำมาใช้งานจริง จึงได้มีการแปลงที่เรียกว่า การแปลงฟูรีเยอร์อย่างรวดเร็ว หรือ Fast Fourier transform (FFT) เกิดขึ้น

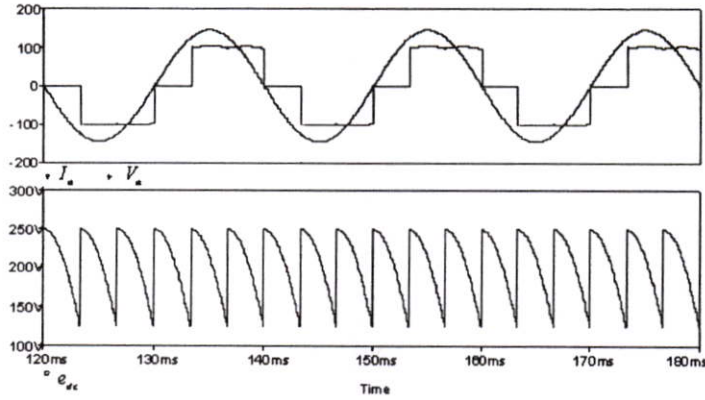
3.8 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

วงจรเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง มีด้วยกันหลายชนิดซึ่งมีความแตกต่างกันไป การเลือกใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ขึ้นอยู่กับความต้องการ เช่น เมื่อต้องการควบคุมหรือปรับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง สามารถทำได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase-control converter) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักใช้ทรินสเตอร์เป็นอุปกรณ์เปิดปิดกระแสที่ไหลในวงจรและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ทำได้โดยควบคุมมุมเปิดกระแสของทรินสเตอร์ (α) ส่วนในกรณีที่ไม่ต้องการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ก็อาจใช้ไดโอดเรกติไฟล์ (Rectify diode) ได้ทั้งนี้แหล่งจ่ายไฟของเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสอาจเป็นหนึ่งเฟส หรือไฟสามเฟสในกรณีที่ต้องการกำลังมาก และมีแรงดันริบเบิล (ripple voltage) น้อย

รูปที่ 3.23 (a) เป็นตัวอย่างของวงจรสามเฟส เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสที่นิยมทั่วไป ส่วนรูปคลื่นของแรงดันดีซีขาออก (e_d) และแรงดันกับกระแสทางด้านขาเข้า (v_a, i_a) แสดงในรูปที่ 3.24 (b)



รูปที่ 3.24 (a) แสดงวงจร 3 เฟส เอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส



รูปที่ 3.25 (b) แสดงรูปคลื่นแรงดันดีซีขาออก (e_{dc}) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า (v_a, i_a)

$$\text{แรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก} \quad e_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{\text{phase}} \cdot \cos \alpha \quad (3-46)$$

$$\text{กระแสไฟฟ้าดีซีขาออก} \quad I_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi R} V_{\text{phase}} \cdot \cos \alpha \quad (3-47)$$

เมื่อพิจารณาเช่นเดียวกับกรณี หนึ่งเฟสเอซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะได้

$$\bar{e}_{dc} = \frac{e_{dc}}{E_{dc}} \times 100 \quad (3-48)$$

$$\text{เมื่อ} \quad E_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{rms}} \quad (3-49)$$

3.8.1 องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสเอซีไลน์สำหรับเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

สำหรับรูปคลื่นกระแสเอซีไลน์ที่มีลักษณะสี่เหลี่ยมและมีควมเวลานอนอนนั้น สามารถกระจายให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันซายน์ และโคซายน์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$i(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3-50)$$

โดยที่

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) dt$$

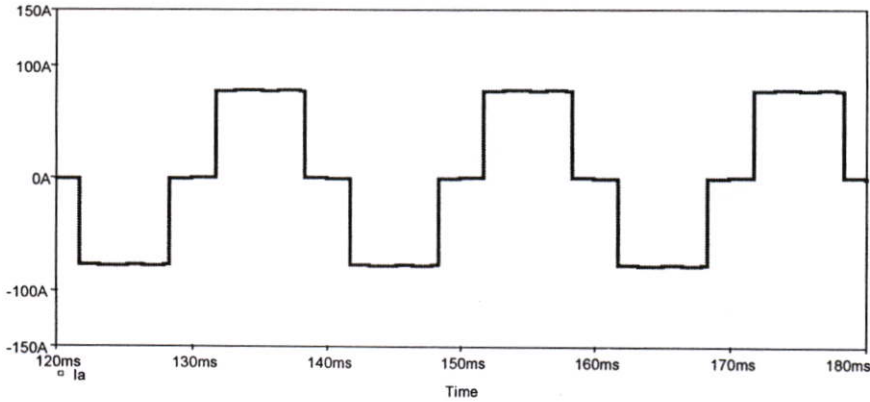
$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos n\omega t dt$$

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

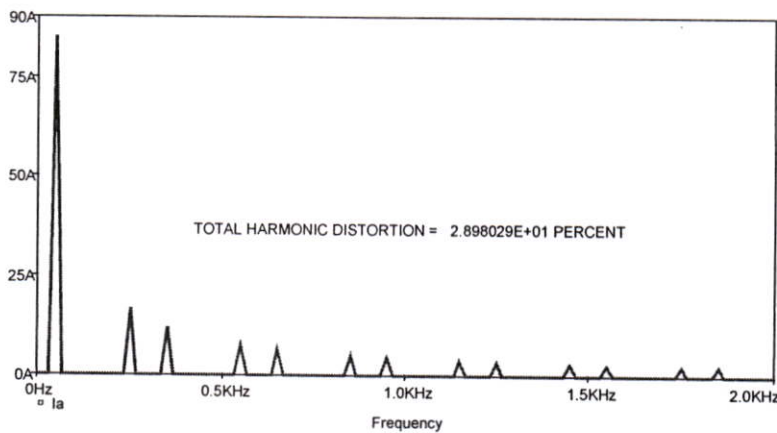
จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสไอไลน์ในรูปที่ 3.24 (b) เป็นฟังก์ชันคี่ (odd function) นั่นคือ $a_n = 0$

$$\text{ดังนั้น} \quad i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (3-51)$$

จะเห็นได้ว่า b_n คือ ขนาดของฮาร์โมนิกลำดับที่ n ของกระแสไอไลน์ของคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว ซึ่งจะมีค่าอย่างไรขึ้นอยู่กับฟังก์ชัน $i(\omega t)$



รูปที่ 3.26 (a) กระแสไอไลน์เฟส A ในกรณี 3 เฟส



รูปที่ 3.27 (b) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่าง ๆ ของกระแสไอไลน์เฟส A ในกรณี 3 เฟส

ในรูปที่ 3.26 (a) และรูปที่ 3.27 (b) แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกที่ลำดับต่าง ๆ ของกระแสไอไลน์ ในกรณี 3 เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส ทั้งนี้จะสอดคล้องกับสมการของ $\frac{I_n}{I_a}$ ที่ลำดับของฮาร์โมนิกที่ n คือ ในกรณี 1 เฟส จะได้ $\frac{I_n}{I_a} = 0.9/n$ เมื่อ $n =$ เลขคี่ ใน

กรณี 3 เฟส จะได้ $\frac{I_n}{I_a} = 0.78/n$ เมื่อ $n=1,5,7,11$ ดังนั้นจะเห็นว่าในกรณี 1 เฟส ขนาดของฮาร์โมนิกลำดับต่ำ ๆ เช่น ลำดับที่ 3, 5 และ 7 จะมีขนาดใหญ่และจะมีขนาดลดลงเมื่อลำดับของฮาร์โมนิกสูงขึ้น ส่วนในกรณี 3 เฟส ก็เช่นเดียวกัน แต่ขนาดของลำดับฮาร์โมนิกที่ 3 และ $3n$ จะไม่ปรากฏ โดยทั่วไปค่า I_n และ I_a จะมีค่าต่าง ๆ กันไปขึ้นอยู่กับมุมเปิดนำกระแสของไทรสเตอร์ (α) แต่ค่า $\frac{I_n}{I_a}$ จะมีค่าคงที่เสมอไม่ว่ามุม (α) จะมีค่าเท่าไร ทั้งนี้เนื่องจากรูปคลื่นของกระแสเอชในไลน์ไม่มีความเพี้ยน (distortion) ไปจากเดิมเพียงแต่รูปคลื่นของกระแสจะเลื่อน (shift) ไปเท่านั้น

3.8.2 Harmonic factor HF กระแสอินพุทที่ไม่เป็นชายน้ประกอบด้วยกระแสของความถี่ฮาร์โมนิก ค่าฮาร์โมนิกเฟคเตอร์สามารถนิยามได้โดย

$$\begin{aligned} HF &= \frac{(I^2 - I_1^2)^{1/2}}{I_1} \\ &= \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2\right)^{1/2}}{I_1} \\ &= \frac{I_h}{I_1} \end{aligned} \quad (3-52)$$

เมื่อ I_n ค่า rms ของกระแสฮาร์โมนิกที่ n^{th}

I_h ค่า rms ของกระแสฮาร์โมนิกรวม

ค่าฮาร์โมนิกเฟคเตอร์แสดงถึงฮาร์โมนิกในกระแสแหล่งจ่ายอินพุทและสามารถที่จะวัดถึงการลดทอนของกระแสอินพุทได้ ค่ากระแสอินพุทของแหล่งจ่าย(i) สามารถที่จะแสดงอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} i &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \\ &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (3-53)$$

ค่าองค์ประกอบกระแสตรง I_0 และสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ a_n, b_n หาได้จาก

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i dt \quad (3-54)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \cos n\omega t dt \quad (3-55)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \sin n\omega t dt \quad (3-56)$$

$$i_n = \left(\frac{a_n^2 + b_n^2}{2} \right)^{1/2} \quad (3-57)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (3-58)$$

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

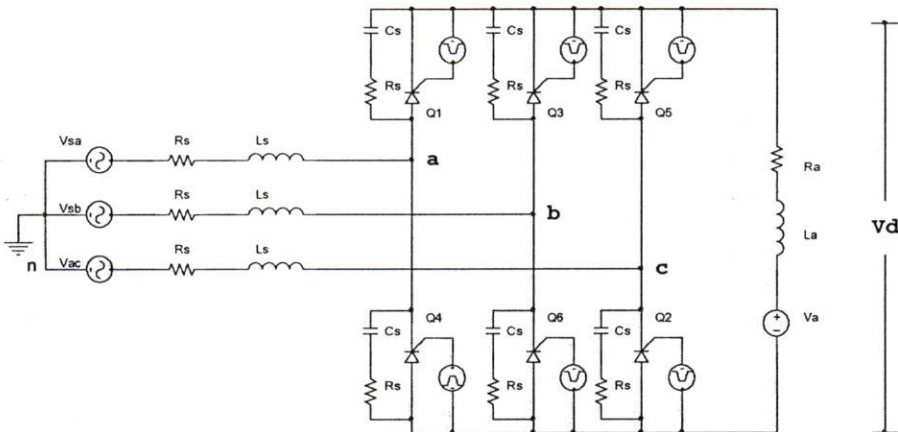
ในงานวิจัยฉบับนี้กล่าวถึงการวัดค่าทางด้านเอาต์พุตที่ซีของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่เกิดจากการใช้เทคนิคการจูนสัญญาณทริกแบบดับเบิ้ลแตกต่างจากเทคนิคเดิมที่เคยใช้กันอยู่ซึ่งเกิดจากการทริกเพียงครั้งเดียว ทำการจำลองค่าการใช้วิธีการทริกทั้งสองวิธีแล้วนำมาเปรียบเทียบกันให้เห็นชัดเจน โดยวิธีการทั้งทางสมการและในรูปแบบกราฟ

ในการจำลองการสร้างสัญญาณทริกนั้นจะใช้โปรแกรม Orcad Pspice A/D

4.2 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรหลักที่ใช้ในการทดลอง เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ค่าต่าง ๆ ของวงจร

โปรแกรม Orcad Pspice A/D



รูปที่ 4.1 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลด R, L

จากหลักการในการสร้างสัญญาณทริกและเทคนิคการดับเบิ้ลมุมทริก ณ มุมทริกที่เหมาะสม ทำการสร้างวงจรสร้างสัญญาณทริกเพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ตามค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ทำการวัด หลังจากนั้นทำการทดลองเพื่อแสดงภาวะการทำงานของวงจรในสถานะการทดลองที่มุมทริกต่าง ๆ กัน ทำการทดลองโดยการกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจ่ายแรงดันไฟฟ้า 311 voltage ที่ความถี่ 50 Hz เข้าสู่วงจร

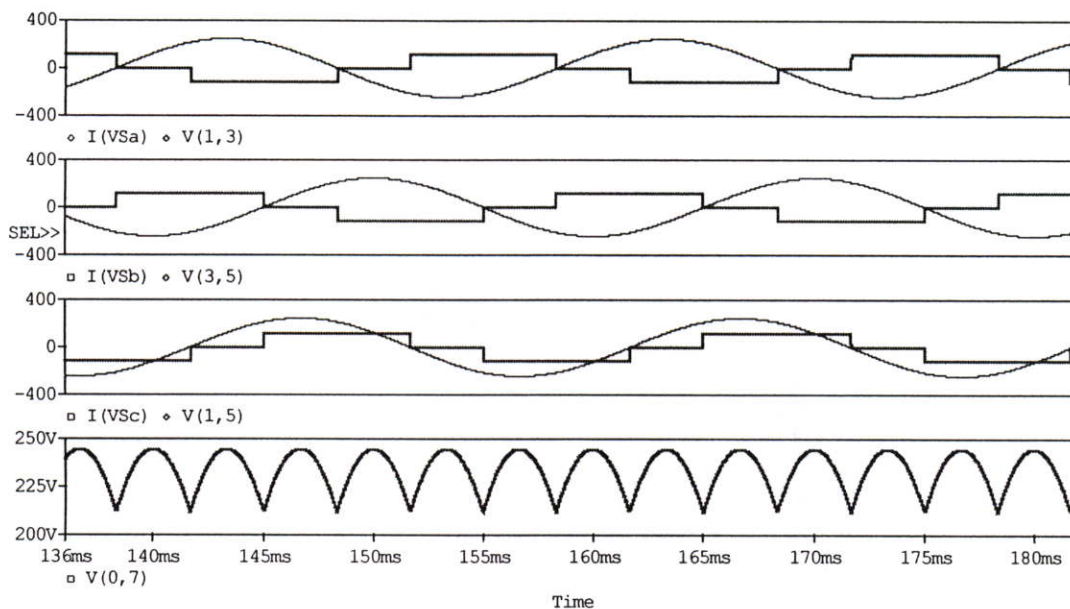
ในการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการใช้วิธีการควบคุมมุมทริกแบบปกติและวิธีการใช้เทคนิคการดับเบิ้ลมุมทริก ณ มุมที่เหมาะสมโดยใช้การเปรียบเทียบค่าจากพารามิเตอร์บอกสมรรถนะจนถึง

