การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบหกพัลส์แบบปรับปรุง โดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟส

DESIGN AND ANALYSIS OF A MODIFIED SIX-PULSE CONVERTER USING AN INTERPHASE TRANSFORMER

สกล กลิ่นหรั่น
SAKOL KLINRUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2446-3

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบหกพัลส์แบบปรับปรุง โดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟส

DESIGN AND ANALYSIS OF A MODIFIED SIX-PULSE CONVERTER USING AN INTERPHASE TRANSFORMER

สกล กลิ่นหรั่น

SAKOL KLINRUN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....61651
วัน,เดือน,ปี.....19 ก.ค. 2549

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2446-3

DESIGN AND ANALYSIS OF A MODIFIED SIX-PULSE CONVERTER USING AN INTERPHASE TRANSFORMER

SAKOL KLINRUN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2006

ISBN 974-15-2446-3

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบหกพัลส์แบบปรับปรุงโดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟส
นักศึกษา	นายสกล กลิ่นหรั่น
รหัสนักศึกษา	44611022
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสเอซี/ดีซี 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทและกระแสอินพุท โดยใช้วงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่มีวงจรไทริสเตอร์ช่วย ต่อเข้ากับแทปหม้อแปลงอินเตอร์เฟส โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อช่วยในการกำจัดฮาร์มอนิก ของกระแสทางด้านอินพุท การเพิ่มจำนวนพัลส์แรงดันทางด้านเอาท์พุทและได้มีการออกแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อยืนยันความถูกต้องการทำงานของวงจรพร้อมด้วยผลการทดลอง มีการออกแบบชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟส และชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์เพื่อหาขนาดของหม้อแปลงให้มีสภาวะที่เหมาะสมกับการทำงาน และพิจารณาถึงการปรับเปลี่ยนมุมนำกระแสต่างๆ ให้กับชุดคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ส่วนได้มีการทดสอบกับโหลด และสภาวะการทำงานต่างๆ ซึ่งผลจากการทดสอบและการจำลองได้แสดงให้เห็นถึงระบบที่นำเสนอได้สมรรถนะเป็นที่น่าพอใจ

Thesis Title	DESIGN AND ANALYSIS OF A MODIFIED SIX-PULSE CONVERTER USING AN INTERPHASE TRANSFORMER
Student ID	Mr. Sakol Klinrun
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr.Vijit Kinares

ABSTRACT

This thesis presents design and analysis of a six-pulse converter with improved output voltage and input current wave-shape using a conventional three-phase full bridge converter having auxiliary thyristors connected to taps on the interphase transformer. The objective of this study is to multiply the pulse number and eliminate the harmonic input current by controlling the firing angle of thyristors. Designed circuit simulation using MATLAB/SIMULINK is also given in order to verify circuit operations together with experimental results. Design of interphase transformer and transformer of auxiliary thyristors unit for suitable operation is given. Also, consideration of firing angle adjustment of thyristors for both parts of the proposed converter is illustrated. Testing under various loads and operating conditions is proposed. Simulation and experiential results show satisfied performance of the proposed system.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำความรู้ต่างๆ จนวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณภาควิศวกรรมไฟฟ้า, ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์, และเงินทุนสนับสนุนทางสถาบันการศึกษา

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้มีพระคุณทุกท่านที่คอยให้กำลังใจ และเพื่อนๆ นักศึกษาปริญญาโททุกคนที่ประจำห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machine Control ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่มีส่วนช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์

สกล กลิ่นหรั่น

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย..... I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... II

กิตติกรรมประกาศ..... III

สารบัญ..... IV

สารบัญตาราง..... VIII

สารบัญรูป..... IX

บทที่ 1 บทนำ..... 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... 1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์..... 1

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย..... 2

1.4 ขอบเขตการวิจัย..... 2

1.5 ขั้นตอนการศึกษา..... 3

1.6 ประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย..... 3

บทที่ 2 พื้นฐานหลักการทำงาน..... 4

2.1 บทนำ..... 4

2.2 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า (AC-DC Converters) แบบควบคุมได้..... 4

2.3 วงจรเรียงกระแสแบบ 1 เฟสแบบควบคุมได้..... 4

2.3.1 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบครึ่งคลื่นที่ควบคุมได้..... 4

2.3.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบกึ่งเฟสเดียวที่ควบคุมได้..... 6

2.3.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่นที่ควบคุมได้..... 7

2.3.4 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบคู่ที่ควบคุมได้..... 8

2.4 วงจรเรียงกระแสแบบระบบ 3 เฟสแบบควบคุมได้..... 9

2.4.1 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น 3 เฟสแบบควบคุมได้..... 9

2.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟสแบบควบคุมได้..... 10

2.4.3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟสแบบควบคุมได้..... 12

2.4.4 วงจรเรียงกระแสแบบคู่ 3 เฟส..... 13

2.5 การสร้างวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์..... 14

2.5.1 ระบบแรงดันไฟฟ้ากระตรง 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์..... 15