การดูรูปกราฟที่ได้ ในที่นี้จะแสดงทั้งสองแบบ โดยแสดงเป็นตัวอย่างการแยกการใช้เทคนิคแต่ละแบบสำหรับพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะจะใช้พารามิเตอร์ดังต่อไปนี้ในการเปรียบเทียบ

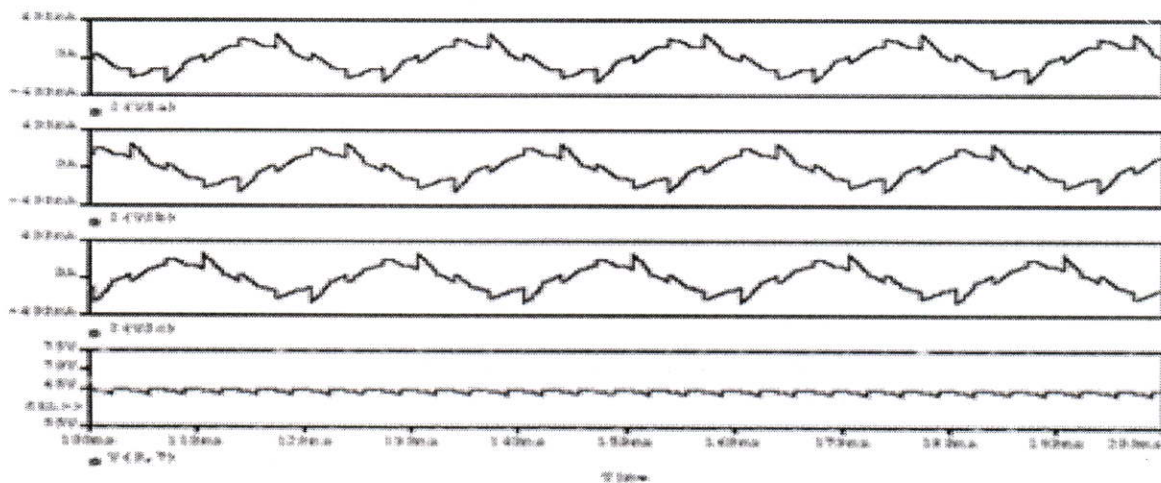
ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส	$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}}$	ค่าในอุดมคติ = 100%
ริปเปิล	$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2}$	ค่าในอุดมคติ = 0
ฟอร์ม แฟกเตอร์	$FF = \frac{V_{rms}}{V_{dc}}$	ค่าในอุดมคติ = 1
ริปเปิล แฟกเตอร์	$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}}$	ค่าในอุดมคติ = 0
ฮาร์โมนิก แฟกเตอร์	$HF = \left(\frac{I_s^2 - I_1^2}{I_1^2} \right)^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{I_s}{I_1} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}}$	ค่าในอุดมคติ = 0
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า	$PF = \frac{V_s I_1 \cos \theta}{V_s I_s} = \frac{I_1 \cos \theta}{I_s}$	ค่าในอุดมคติ = 1
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส	$\%THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I^2 h(ms)}}{I_{1(ms)}} \times 100\%$	ค่าในอุดมคติ = 0
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน	$\%THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V^2 h(ms)}}{V_{1(ms)}} \times 100\%$	ค่าในอุดมคติ = 0

4.3 รูปกราฟที่ได้จากการทดลองจากการจำลองการทริกแบบปกติและการทริกแบบ ดับเบิ้ลมุมทริก

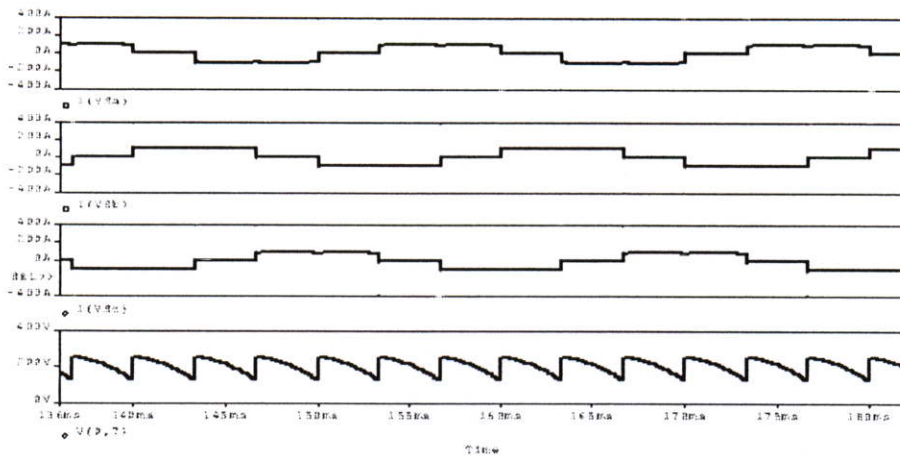
4.3.1 ผลจากการจำลองระบบสามเฟสไทรสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบปกติ



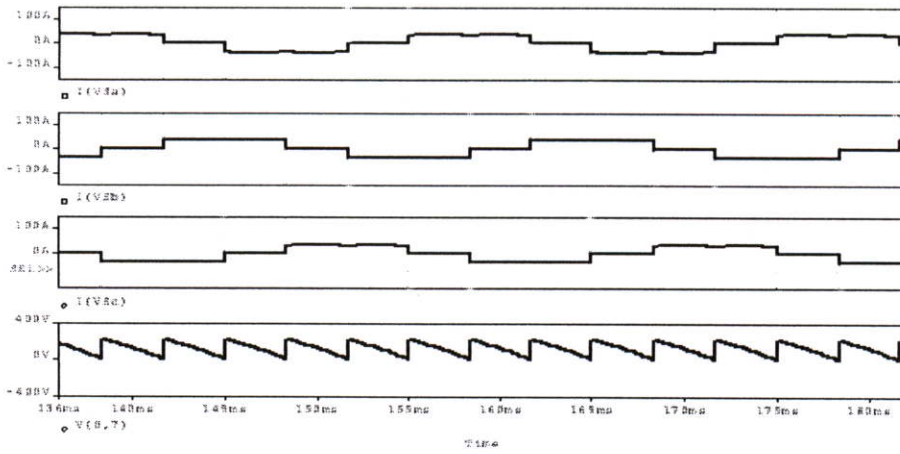
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ$



รูปที่ 4.3 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 120^\circ$



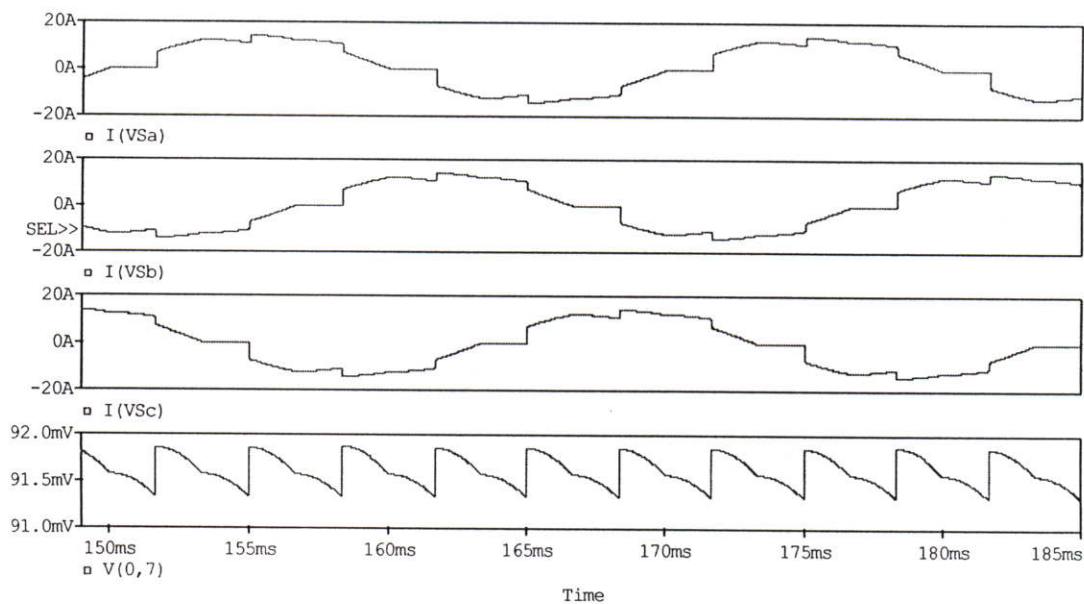
รูปที่ 4.4 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 30^\circ$



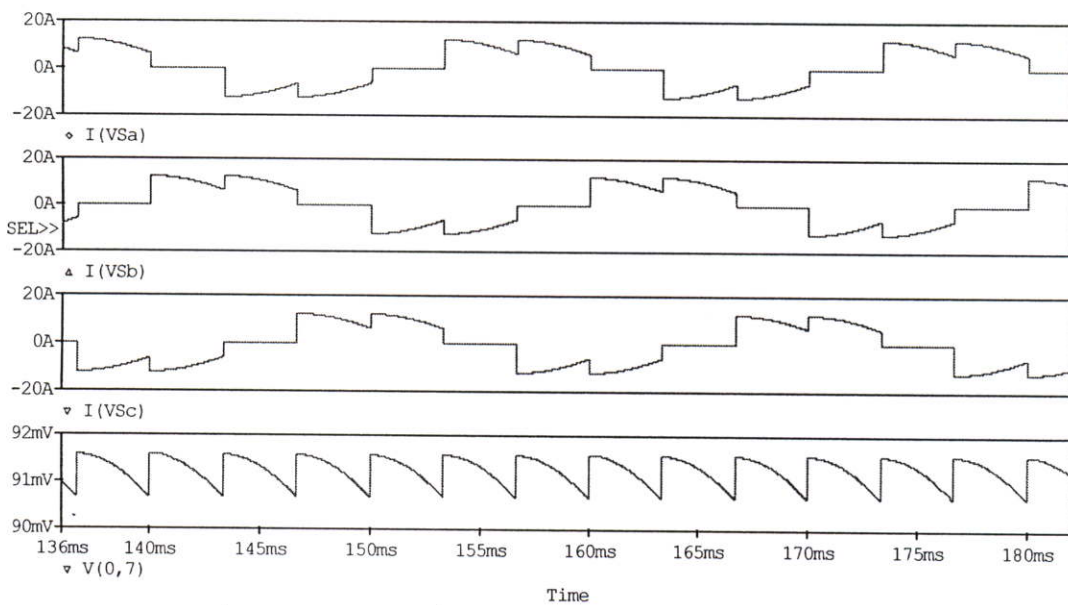
รูปที่ 4.5 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 60^\circ$

4.3.2 ผลจากการจำลองระบบสามเฟสไทรสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบดับเบิ้ล

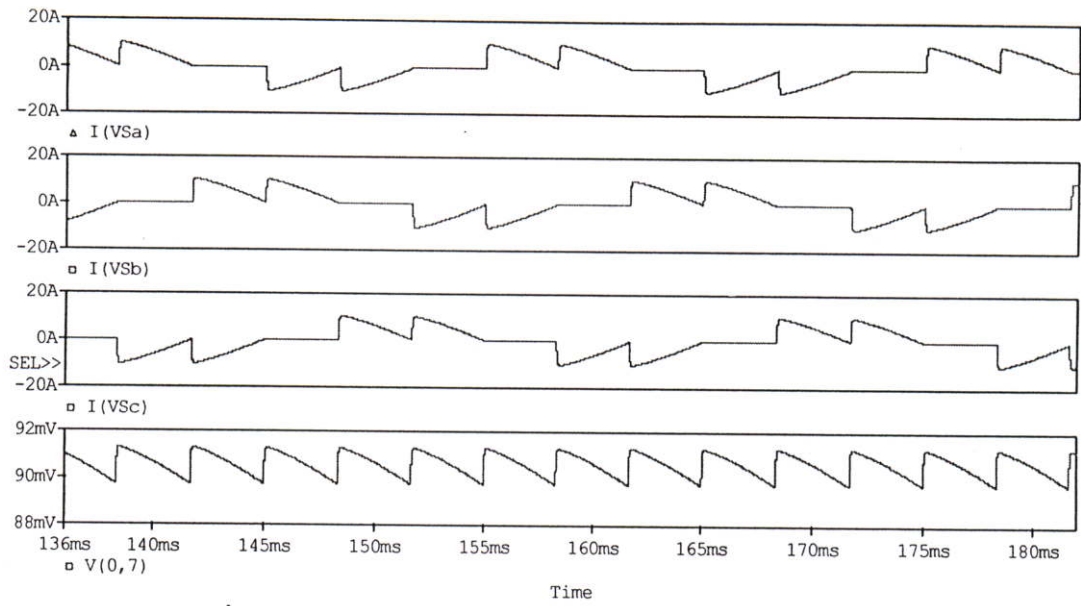
มุมทริก



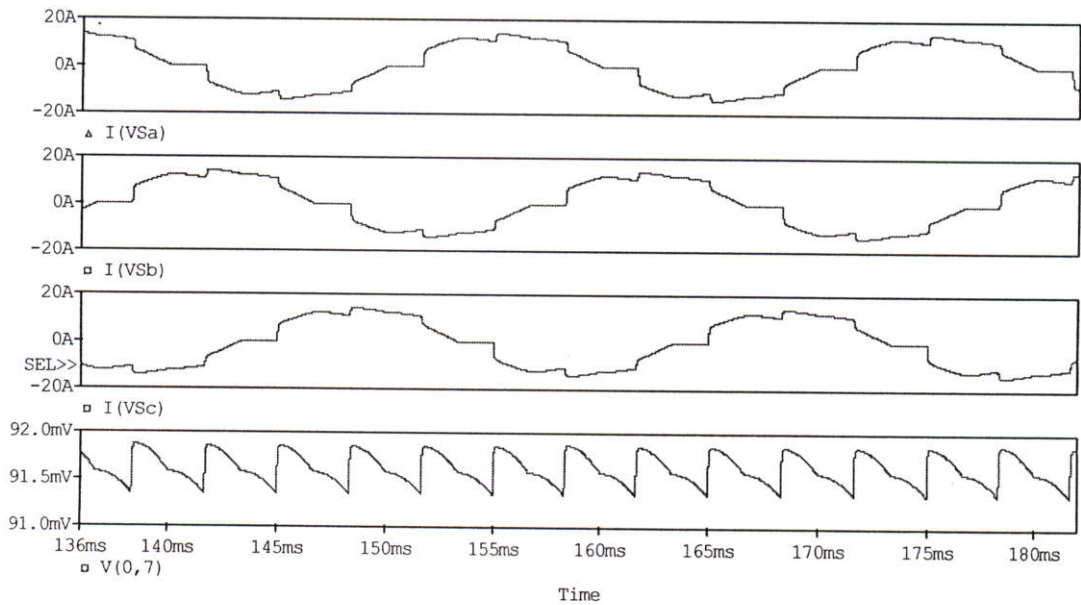
รูปที่ 4.6 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ$ $\beta = 0^\circ$



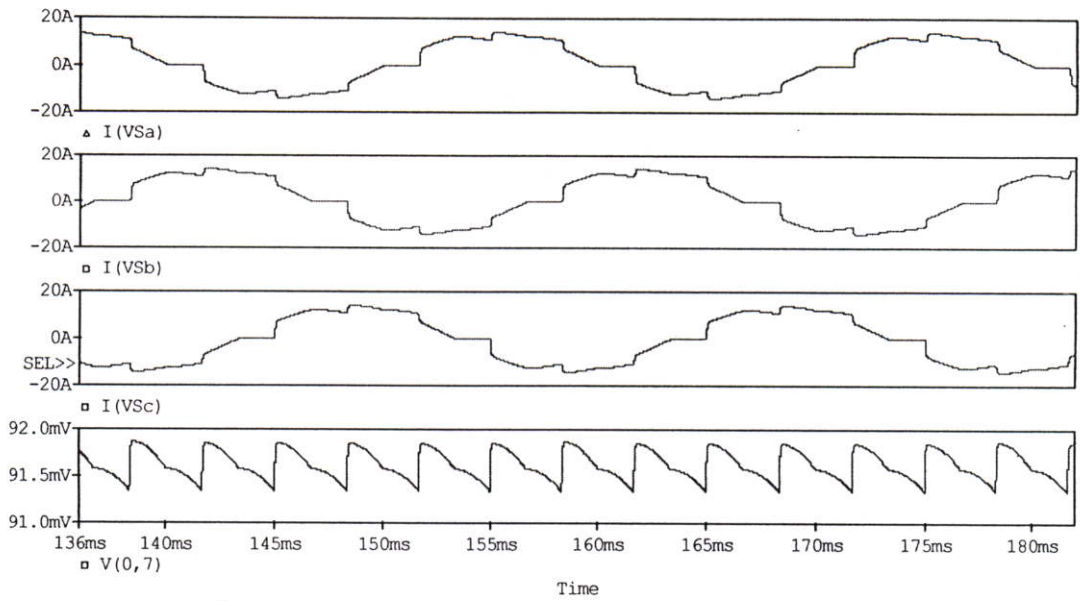
รูปที่ 4.7 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 30^\circ$ $\beta = 30^\circ$



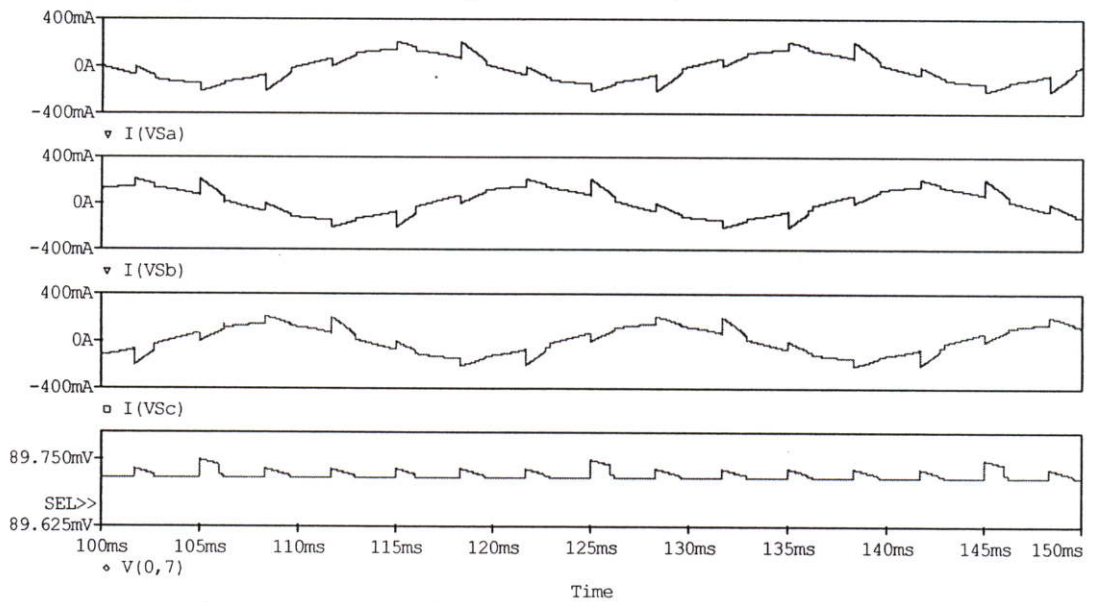
รูปที่ 4.8 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 60^\circ$ $\beta = 30^\circ$



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ$ $\beta = 60^\circ$



รูปที่ 4.10 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 0^\circ$ $\beta = 30^\circ$



รูปที่ 4.11 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 120^\circ$ $\beta = 40^\circ$

4.4 ตัวอย่างวิธีการหาค่าพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะโดยวิธีการใช้โปรแกรม Orcad

Pspice A/D

จากรูปที่ 4.1 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลด R, L เราสามารถนำมาเขียนเป็น SOURCE CODE ของโปรแกรม โดย Orcad Pspice A/D ได้ดังนี้

3 Phase Full wave Full-Controlled Bridge Load R-L alpha=90

*****SOURCE*****

Van 14 0 SIN(0 311V 50Hz)

Vbn 2 0 SIN(0 311V 50Hz 0 0 -120DEG)

Vcn 3 0 SIN(0 311V 50Hz 0 0 -240DEG)

*****Switch Control*****

VG1 8 4 PULSE(0 10V 2.66ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG3 9 4 PULSE(0 10V 5.99ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG5 10 4 PULSE(0 10V 9.32ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG2 13 3 PULSE(0 10V 12.69ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG4 11 1 PULSE(0 10V 15.98ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG6 12 2 PULSE(0 10V 19.31ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

*****CIRCUIT*****

R 4 5 2

L 5 6 65mH

VX 6 7 DC 0V

VY 14 1 DC 0V

*****Subcircuit for SCR model--S18CF(1200-1000V, 110 Arms) *****

.SUBCKT SCR 1 2 3 2

* Model A K +control -control

S1 1 5 6 2 SMOD

RG 3 4 50

```

VX 4 2 DC 0V
VY 5 7 DC 0V
DT 7 2 DMOD
RT 6 2 1
CT 6 2 10uF
F1 2 6 POLY (2) VX VY 0 50 11
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5V VON=0.5V VOFF=0V)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR

```

*****SubCircuit SCR Model*****

```

XT1 1 4 8 4 SCR
XT3 2 4 9 4 SCR
XT5 3 4 10 4 SCR
XT2 7 3 13 3 SCR
XT4 7 1 11 1 SCR
XT6 7 2 12 2 SCR

```

*****ANALYSIS*****

```

.TRAN 50us 100ms
.PROBE
.FOUR 50HZ V(4,7) I(vx) I(vy) I(R)
.END

```

จากตัวอย่างของโปรแกรมนี้จะแสดงวิธีการทริกแบบปกติ โดยค่าที่เราต้องการหาเพื่อนำมาแทนค่าในสมการของพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะประกอบด้วยค่าของ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (Vdc), ค่าเฉลี่ยของกระแสเอาต์พุต (Idc), ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต (Vrms), และค่า rms ของกระแสเอาต์พุต (Irms)

หลังจาก RUN โปรแกรมใช้ Tool View simulated output file เพื่อหาค่า Vdc, Idc ได้ดังนี้

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4, 7)

DC COMPONENT = 3.358329E+01

Vdc = 33.58 V


HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT (DEG)	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	4.791E+02	1.000E+00	3.335E+01	0.000E+00	0.000E+00
2	1.000E+02	4.164E+01	8.692E-02	-8.456E+01	-1.512E+02	-1.512E+02
3	1.500E+02	1.435E+00	2.995E-03	-5.419E+01	-1.542E+02	-1.542E+02
4	2.000E+02	4.114E+01	8.586E-02	-9.199E+01	-2.254E+02	-2.254E+02
5	2.500E+02	6.334E+01	1.322E-01	-1.117E+01	-1.779E+02	-1.779E+02
6	3.000E+02	5.743E+01	1.199E-01	7.125E+01	-1.288E+02	-1.288E+02
7	3.500E+02	3.302E+01	6.893E-02	1.575E+02	-7.589E+01	-7.589E+01
8	4.000E+02	1.045E+01	2.181E-02	-9.548E+01	-3.622E+02	-3.622E+02
9	4.500E+02	1.561E+00	3.258E-03	2.106E+01	-2.790E+02	-2.790E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.280761E+01 PERCENT

THD_v = 22 %

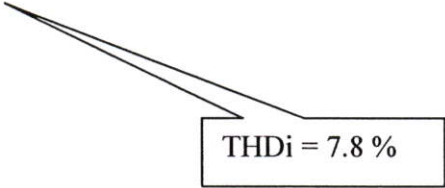
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (vx)

DC COMPONENT = 3.350452E+01

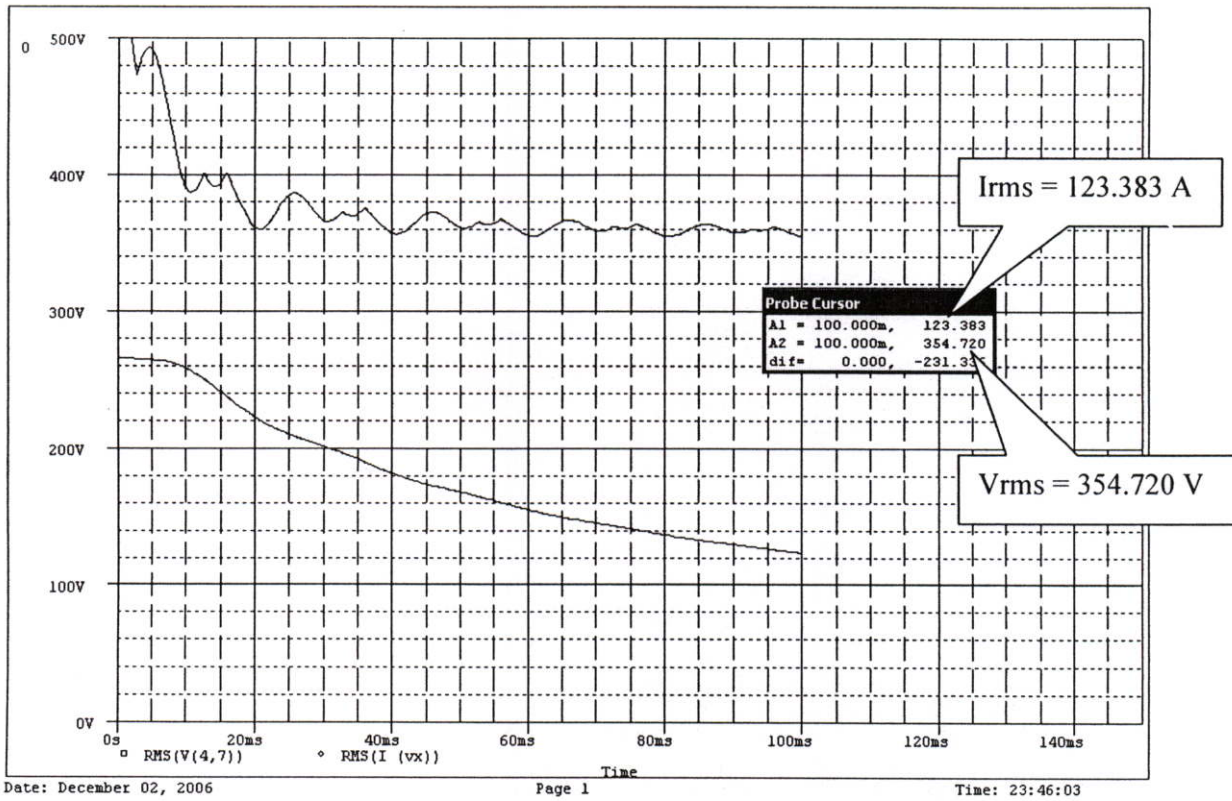

 Idc = 33.50 A

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	2.531E+01	1.000E+00	-4.476E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	6.563E-01	2.593E-02	-1.694E+00	8.783E+01
3	1.500E+02	1.080E+00	4.266E-02	2.590E+00	1.369E+02
4	2.000E+02	3.450E-01	1.363E-02	9.280E+00	1.883E+02
5	2.500E+02	7.965E-01	3.147E-02	-4.556E+01	1.783E+02
6	3.000E+02	9.934E-01	3.925E-02	-6.290E+00	2.623E+02
7	3.500E+02	6.196E-01	2.448E-02	2.284E+01	3.362E+02
8	4.000E+02	3.511E-01	1.387E-02	6.498E+00	3.646E+02
9	4.500E+02	3.724E-01	1.471E-02	2.854E+00	4.057E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.884421E+00 PERCENT


 THDi = 7.8 %

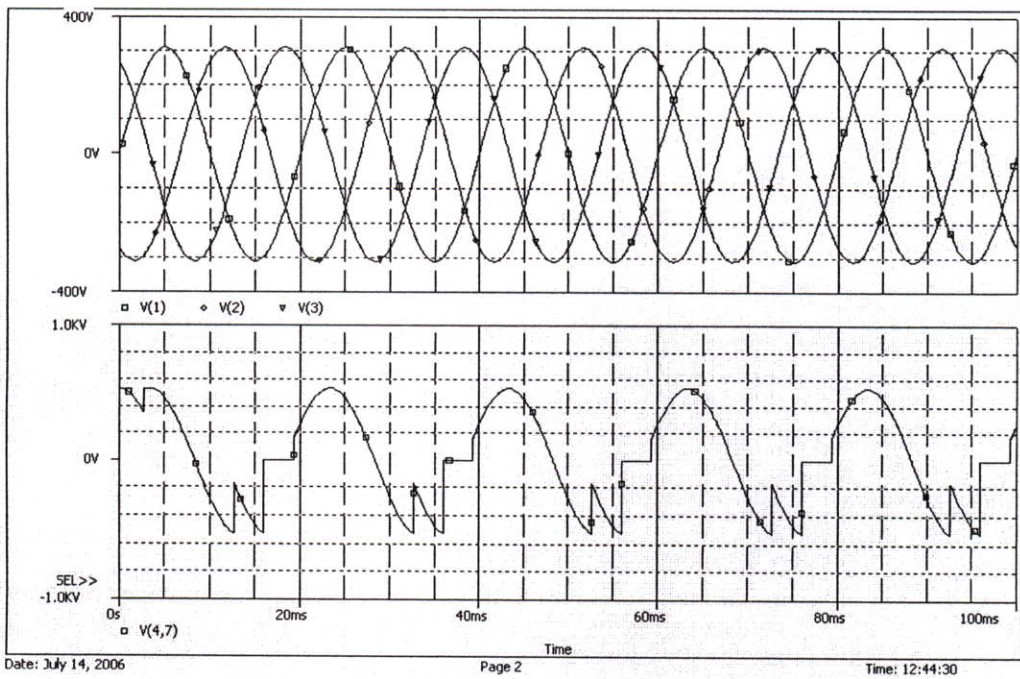
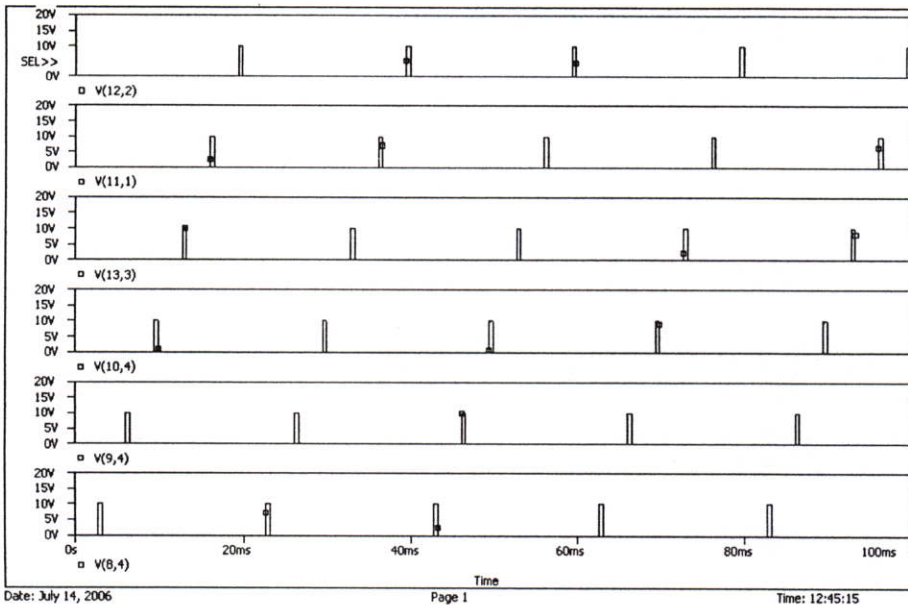
หลังจากนั้นใช้ Function Probe cursor เพื่อหาค่าของ V_{rms} , I_{rms} ได้ดังนี้