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5.2 กระแสด้านเอซีหรือกระแสไฟสลับทางด้านอินพุท 15

2.6 การออกแบบหม้อแปลงหนึ่งเฟสแบบสองขดลวดแยกอิสระ 16

2.7 หม้อแปลงไฟฟ้า 1 เฟสแบบออโต 17

2.7.1 อัตราส่วนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต 18

2.7.2 อัตราส่วนของขดลวด 19

2.8 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแบบออโต 19

2.9 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส 20

2.9.1 หม้อแปลงหนึ่งเฟสสามตัวต่อร่วมกัน 20

2.9.2 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแกนร่วม 21

2.10 สรุป 21

บทที่ 3 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง 22

3.1 บทนำ 22

3.2 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ 22

3.3 ตัวประกอบกำลัง 23

3.4 ผลกระทบอินดักแตนซ์ด้านระบบเอซี (L_s) 25

3.5 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง 28

3.5.1 การทำงานของวงจร 28

3.5.2 วงจรหม้อแปลงอินเตอร์เฟส 30

3.5.3 วงจรช่วยไทรีสเตอร์ 31

3.6 สรุปการทำงานของวงจร 36

บทที่ 4 การออกแบบและควบคุมการทำงาน 37

4.1 บทนำ 37

4.2 การควบคุมมุมนำกระแส 37

4.3 การออกแบบชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟส 40

4.3.1 การทดสอบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อเกิดสภาวะไม่สมดุลที่ k = 0.5:1 40

4.3.1 การทดสอบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อเกิดสภาวะไม่สมดุลที่ k = 1:0.5 41

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4 การออกแบบชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ 42

4.5 สรุป 43

บทที่ 5 วิธีการทดสอบและผลการทดสอบ 44

5.1 บทนำ 44

5.2 การทดสอบหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ 45

5.3 การทดสอบที่อัตราส่วนหม้อแปลง a = 1:0.5:0.5, k = 1:1 46

5.3.1 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$ 46

5.3.2 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ 48

5.3.3 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ 50

5.3.4 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ 52

5.4 การทดสอบที่อัตราส่วนหม้อแปลง a = 1:1:1, k = 1:1 56

5.4.1 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$ 56

5.4.2 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ 58

5.4.3 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ 60

5.4.4 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ 62

5.5 การทดสอบที่อัตราส่วนหม้อแปลง a = 1:1.5:1.5, k = 1:1 66

5.5.1 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$ 66

5.5.2 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ 68

5.5.3 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ 70

5.5.4 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ 72

5.6 ทดสอบการทำงาน 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง 76

5.6.1 ทดสอบค่าการปรับมุมนำกระแสไทริสเตอร์ตั้งแต่ 10° ถึง 60° 76

5.6.2 ทดสอบแรงดันเอาท์พุท 83

5.6.3 การทดสอบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 84

5.7 สรุปผลการทดลอง 88

บทที่ 6 สรุปและข้อเสนอแนะ 90

6.1 สรุปผลการทดลอง 90

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.1.1 สรุปผลการทำงานของวงจร 90

6.1.2 สรุปการทำงานของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ 90

6.1.3 สรุปการเปรียบเทียบ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมและแบบปรับปรุง 91

6.2 สรุปผลการทำงาน 92

6.3 ข้อเสนอแนะ 93

เอกสารอ้างอิง 94

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก 95

ภาคผนวก ข 100

ภาคผนวก ค 121

ประวัติผู้เขียน 129

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

5.1 อัตราส่วนหม้อแปลงไทริสเตอร์ช่วย (a) 45

5.2 ค่ามุมนำกระแสของวงจรเรียงกระแส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง 45

5.3 แสดงผลการทำงานที่การกำหนดค่า a = 1:0.5:0.5, k = 1:1, V_{LL} = 155v 54

5.4 แสดงผลการทำงานที่การกำหนดค่า a = 1:1:1, k = 1:1, V_{LL} = 155v 64

5.5 แสดงผลการทำงานที่การกำหนดค่า a = 1:1.5:1.5, k = 1:1, V_{LL} = 155v 74

5.6 กำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60° 79

5.7 PF เมื่อค่ามุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60° 82

5.8 การทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะไม่มีภาระทางกล 86

5.9 ค่า THDi ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะไม่มีภาระทางกล 87