รูปที่ 4.12 คำสั่ง Prob cursor แสดงค่า I_{rms} และ V_{rms}

จากค่าที่ได้ I_{dc} , V_{dc} , I_{rms} , V_{rms} นำไปแทนค่าในสมการพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะก็จะ
ได้ค่าพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะทั้ง 8 ค่าออกมา

4.5 กราฟและค่าพารามิเตอร์การทำงานของทรานซิสเตอร์แบบปกติ



รูปที่ 4.13 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/2$

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการทริค ณ มุม $\alpha = \pi/2$

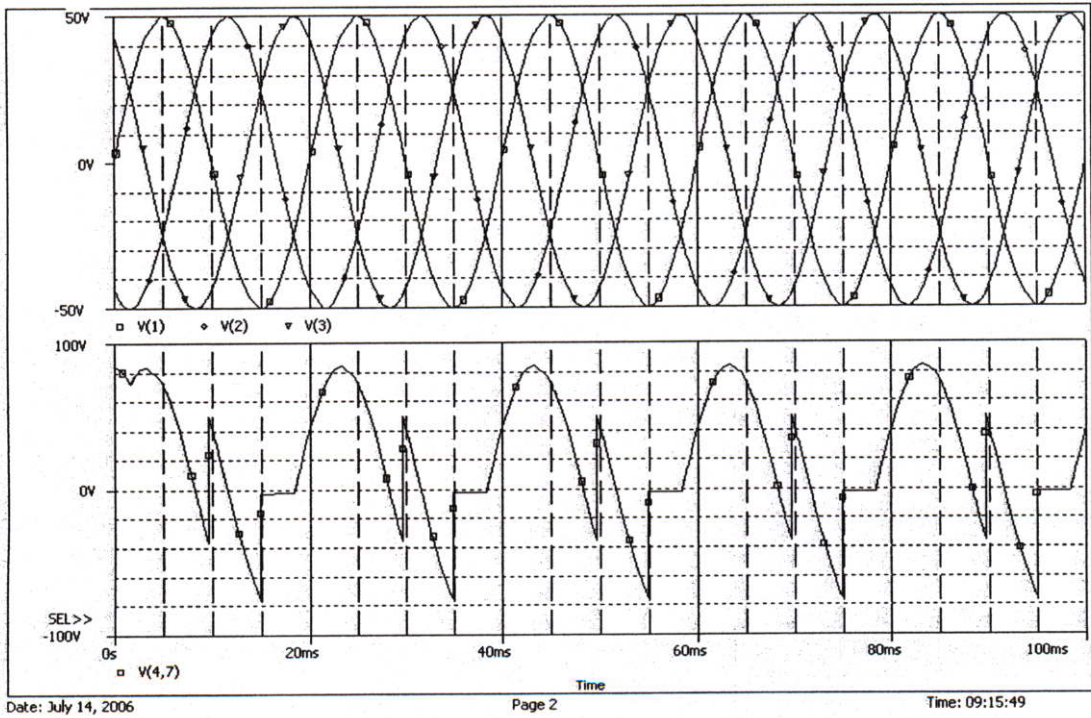
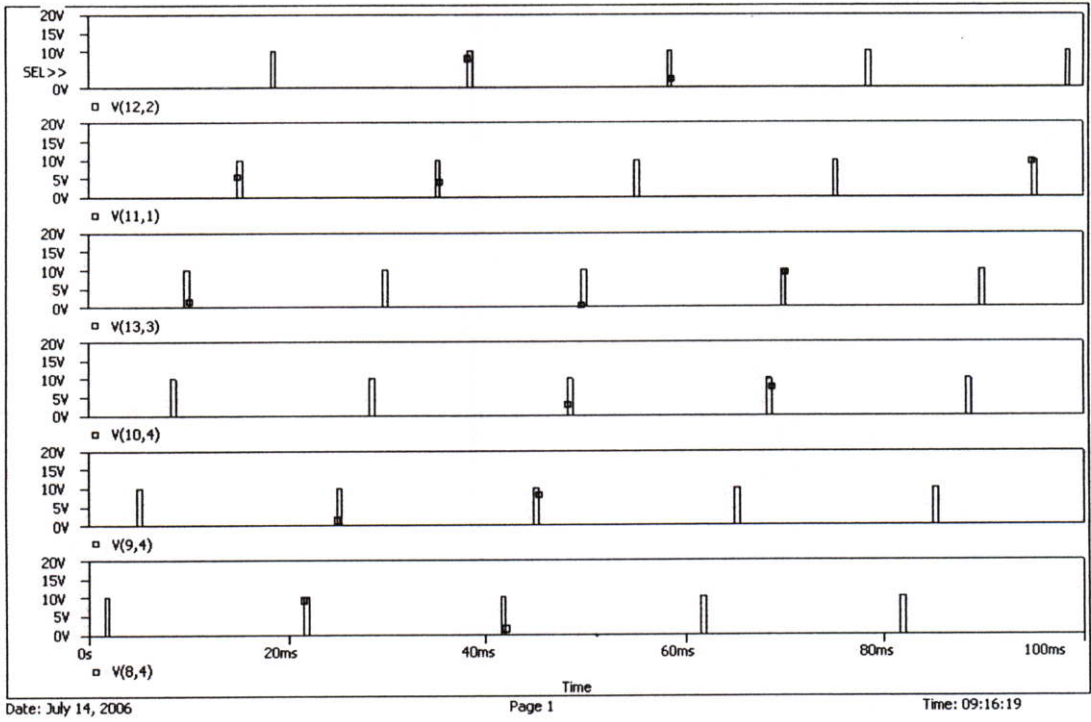
ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	-0.1
ริปเปิล (Vac)	=	22.7
ฟอร์ม แฟคเตอร์ (FF)	=	-12.9
ริปเปิล แฟคเตอร์ (RF)	=	16.2
ฮาร์โมนิก แฟคเตอร์ (HF)	=	3.02
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	16.2
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	41
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	92

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = -1.768499E+01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	1.905E+02	1.000E+00	-4.280E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.097E+02	5.761E-01	-9.140E+01	-5.808E+00
3	1.500E+02	7.587E+01	3.983E-01	1.310E+02	2.594E+02
4	2.000E+02	2.740E+01	1.439E-01	9.590E+01	2.671E+02
5	2.500E+02	7.137E+01	3.747E-01	-1.288E+02	8.518E+01
6	3.000E+02	7.624E+01	4.003E-01	-1.456E+02	1.111E+02
7	3.500E+02	3.788E+01	1.989E-01	-1.709E+02	1.287E+02
8	4.000E+02	1.209E+01	6.347E-02	9.831E+01	4.407E+02
9	4.500E+02	1.452E+01	7.621E-02	-1.851E+01	3.667E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.280052E+01 PERCENT



รูปที่ 4.14 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/6$

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการทริก ฌ มุม $\alpha = \pi/6$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	6.3
ริปเปิล (Vac)	=	35
ฟอร์้ม แฟคเตอร์ (FF)	=	0.8
ริปเปิล แฟคเตอร์ (RF)	=	10.3
ฮาร์โมนิก แฟคเตอร์ (HF)	=	6.2
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	21.6
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	37
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	68

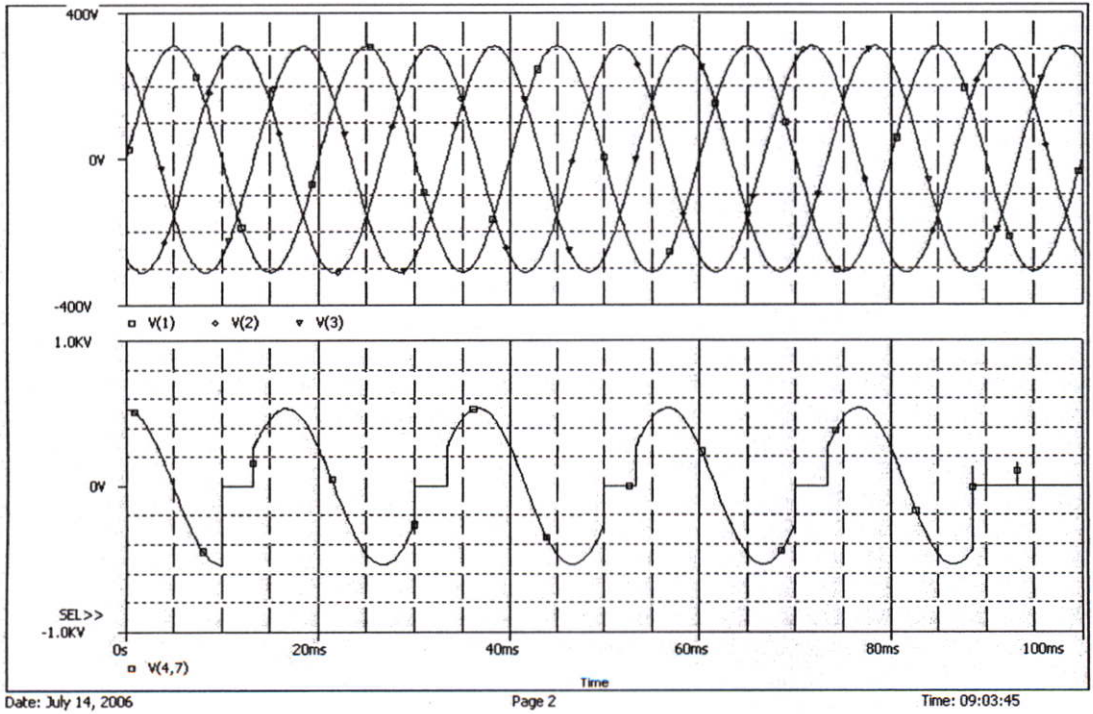
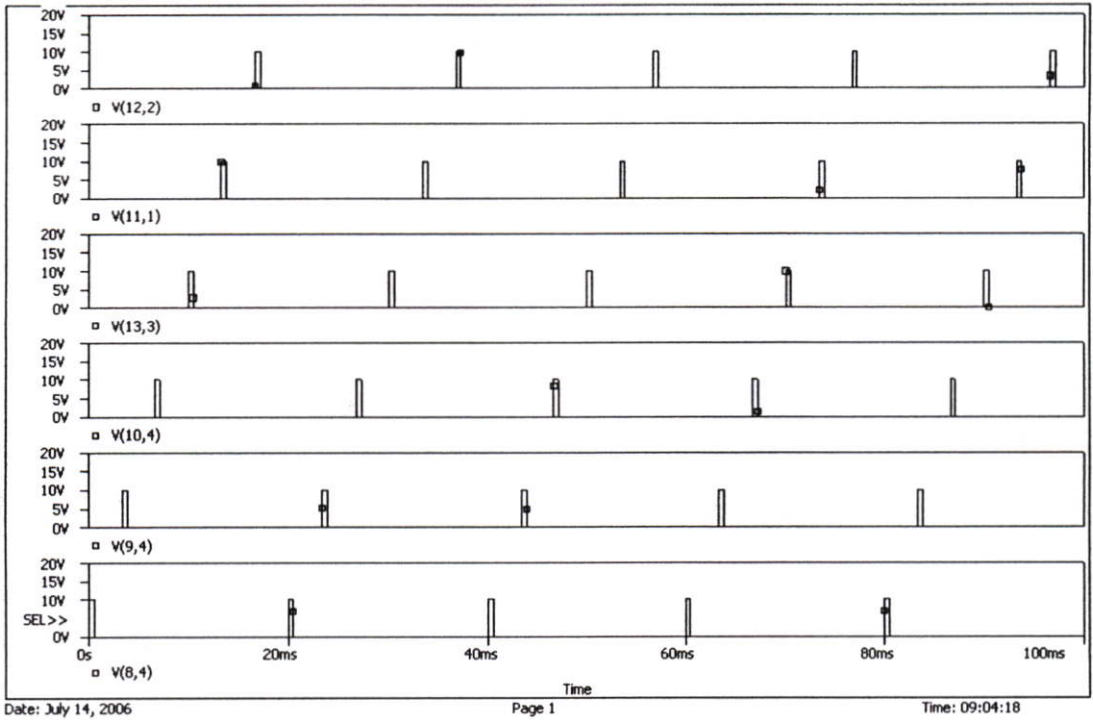
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = 2.088194E+01

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	5.000E+01	5.292E+01	1.000E+00	2.557E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.039E+01	1.963E-01	1.601E+01	-3.512E+01
3	1.500E+02	1.394E+01	2.634E-01	-1.193E+02	-1.960E+02
4	2.000E+02	1.505E+01	2.844E-01	1.794E+01	-8.432E+01
5	2.500E+02	4.882E+00	9.226E-02	1.501E+02	2.229E+01
6	3.000E+02	3.680E+00	6.954E-02	9.938E+01	-5.401E+01
7	3.500E+02	6.122E+00	1.157E-01	-1.102E+02	-2.892E+02
8	4.000E+02	5.925E+00	1.120E-01	4.368E+01	-1.608E+02
9	4.500E+02	2.051E+00	3.877E-02	-1.731E+02	-4.032E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.791626E+01 PERCENT



รูปที่ 4.15 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = 0$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทริค ณ มุม $\alpha = 0$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	7.4
ริปเปิล (Vac)	=	93
ฟอร์ม แฟคเตอร์ (FF)	=	0.5
ริปเปิล แฟคเตอร์ (RF)	=	33
ฮาร์โมนิก แฟคเตอร์ (HF)	=	0.5
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	15.2
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	61
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	80

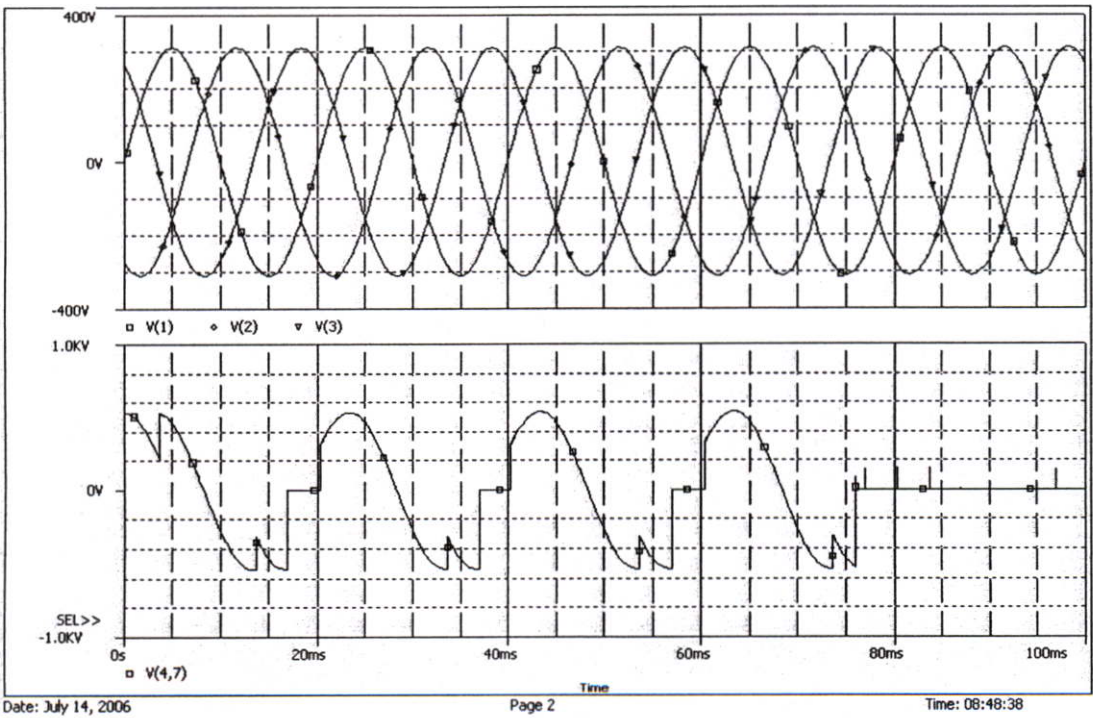
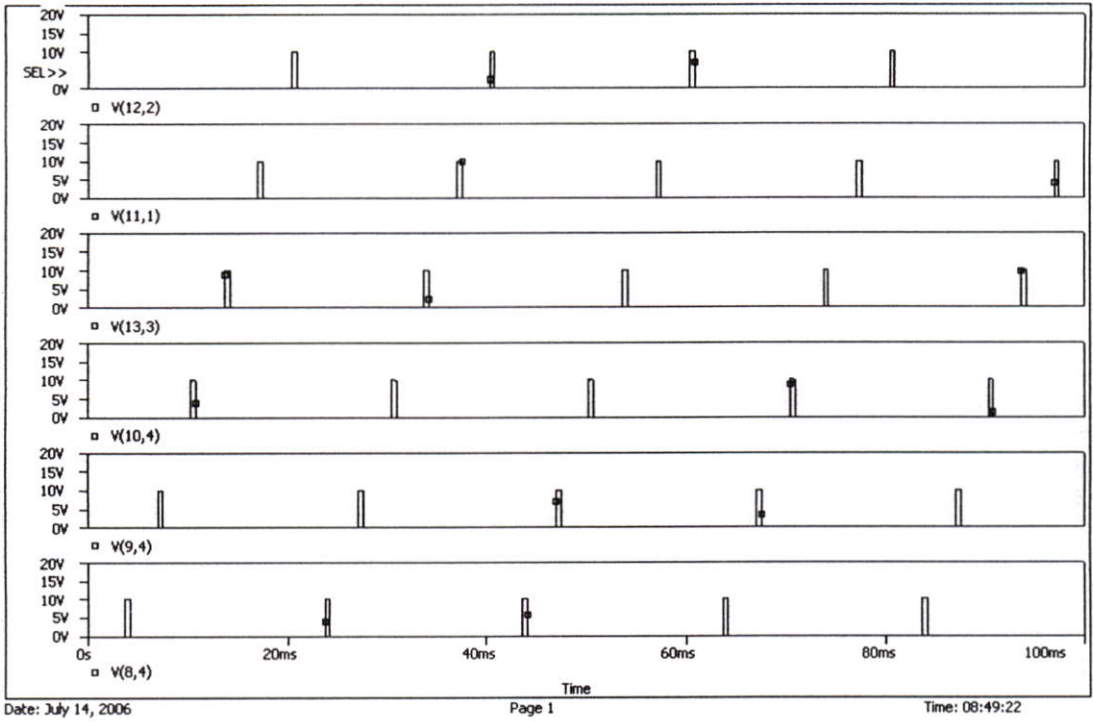
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = -1.254742E+02

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT (DEG)	PHASE (DEG)
1	5.000E+01	2.411E+02	1.000E+00	1.584E+02 0.000E+00
2	1.000E+02	1.696E+02	7.035E-01	5.641E+01 -2.603E+02
3	1.500E+02	4.372E+01	1.813E-01	-5.126E+01 -5.264E+02
4	2.000E+02	4.842E+01	2.008E-01	7.510E+01 -5.584E+02
5	2.500E+02	3.908E+01	1.621E-01	-2.477E+01 -8.166E+02
6	3.000E+02	1.803E+01	7.476E-02	1.105E+02 -8.397E+02
7	3.500E+02	3.259E+01	1.352E-01	2.364E+00 -1.106E+03
8	4.000E+02	6.463E+00	2.681E-02	-1.630E+02 -1.430E+03
9	4.500E+02	2.489E+01	1.032E-01	2.989E+01 -1.395E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.934944E+01 PERCENT



รูปที่ 4.16 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/3$

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการทริก ฌ มุม $\alpha = \pi/3$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	8
ริปเปิล (Vac)	=	26
ฟอร์ม แฟคเตอร์ (FF)	=	37.8
ริปเปิล แฟคเตอร์ (RF)	=	16.3
ฮาร์โมนิก แฟคเตอร์ (HF)	=	42.3
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	10.2
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	5.39
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	280

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

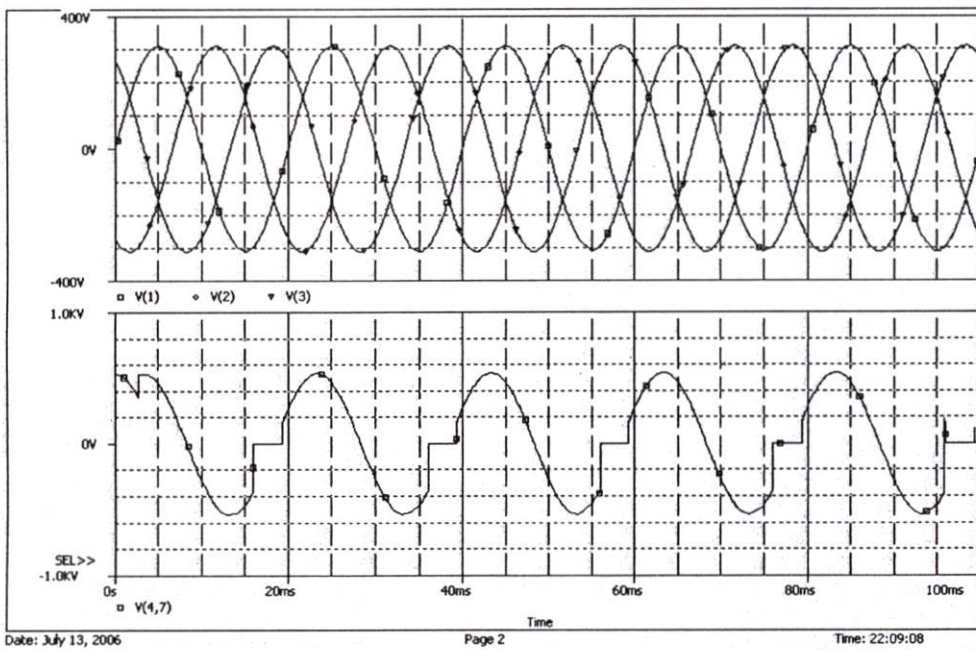
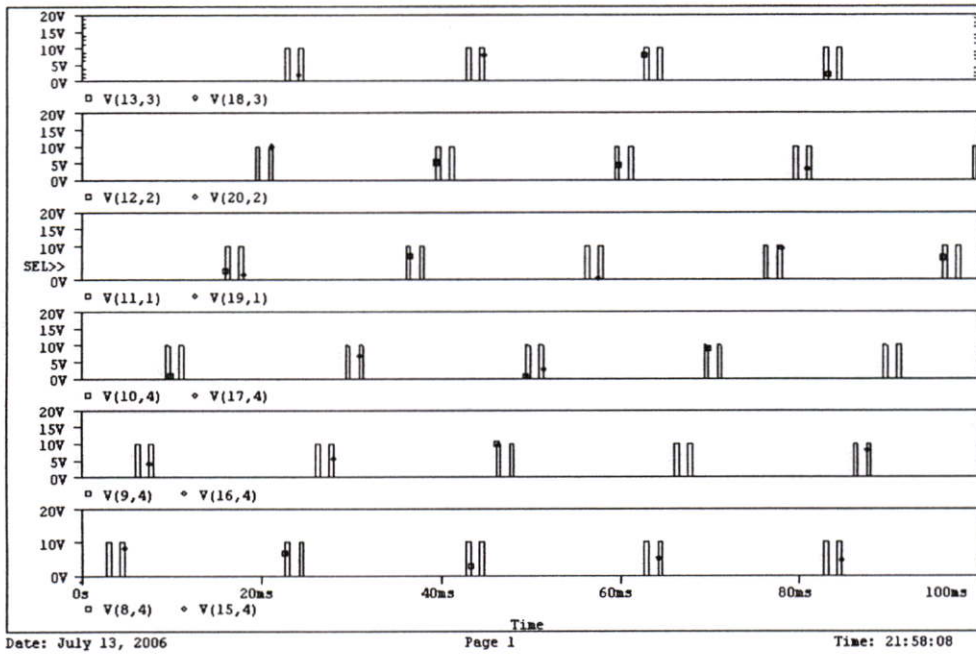
DC COMPONENT = -9.986840E+02

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT (DEG)	PHASE (DEG)	PHASE (DEG)
1	5.000E+01	1.997E+03	1.000E+00	-9.157E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.995E+03	9.991E-01	-9.315E+01	9.000E+01
3	1.500E+02	1.992E+03	9.976E-01	-9.472E+01	1.800E+02
4	2.000E+02	1.988E+03	9.955E-01	-9.629E+01	2.700E+02
5	2.500E+02	1.982E+03	9.928E-01	-9.786E+01	3.600E+02
6	3.000E+02	1.976E+03	9.895E-01	-9.943E+01	4.500E+02
7	3.500E+02	1.968E+03	9.856E-01	-1.010E+02	5.400E+02
8	4.000E+02	1.959E+03	9.812E-01	-1.026E+02	6.300E+02
9	4.500E+02	1.949E+03	9.762E-01	-1.041E+02	7.201E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.799354E+02 PERCENT

4.6 กราฟและค่าพารามิเตอร์การทำงานของกรตริกแบบดับเบิ้ลมมทริก



รูปที่ 4.17 สร้างสัญญาณการจุดมมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/4$, $\beta = \pi/2$

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการทริก ฌ มุม $\alpha = \pi/4, \beta = \pi/2$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	0.08
ริปเปิล (Vac)	=	189
ฟอร์ม แฟคเตอร์ (FF)	=	15.97
ริปเปิล แฟคเตอร์ (RF)	=	1.9
ฮาร์โมนิก แฟคเตอร์ (HF)	=	3
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	1.5
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	7.6
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	18

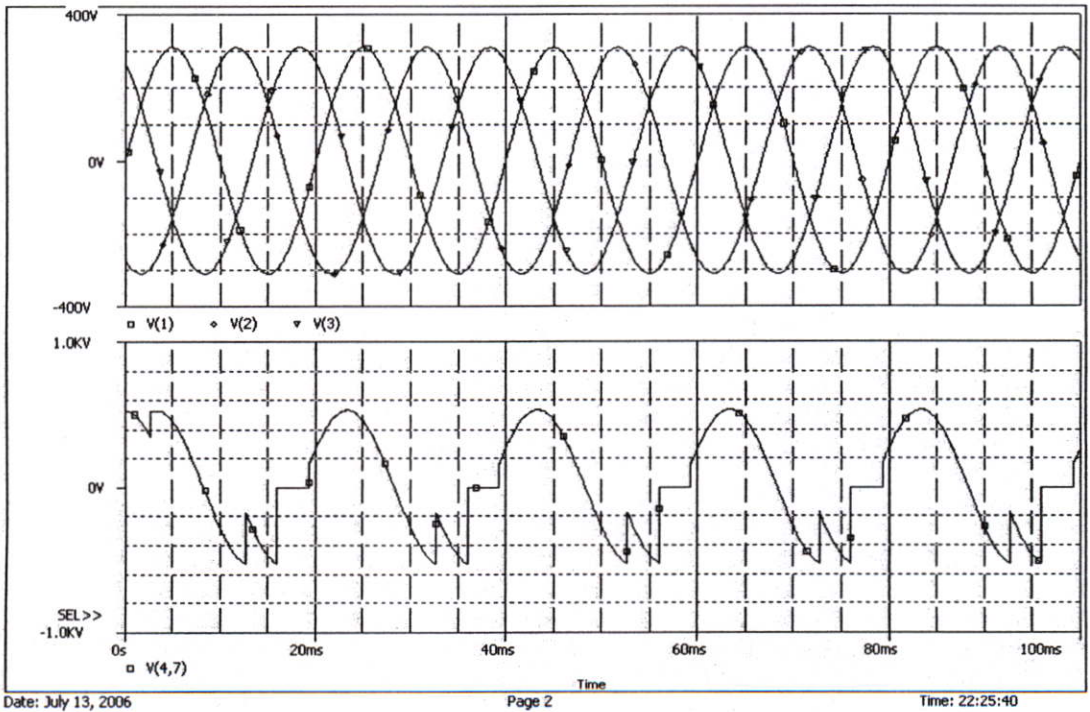
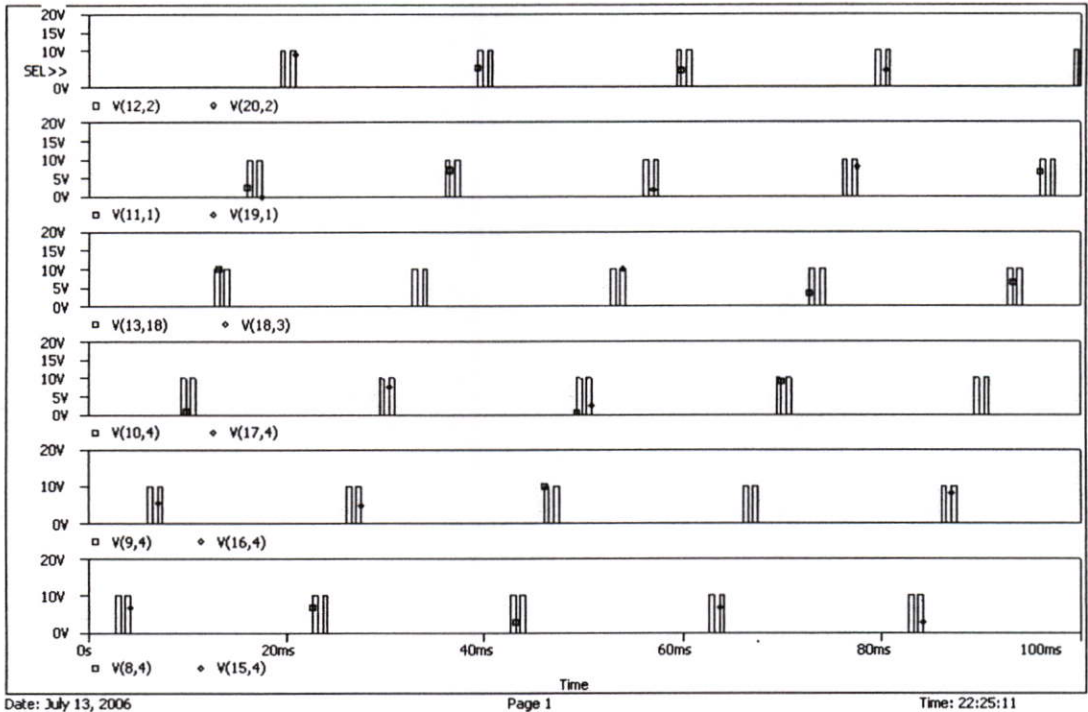
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = 1.194484E+01