6.1 แสดงการเปรียบเทียบราคา 12 พัลส์แบบดั้งเดิม 91

6.2 แสดงการเปรียบเทียบราคา 12 พัลส์แบบปรับปรุง 91

6.3 แสดงการเปรียบเทียบราคา 12 พัลส์แบบปรับปรุงที่แรงดัน 2 เท่าทางด้านอินพุท 92

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบครึ่งคลื่นที่ควบคุมได้ 5
2.2 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบครึ่งคลื่นที่ควบคุมได้ 5
2.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบกึ่งเฟสเดียวที่ควบคุมได้ 6
2.4 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบกึ่งเฟสเดียวที่ควบคุมได้ 6
2.5 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่นที่ใช้หม้อแปลงแทปกลาง 7
2.6 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่น 8
2.7 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่น 8
2.8 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบคู่ที่ควบคุมได้ 9
2.9 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น 3 เฟส 9
2.10 วงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟส 10
2.11 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟส 12
2.12 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส 12
2.13 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส 13
2.14 วงจรเรียงกระแสแบบคู่ 3 เฟส 14
2.15 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม 14
2.16 รูปสัญลักษณ์ของหม้อแปลง 16
2.17 รูปสัญญาลักษณ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต 17
2.18 รูปสัญญาลักษณ์หม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟสแบบออโต 19
2.19 แสดงโครงสร้างหม้อแปลงหนึ่งเฟสสามตัวต่อร่วมกัน 20
2.20 แสดงโครงสร้างหม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟสแกนร่วม 21
3.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟสที่ใช้ไทรีสเตอร์ (SCR) ในการควบคุม 22
3.2 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ไม่เป็นสัญญาณไซน์ 23
3.3 วงจรสมมูลของแหล่งจ่ายที่มี L_s ต่อกับชุดคอนเวอร์เตอร์ 26
3.4 ช่วงเวลาหยุดนำกระแสที่มีผลมาจาก L_s 26
3.5 กระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับที่มีผลกระทบจาก L_s 27
3.6 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง 28
3.7 รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากวงจรตามรูปที่ 3.6 โดยกำหนดมุม $\alpha = 30°, (\beta_p, \beta_q = 30°)$ 29
3.8 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ V_{Cp} ทำงานในซีกบวก 29
3.9 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ V_{Cq} ทำงานในซีกลบ 30

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.10 วงจรหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อมีการไหลของกระแส i_n 30

3.11 การทำงานของวงจรไทรีสเตอร์ช่วยในการเพิ่มจำนวนพัลส์..... 31

3.12 วงจรไทรีสเตอร์ช่วยในการเพิ่มจำนวนพัลส์ที่แรงดัน V_x 32

3.13 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 1 ที่ T_6, T_1 และ T_p ที่แรงดัน V_{mn} เป็นบวก (V_{mn}>0)... 34

3.14 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 2 ที่ T_1, T_2 และ T_q ที่แรงดัน V_{mn} เป็นลบ (V_{mn}<0).... 34

3.15 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 3 ที่ T_2, T_3 และ T_p ที่แรงดัน V_{mn} เป็นบวก (V_{mn}>0).. 34

3.16 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 4 ที่ T_3, T_4 และ T_q ที่แรงดัน V_{mn} เป็นลบ (V_{mn}<0).... 35

3.17 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 5 ที่ T_4, T_5 และ T_p ที่แรงดัน V_{mn} เป็นบวก (V_{mn}>0).. 35

3.18 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 6 ที่ T_5, T_6 และ T_q ที่แรงดัน V_{mn} เป็นลบ (V_{mn}<0).... 35

4.1 อุปกรณ์ไทรีสเตอร์เบอร์ SKKT 27/12E..... 37

4.2 วงจรการทำงานภายในของ IC TAC 785 38

4.3 สัญญาณที่ขาต่างๆ ของ TCA 785 39

4.4 หม้อแปลงกระตุ้นสัญญาณ..... 39

4.5 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a, V_{mn} และ i_n เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{Tp} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า.... 40

4.6 รูปสัญญาณ V_o, V_d และ THDi เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{Tp} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า.... 41

4.7 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a, V_{mn} และ i_n เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{Tq} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า.... 41

4.8 รูปสัญญาณ V_o, V_d และ THDi เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{Tq} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า 42

5.1 การจำลองระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK..... 44

5.2 เครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ..... 44

5.3 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5..... 46

5.4 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 46

5.5 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 46

5.6 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 47

5.7 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 47

5.8 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 47

5.9 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5..... 48

5.10 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 48

5.11 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 48

5.12 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ a = 1:0.5:0.5..... 49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.13 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 49

5.14 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$.... 49

5.15 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 50

5.16 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 50

5.17 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 50

5.18 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 51

5.19 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 51

5.20 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$.... 51

5.21 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 52

5.22 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 52

5.23 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 52

5.24 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 53

5.25 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$..... 53

5.26 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:0.5:0.5$... 53

5.27 แสดงกระแสเอาท์พุท i_o อัตราส่วน $a = 1:0.5:0.5$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β.. 54

5.28 แสดงแรงดัน V_o, V_d อัตราส่วน $a = 1:0.5:0.5$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 55