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT (DEG)	PHASE (DEG)
1	5.000E+01	5.063E+02	1.000E+00	3.254E+01 0.000E+00
2	1.000E+02	5.355E+01	1.058E-01	-1.264E+02 -1.914E+02
3	1.500E+02	5.923E+01	1.170E-01	-8.031E+01 -1.779E+02
4	2.000E+02	5.485E+01	1.083E-01	-3.815E+01 -1.683E+02
5	2.500E+02	4.164E+01	8.225E-02	4.319E+00 -1.584E+02
6	3.000E+02	2.242E+01	4.429E-02	5.252E+01 -1.427E+02
7	3.500E+02	5.989E+00	1.183E-02	1.614E+02 -6.639E+01
8	4.000E+02	1.623E+01	3.205E-02	-7.948E+01 -3.398E+02
9	4.500E+02	2.272E+01	4.487E-02	-2.907E+01 -3.219E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.202560E+01 PERCENT



รูปที่ 4.18 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/4$, $\beta = \pi/3$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทริกลงมุม $\alpha = \pi/4, \beta = \pi/3$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	0.3
รีปเปิล (Vac)	=	174
ฟอร์ม แฟกเตอร์ (FF)	=	2.33
รีปเปิล แฟกเตอร์ (RF)	=	5.3
ฮาร์โมนิก แฟกเตอร์ (HF)	=	3.2
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	2.1
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	7.8
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	20

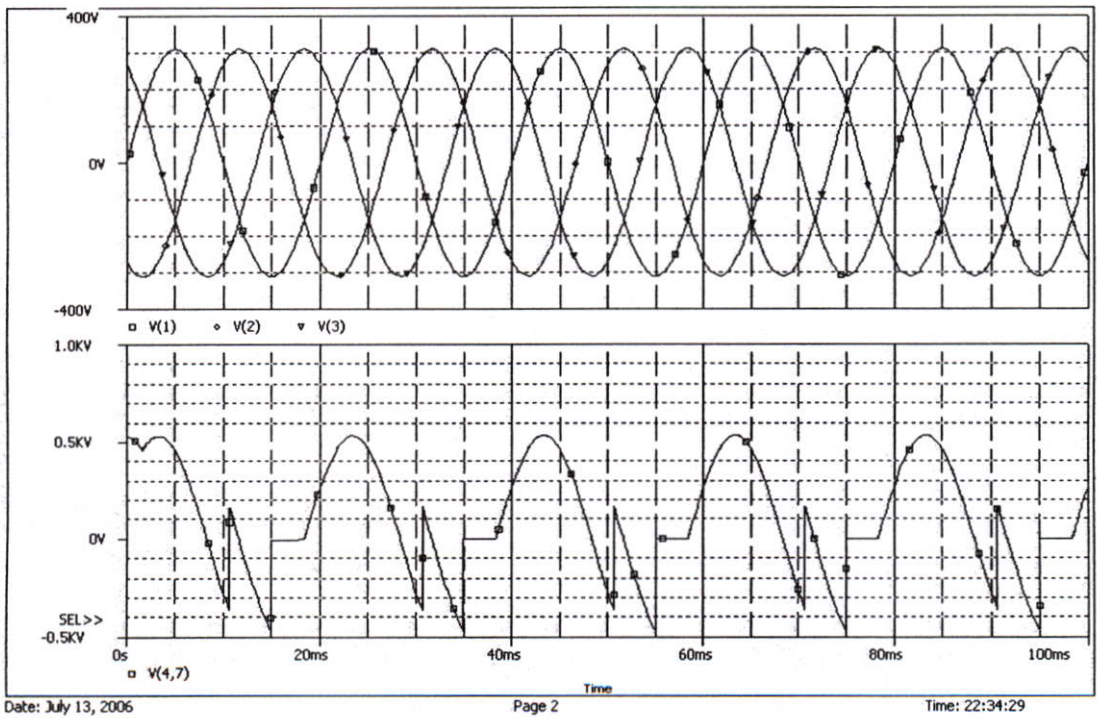
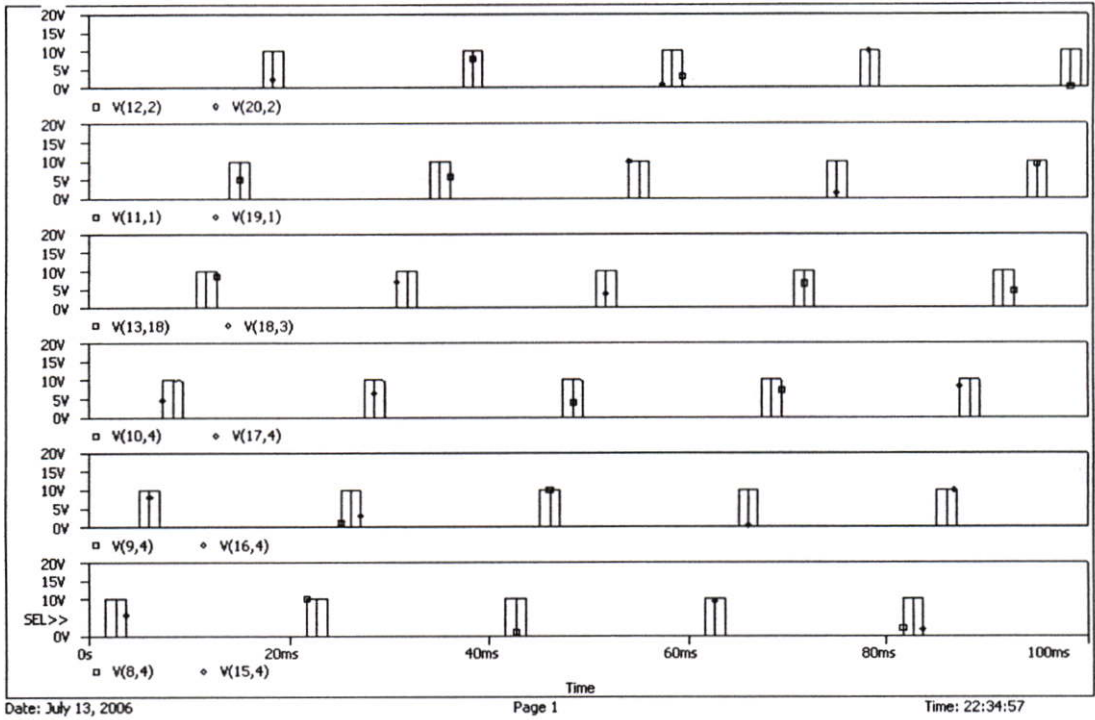
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = 3.361580E+01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT (DEG)	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
-------------	----------------	-------------------	-------------------------	-------------	------------------------

1	5.000E+01	4.795E+02	1.000E+00	3.335E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	4.156E+01	8.667E-02	-8.447E+01	-1.512E+02
3	1.500E+02	1.468E+00	3.062E-03	-5.405E+01	-1.541E+02
4	2.000E+02	4.120E+01	8.591E-02	-9.194E+01	-2.253E+02
5	2.500E+02	6.357E+01	1.326E-01	-1.092E+01	-1.777E+02
6	3.000E+02	5.746E+01	1.198E-01	7.116E+01	-1.289E+02
7	3.500E+02	3.273E+01	6.826E-02	1.580E+02	-7.549E+01
8	4.000E+02	1.054E+01	2.197E-02	-9.567E+01	-3.625E+02
9	4.500E+02	1.491E+00	3.110E-03	2.079E+01	-2.794E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.280064E+01 PERCENT



รูปที่ 4.19 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/6$, $\beta = \pi/4$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทริก วม $\alpha = \pi/6, \beta = \pi/4$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	3.4
ริปเปิล (Vac)	=	85
ฟอร์ม แฟคเตอร์ (FF)	=	1.27
ริปเปิล แฟคเตอร์ (RF)	=	0.78
ฮาร์โมนิก แฟคเตอร์ (HF)	=	4.2
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	13.2
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	12.8
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	41

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

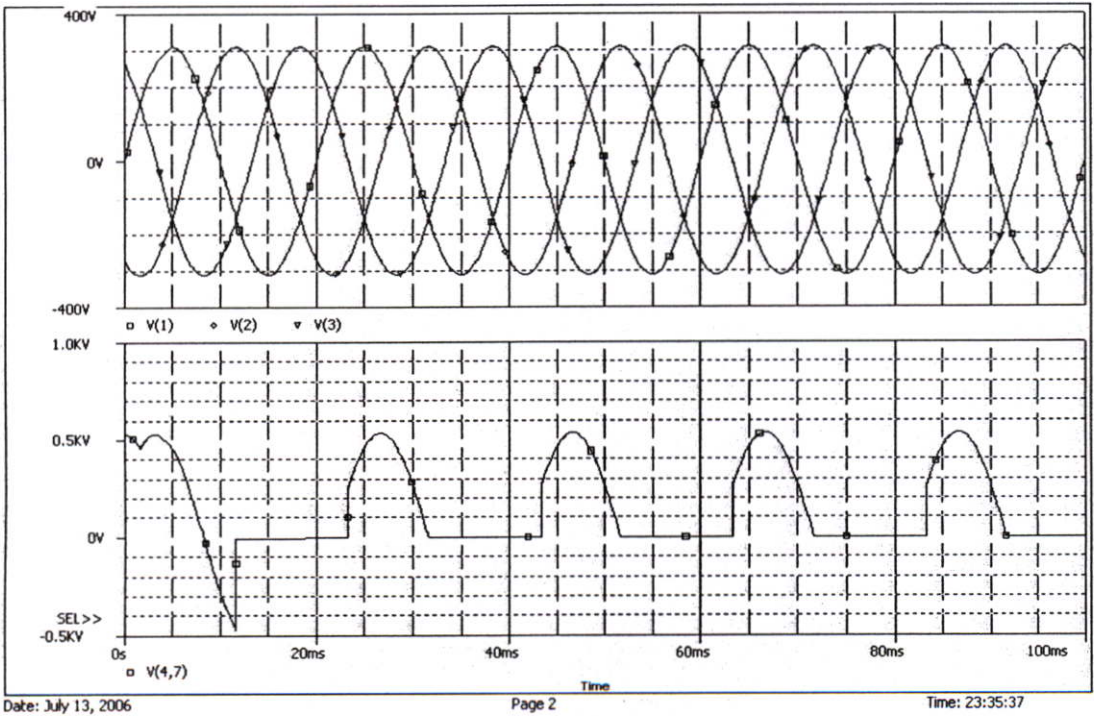
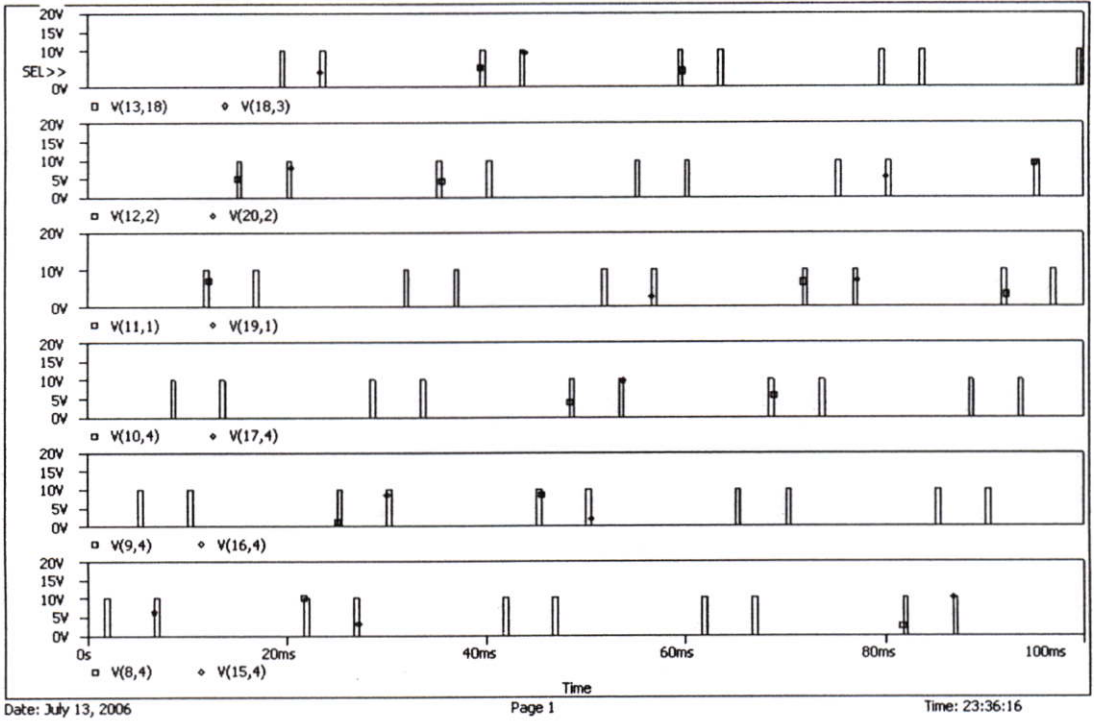
DC COMPONENT = 1.078855E+02

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO (HZ) COMPONENT COMPONENT (DEG) PHASE (DEG)

1	5.000E+01	3.649E+02	1.000E+00	3.330E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	6.742E+01	1.848E-01	-3.202E+01	-9.862E+01
3	1.500E+02	4.667E+01	1.279E-01	-1.527E+02	-2.526E+02
4	2.000E+02	8.608E+01	2.359E-01	-2.050E+01	-1.537E+02
5	2.500E+02	6.855E+01	1.878E-01	1.005E+02	-6.598E+01
6	3.000E+02	2.577E+01	7.062E-02	-1.284E+02	-3.281E+02
7	3.500E+02	8.414E+00	2.306E-02	1.288E+02	-1.043E+02
8	4.000E+02	2.415E+01	6.617E-02	-5.286E+01	-3.192E+02
9	4.500E+02	3.565E+01	9.770E-02	8.363E+01	-2.160E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.010672E+01 PERCENT



รูปที่ 4.20 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/6$, $\beta = \pi/2$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทริก ฌ มุม $\alpha = \pi/6, \beta = \pi/2$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	1.3
ริปเปิล (Vac)	=	26.2
ฟอร์ม แฟกเตอร์ (FF)	=	1.6
ริปเปิล แฟกเตอร์ (RF)	=	1.5
ฮาร์โมนิก แฟกเตอร์ (HF)	=	2.5
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	5.2
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	73.7
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	73

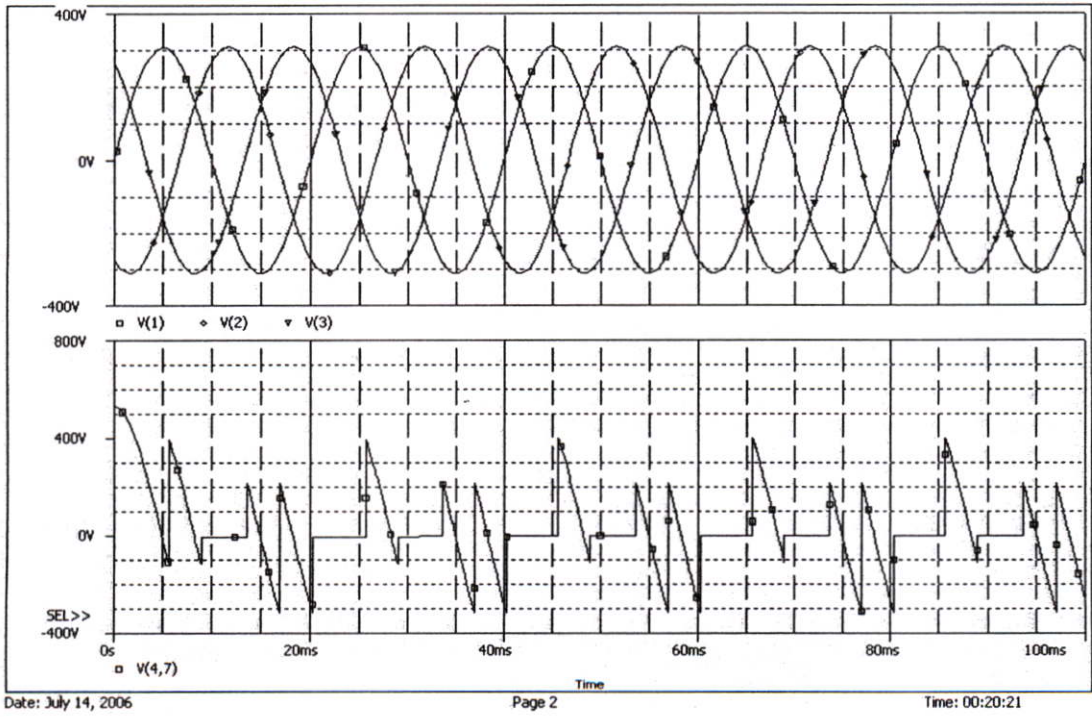
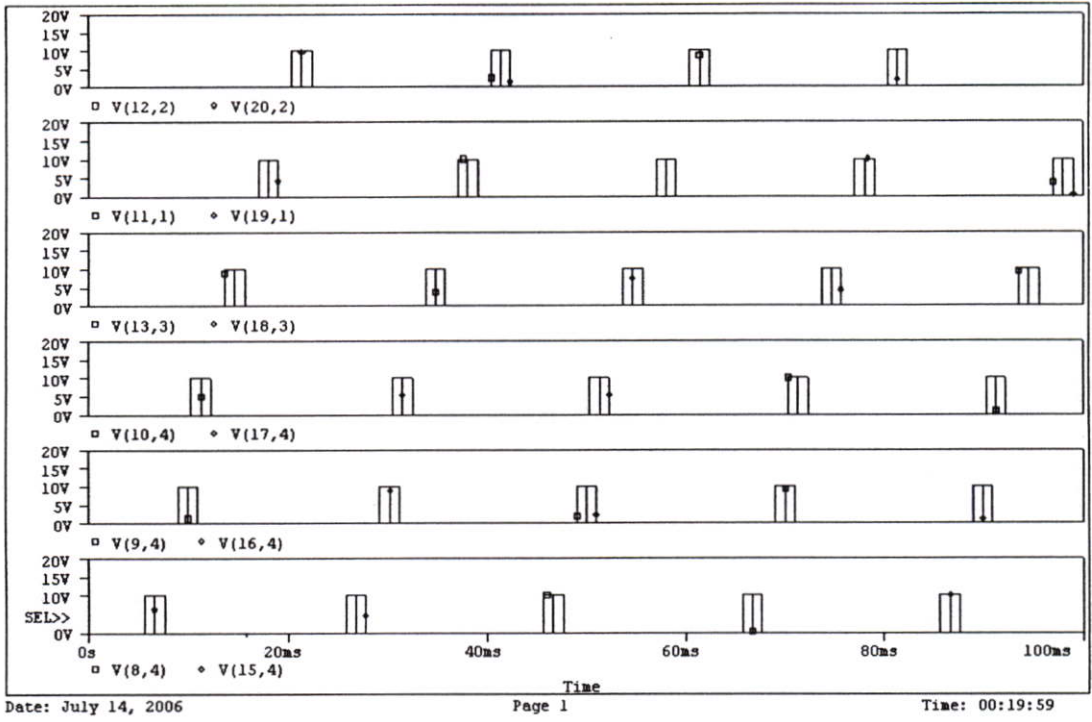
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = -2.273471E+00

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT (DEG)	PHASE (DEG)	
1	5.000E+01	8.925E-02	1.000E+00	-1.746E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	4.479E-02	5.019E-01	-1.766E+02	1.726E+02
3	1.500E+02	2.988E-02	3.348E-01	-1.770E+02	3.468E+02
4	2.000E+02	2.242E-02	2.512E-01	-1.770E+02	5.215E+02
5	2.500E+02	1.794E-02	2.010E-01	-1.768E+02	6.963E+02
6	3.000E+02	1.495E-02	1.675E-01	-1.765E+02	8.712E+02
7	3.500E+02	1.282E-02	1.436E-01	-1.761E+02	1.046E+03
8	4.000E+02	1.122E-02	1.257E-01	-1.758E+02	1.221E+03
9	4.500E+02	9.973E-03	1.117E-01	-1.754E+02	1.396E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.378778E+01 PERCENT



รูปที่ 4.21 สร้างสัญญาณการจุดมุมทริก ณ มุม $\alpha = \pi/2$, $\beta = \pi$

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการทริก ฌ มุม $\alpha = \pi/2, \beta = \pi$

ประสิทธิภาพของการเรียงกระแส (η)	=	0.2
ริปเปิล (Vac)	=	18
ฟอร์ม แฟกเตอร์ (FF)	=	1.13
ริปเปิล แฟกเตอร์ (RF)	=	2.75
ฮาร์โมนิก แฟกเตอร์ (HF)	=	1.3
ค่าประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)	=	21.6
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางกระแส (THDi)	=	88
ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทางแรงดัน (THDv)	=	175

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE

DC COMPONENT = 6.630961E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	8.136E+01	1.000E+00	-4.800E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	5.736E+01	7.050E-01	-1.095E+02	-1.354E+01
3	1.500E+02	4.807E+01	5.908E-01	1.005E+02	2.444E+02
4	2.000E+02	4.793E+01	5.891E-01	-7.111E+01	1.209E+02
5	2.500E+02	9.027E+01	1.109E+00	-1.027E+02	1.373E+02
6	3.000E+02	4.237E+01	5.208E-01	-6.879E+00	2.811E+02
7	3.500E+02	4.988E+01	6.131E-01	6.578E+00	3.426E+02
8	4.000E+02	5.434E+00	6.679E-02	-6.974E+01	3.143E+02
9	4.500E+02	1.196E+01	1.470E-01	-1.754E+02	2.566E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.759861E+02 PERCENT

4.7 การเปรียบเทียบระหว่างการทริกแบบปกติและการใช้เทคนิคดับเบิ้ลมุมทริก

4.7.1 การทริกแบบปกติ

ตาราง 4.1 พารามิเตอร์บอกสมรรถนะของการจุดสัญญาณแบบปกติ

α	η	Vac	FF	RF	HF	PF	%THDi	%THDv
$\pi/2$	-0.1	48	-12.9	22.7	3.02	16.2	41	92
$\pi/6$	6.3	-	0.8	10.3	-	21.6	37	68
0	7.4	93	-21.24	33.7	0.5	15.2	61	80
$\pi/3$	8	-	-	-	-	10.2	5.39	280

4.7.2 การทริกโดยเทคนิคการดับเบิ้ลมุมทริก

ตาราง 4.2 พารามิเตอร์บอกสมรรถนะของการจุดสัญญาณแบบดับเบิ้ล

α, β	η	Vac	FF	RF	HF	PF	%THDi	%THDv
$\pi/4, \pi/2$	0.08	189	15.95	1.9	-	1.5	7.6	18
$\pi/4, \pi/3$	0.3	175	2.33	5.2	-	2.1	7.8	20
$\pi/6, \pi/4$	3.4	85	1.27	0.78	-	13.2	12.8	40
$\pi/6, \pi/2$	1.3	26.2	-1.66	1.5	-	5.2	73.7	73
$\pi/2, \pi$	0.2	18	1.13	2.75	1.3	21.6	88	175

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์โดยใช้เทคนิคการดับเบิ้ลมุมทริก ณ มุมที่เหมาะสม ของการนำกระแสของไทรสเตอร์เพื่อลดการกำเนิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของกำลังไฟฟ้าอินพุทและการลดความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุท จากผลการทดลองและผลการวิเคราะห์สามารถสรุปคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกไทรสเตอร์โดยใช้เทคนิคการจุดมุมทริก สามารถสรุปได้ว่า ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุท กระแสและแรงดันอินพุทของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถทำให้ลดลงได้ด้วยเทคนิคการจุดมุมทริกแบบดับเบิ้ล ณ ช่วงเวลาที่เหมาะสม

หากมีการกำหนดช่วงเวลาในการทริกที่ไม่เหมาะสมแทนที่จะเกิดผลดี กลับอาจทำให้เกิดผลที่ตรงกันข้ามได้ ดังตัวอย่างที่แสดง

ช่วงเวลาทริกที่เหมาะสมคือ ช่วงระหว่าง $\pi/4$ ถึง $\pi/2$ และจากการผลการจำลองจะพบว่า ถ้าทำการจำลองมุมทริกมากกว่าหรือน้อยกว่าช่วงเวลาดังกล่าวแล้วจะเกิดผลเสียมากกว่าผลดีที่จะได้รับ

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ผลที่ได้จากการใช้แบบจำลองจากโปรแกรม Pspice A/D ทำการจำลองการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์พบว่าในการใช้เทคนิคการดับเบิ้ลมุมทริก ในการควบคุมสัญญาณทริกที่ขาเกต ต้องมีความแม่นยำของเวลาในการทริกแม่นยำเป็นอย่างมากในการทำงาน แนวทางการพัฒนาที่เหมาะสมน่าจะใช้การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ในการทำงาน

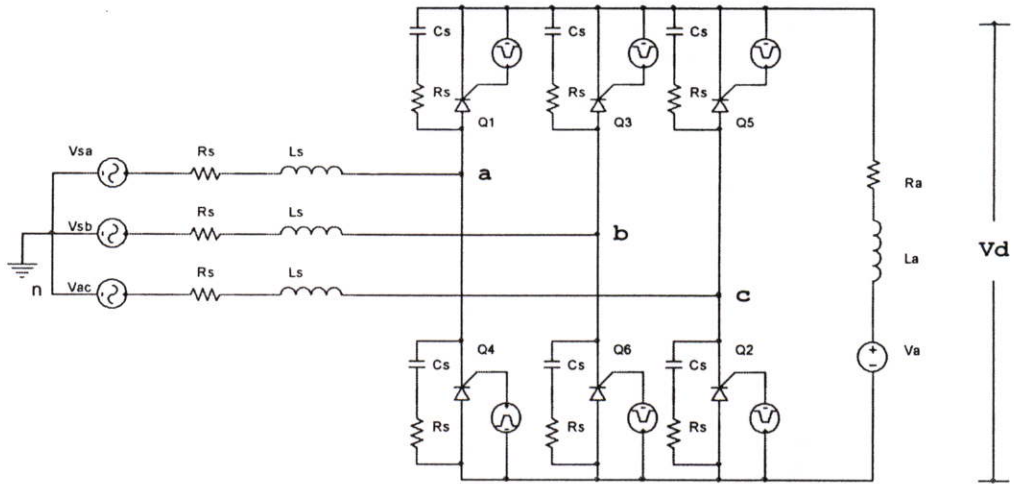
เอกสารอ้างอิง

- [1] ไชยะ แซ่มซ้อย “การแก้ปัญหาฮาร์โมนิกโดยใช้ตัวกรองฮาร์โมนิก” ศูนย์เชี่ยวชาญพิเศษ เฉพาะด้าน เทคโนโลยีไฟฟ้ากำลัง, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- [2] มงคล ทองสงคราม “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”, 2540
- [3] ผศ. นภัทร วัฒนเทพินทร์ “การจำลองการทำงานวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ด้วยโปรแกรม Pspice”
- [4] คณะกรรมการปรับปรุงความเชื่อถือได้ของระบบไฟฟ้า, “ข้อกำหนดคณกฎเกณฑ์ฮาร์โมนิก เกี่ยวกับ ไฟฟ้าประเภทธุรกิจอุตสาหกรรม”, กฟผ. กฟน. กฟน.ม1998
- [5] อาทิตย์ พัฒนพงษ์ชัย และ พิพัฒน์ เลหาสงคราม, “กรณีศึกษาการออกแบบตัวกรองฮาร์โมนิกแบบพาสซีฟโดยใช้วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์”, วิศวกรรมสาร มข. ฉบับที่ 1(61-67) มกราคม-มีนาคม ปี 2546, หน้า 61-77
- [6] I.G. Park and J.T. Yoon, “Characterizing the Double Firing Method for Three-Phase Thyristor Phase Controlled Converter “in Proc. IECON96, 1996, pp. 689-694
- [7] Artite Pattanapongchai, Surached W.wongtongdee, and Piphat Laosongkram, “Intervening Firing Method and Passive Filter Design for Harmonic Elimination and Reactive Power compensation In Three-Phase Thyristor Phase-Controlled Converters Supplying a DC motor”, ICCASS2005, June 2-5, KINTEX, Gyeonggi-Do, Korea
- [8] D.L. Lafuze, “Turn off Switch Phase Control with Improved Ripple and Power Factor”, U.S. Patent No.5, 198, 972, 1993

ภาคผนวก ก.

Circuit Files

รูปวงจรที่ใช้ในการจำลองจากโปรแกรม Orcad Pspice A/D



3 Phase Full wave Full-Controlled Bridge Load R-L $\alpha=90$

*****SOURCE*****

Van 14 0 SIN(0 311V 50Hz)

Vbn 2 0 SIN(0 311V 50Hz 0 0 -120DEG)

Vcn 3 0 SIN(0 311V 50Hz 0 0 -240DEG)

*****Switch Control*****

VG1 8 4 PULSE(0 10V 2.5ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG7 15 4 PULSE(0 10V 4.5ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG3 9 4 PULSE(0 10V 5.83ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG8 16 4 PULSE(0 10V 7.83ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG5 10 4 PULSE(0 10V 9.16ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG9 17 4 PULSE(0 10V 11.16ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG4 11 1 PULSE(0 10V 15.82ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG11 19 1 PULSE(0 10V 18.23ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG6 12 2 PULSE(0 10V 19.15ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG12 20 2 PULSE(0 10V 21.15ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG2 13 3 PULSE(0 10V 22.48ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

VG10 18 3 PULSE(0 10V 24.48ms 1ns 1ns 0.5ms 20ms)

*******CIRCUIT*******

R 4 5 2

L 5 6 65mH

VX 6 7 DC 0V

VY 14 1 DC 0V

*Subcircuit for SCR model--S18CF(1200-1000V,110 Arms)

.SUBCKT SCR 1 2 3 2

* model A K +control -control

S1 1 5 6 2 SMOD

RG 3 4 50

VX 4 2 DC 0V

VY 5 7 DC 0V

DT 7 2 DMOD

RT 6 2 1

CT 6 2 10uF

F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11

.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5V VON=0.5V VOFF=0V)

.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)

.ENDS SCR

*******SubCircuit SCR Model*******

XT1 1 4 8 4 SCR

XT3 2 4 9 4 SCR

XT5 3 4 10 4 SCR

XT2 7 3 13 3 SCR

XT4 7 1 11 1 SCR

XT6 7 2 12 2 SCR

******ANALYSIS******

.TRAN 50us 100ms

.PROBE

.FOUR 50HZ V (4,7) I(vx) I(vy)

.END

ภาคผนวก ข.
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

Comparison of the harmonic reduction by using harmonic passive filters and technique of intervene firing method at the pulse of the 6-pulse phase controlled converter.

Surached W.wongtongdee, Pipat Laohasongkram

Department of Instrumentation Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut 's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok ,10520 Thailand
(Tel : 66-2-739-2406; Fax : 66-2-739-2407 ; E-mail : pure_surached@hotmail.com)

Abstract: This article introduces technique to reduce harmonic by using the 5th and 7th harmonic tune filter and line reactor in the comparison to the technique of intervening firing method at the pulse of the 6-pulse phase-controlled converter in every 1/6 period. The design of the technique introduced in this article is to reduce the harmonic distortion of the current and the voltage resulted from three-phase thyristor phase-controlled converter. The waveform obtained from the experiment was analyzed on the spectrum of the current, voltage and the total harmonic distortion. The double firing method causes zero vectors of output voltage and input current. Designing the mechanism of the converter based on the idea of Park Vector Theory, the number of harmonic distortion in the intervening firing method were compared to those in normal firing method.

1. INTRODUCTION

Phase control converter has been using Thyristor for the switching device that can able to be control short circuit. There are uses for height voltage system but the mainly problem of them are harmonic distortion of output voltage and so many inputs current. For solution concern harmonic distortion in old day used fitter to adjust frequency for variable inductors reactance equation capacitor reactance.

This article presently technique of intervene firing method, comparisons with normally intervening firing that use passive filter. Technique of intervene firing at the 6-pulse phase-controlled converter.

We use this technique for drive DC motor. There were from obtained from the experiment was analyzed on the spectrum of the current voltage, harmonic distortion (THD).

Design of passive harmonic filter and technique of intervene firing method.

1. Find the apparent Power (KVA) and amplitude of voltage that using for drive load.
2. And then

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}V_p} \tag{1}$$

3. Compute impedance of system.

$$Z = \frac{V_p / \sqrt{3}}{I} \text{ or } Z = \frac{V_p / \sqrt{3}}{I} \tag{2}$$

4. Compute the value of line reactance and should be have 3-5% of impedances system.

$$\%X_L = 3\% - 5\%(Z) \tag{3}$$

5. Compute inductance.

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \tag{4}$$

Computing factor of the passion harmonic filter consist of

1. Define any parameter of system that use for harmonic filter.
2. Define reactance power.

$$Q_{com} = kW(\tan \theta_1 - \tan \theta_2) \tag{5}$$

Q_{com} Reactive power (kVAR)

kW Real power (kW)

θ_1 Angle of old power factor

θ_2 Angle of new power factor

3. Analyze information harmonic current from exactly measurement or estimate and define number of filter.
4. Separate Q_{com} from follow the number of filter.
5. Define turning point of harmonic filter.
6. Define voltage of capacitor.

$$V_C \geq \frac{n_h^2}{n_h^2 - 1} \times V_{sys} \tag{6}$$

V_{sys} Voltage system

n_h Turning value

V_C Capacitor voltage

7. Define reactive power of capacitor that use.

$$Q_C = \frac{Q_{com}}{\left[\frac{n_h^2}{n_h^2 - 1} \right] \times \left[\frac{V_{sys}}{V_C} \right]^2} \tag{7}$$

Q_{com} Compensation reactive power

Q_C Capacitor reactive power

8. Find capacitor, inductor, and resistor.

$$X_c = \frac{V_C^2}{Q_C \times 10^3} \tag{8}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f \times X_c} \tag{9}$$

$$L = \frac{X_c}{2\pi f \times n_h^2} \quad (10)$$

$$R = \frac{X_L}{Q_F} \sum_{h=2}^n n_h^2 \quad (11)$$

Q_F Quality factor

9. Installation harmonic filter with system and analyze harmonic current in the path of system and inspects performance of harmonic filter.

$$I_{RMS,Li} = \sqrt{(I_{Fi,j} \times 1.1)^2 + \sum_{h=2}^n I_{Fi,h}^2} \quad (12)$$

- $I_{Fi,j}$ Current use in filter i at fundament frequency
- $I_{Fi,h}$ Harmonic current i at harmonic filter
- $I_{RMS,Li}$ Totally current that use in filter

Technique of intervening firing method

The basic modal of phase control converter, that uses for experiment show in fig.3 can able show below.

$$v_d(t) = [S_a(t) \ S_b(t) \ S_c(t)] \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} i_d(t) \quad (14)$$

Equation $S_a(t)$, $S_b(t)$ and $S_c(t)$ are switching function vector formula $S(t)$ of switching function can find like this

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Input voltage

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} V_{an} \sin(\omega t) \\ \sqrt{2} V_{an} \sin(\omega t - 2/3\pi) \\ \sqrt{2} V_{an} \sin(\omega t - 4/3\pi) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Table 1 value of switching function

Conducting Switches	$S_a(t)$	$S_b(t)$	$S_c(t)$	$S(t)$
$Q_3 \text{ and } Q_0$	0	-1	1	S_1
$Q_1 \text{ and } Q_6$	1	-1	0	S_2
$Q_1 \text{ and } Q_2$	1	0	-1	S_3
$Q_3 \text{ and } Q_2$	0	1	1	S_4
$Q_3 \text{ and } Q_4$	-1	1	0	S_5
$Q_3 \text{ and } Q_4$	-1	0	1	S_6
$Q_1 \text{ and } Q_4$	0	0	0	S_7
$Q_3 \text{ and } Q_6$	0	0	0	S_8
$Q_3 \text{ and } Q_2$	0	0	0	S_9

Technique of intervene firing method at the pulse of the 6 pulse phase control converter in every 1/6 period. This article S_0 will be create. Consider the first 1/6 period before intervening firing of i_{G1} , at $\omega t = 0$. Thyristor Q_3 , Q_4 enable a both and when there are intervening firing of i_{G1} , at $\omega t = 0$ Thyristor Q_1 Trig when $v_{ab} > 0$ in 1/6 period. Q_1 will be turned on and Q_3 turn off then vector of o/p. v_d and input current $i_a, i_b, i_c = 0$ when i_{G1} Trig and Q_3 also. When $v_{ca} > 0$ in 1/6 period, Q_5 turn on and Q_1 turn off when output voltage, v_d become to v_{ca} . The sequence of Trig will be repeat. The result is value distortion in o/p voltage v_d reduction.

Fig.1 Three-phase thyristor control converter

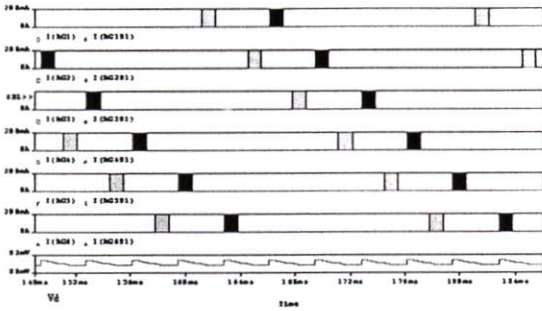


Fig 2 at $\alpha = 80^\circ, \beta = 20^\circ$

The value of distortion harmonic, V_d, V_{dmax}, I_a, S and V_{ripple} compute from equation below.

$$v_d(t) = v_d + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_n \sin(n\omega t + \psi_n) \quad (17)$$

$$v_{ab}(t) = \sqrt{2} V_{ab} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (18)$$

$$V_{ripple} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (19)$$

$$I_a = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (20)$$

$$S = 3V_{an} I_a \quad (21)$$

Table 2 percentage of current harmonic $THD_i(\%)$ at

Test Condition	$THD_i(\%)$		
	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 30^\circ$	$\alpha = 60^\circ$
No Filters	24.61	27.16	27.36
Harmonic Filter $C_s = 240 \mu F, L_s = 1.84 mH$ $C_f = 150 \mu F, L_f = 1.38 mH$	2.98	4.35	4.65

$\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$

The result of intervene firing

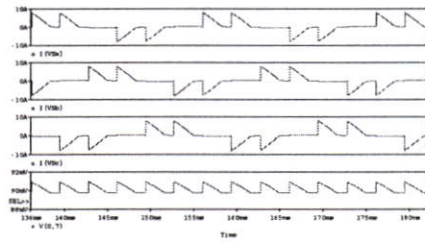


Fig 5 current graph i_a, i_b, i_c and voltage V_d at $\alpha = 80^\circ, \beta = 60^\circ$

Result of experiment

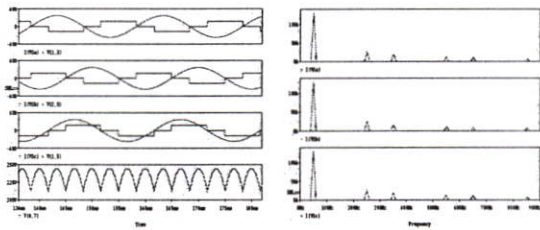


Fig 3 graph and current spectrum before take filter at $\alpha = 0^\circ$

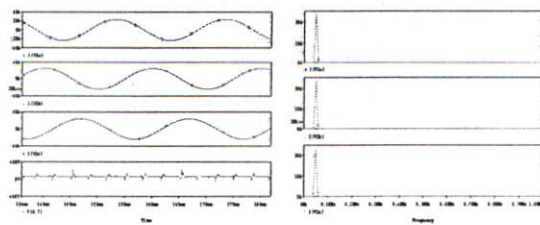


Fig 4 graph and current spectrum behind take filter at 5th, 7th and line reactor at $\alpha = 0^\circ$

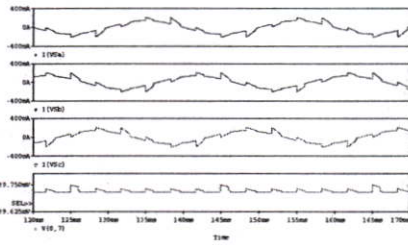


Fig 6 current graph i_a, i_b, i_c and voltage V_d at $\alpha = 120^\circ, \beta = 20^\circ$

phase controlled converter," in Proc. IECON 96 ,
1996, pp. 689-694

Table 3 value of current harmonic THD_i(%) at

$$\alpha = 30^\circ - 120^\circ, \beta = 0^\circ - 60^\circ$$

Double Firing		THD _i (%)	Firing	THD _i (%)
α	β		α	
30	0	27.39	30	27.16
60	0	27.82	60	27.36
60	30	27.32	60	27.36
80	60	12.35	80	28.81
120	30	10.83	120	32.03
120	60	10.22	120	32.03

compari
son with
normall
y trig

From fig. 3 and 4 $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ harmonic filter passive can able reduction distortion harmonic but we consider THD(%) when the value of Trig's angle increase to much then input current and output voltage reduction the quality of filter reduction also.

Summarize

Reduction distortion harmonic from 6-pulse phase control converter show by to change space vector then can able make zero vector of output voltage and input current become to zero via every 1/6 period when comparison with passive harmonic filter

Reference

- [1] N.Mohan, T.M. Undeland, and W. P. Robbins, Poer Electronics : Converter, Application, and Design-2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995, pp. 138-153
- [2] J. Lazar "Park-vector Theory of Line-commutated Three-Phase Bridge Converters" Serial editor Volume 1, Omikk Publisher Budapest, 1987, pp. 14-66
- [3] I. G. Park and J. T. Yoon, "Charecterizing the double Firing Method For three-phase thyristor

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสุรเชษฐ์ วัชรวงษ์ทองดี
วัน เดือน ปีเกิด	27 พฤษภาคม 2519
ที่อยู่	124/1 หมู่ที่2 ตำบลในเมือง อำเภอพิมาย จังหวัดนครราชสีมา 30110 โทร.089-166-4106
ประวัติการศึกษา	2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) Supervisory control and data acquisition (SCADA) 2) Programmable logic control (PLC)
ประสบการณ์ทำงาน	
ปัจจุบัน	วิศวกรโครงการ บริษัท พร้อม เทคโนโลยีคอด เซอร์วิสเชส จำกัด