5.29 แสดงค่า THDi อัตราส่วน $a = 1:0.5:0.5$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 55

5.30 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1:1$..... 56

5.31 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 56

5.32 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 56

5.33 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 57

5.34 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 57

5.35 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 57

5.36 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ $a = 1:1:1$..... 58

5.37 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 58

5.38 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 58

5.39 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 59

5.40 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 59

5.41 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.42 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1:1$..... 60

5.43 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 60

5.44 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 60

5.45 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 61

5.46 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 61

5.47 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 61

5.48 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ $a = 1:1:1$..... 62

5.49 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 62

5.50 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 62

5.51 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 63

5.52 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 63

5.53 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1:1$..... 63

5.54 แสดงกระแสเอาท์พุท i_o อัตราส่วน $a = 1:1:1$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 64

5.55 แสดงแรงดัน V_o, V_d อัตราส่วน $a = 1:1:1$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 65

5.56 แสดงค่า THDi อัตราส่วน $a = 1:1:1$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 65

5.57 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 66

5.58 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 66

5.59 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 66

5.60 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 67

5.61 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 67

5.62 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 67

5.63 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 68

5.64 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 68

5.65 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 68

5.66 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 69

5.67 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 69

5.68 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$.... 69

5.69 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 70

5.70 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 70

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.71 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 70

5.72 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 71

5.73 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 71

5.74 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$.... 71

5.75 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 72

5.76 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 72

5.77 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 72

5.78 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 73

5.79 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$..... 73

5.80 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$, ที่ $a = 1:1.5:1.5$.. 73

5.81 แสดงกระแสเอาท์พุท i_o อัตราส่วน $a = 1:1.5:1.5$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β.. 74

5.82 แสดงแรงดัน V_o, V_d อัตราส่วน $a = 1:1.5:1.5$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 75

5.83 แสดงค่า THDi อัตราส่วน $a = 1:1.5:1.5$, $k = 1:1$ ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β..... 75

5.84 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 10° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 76

5.85 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 15° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 76

5.86 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 20° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 77

5.87 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 25° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 77

5.88 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 30° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 77

5.89 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 35° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 78

5.90 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 40° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 78

5.91 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 50° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 78

5.92 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 60° ที่ $a = 1:1:1$, $k = 1:1$..... 79

5.93 แสดงค่าของแรงดัน V_o และแรงดัน V_d โดยกำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) และปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°..... 80

5.94 แสดงค่าของกระแส i_o โดยกำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) และปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°..... 80

5.95 แสดงค่าของกระแส i_a โดยกำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) และปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°..... 81

5.96 แสดงค่า THDi ที่การปรับมุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ตั้งแต่ 10° ถึง 60°..... 81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.97 แสดงค่า *PF* ที่การปรับมุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ตั้งแต่ 10° ถึง 60° 82

5.98 รูปสัญญาณแรงดัน V_{mn}, V_o, V_d และกระแส i_o ที่มุมนำกระแส 30° 83

5.99 รูปสัญญาณกระแสและแรงดัน V_{ac}, i_a และ ค่า THDi ของกระแส i_a 83

5.100 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_{mn}, V_d และกระแส i_o ที่มุมนำกระแส 30° 84

5.101 รูปสัญญาณกระแสและแรงดัน V_{ac}, i_a และ ค่า THDi ของกระแส i_a 84

5.102 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 80% 85

5.103 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 70% 85

5.104 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 60% 86

5.105 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 50% 86

5.106 แสดงค่าของแรงดัน V_o และแรงดัน V_{LL} ที่มีการปรับเปลี่ยนพิกัดมอเตอร์ 87

5.107 แสดงค่าของกระแส i_o และกระแส i_a ที่มีการปรับเปลี่ยนพิกัดมอเตอร์ 87

5.108 แสดงค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการปรับเปลี่ยนพิกัดมอเตอร์ 88

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการใช้ระบบกำลังไฟฟ้ากระตรงได้มีการใช้อย่างแพร่หลายเพราะมีค่ากำลังงานที่คงที่ไม่แปรเปลี่ยนไปตามเวลาทำให้มีความสามารถในการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าสูงสุด[1][3] เมื่อเทียบกับระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ และสามารถนำไปใช้ระบบการส่งผ่านพลังงาน (HVDC), ในอุปกรณ์ไฟฟ้า, ในโรงงานอุสาหกรรม เช่นระบบควบคุมมอเตอร์[4], ระบบการควบคุมความร้อนเป็นต้น ซึ่งการแปลงระบบไฟฟ้ากระสลับให้เป็นระบบไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมีอยู่หลายวิธีด้วยกันเช่น วงจรเรียงกระแส 1 เฟสโดยใช้ไดโอดแบบเต็มคลื่น, วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบมีการควบคุมเฟส วงจรเรียงกระแสเหล่านี้ก่อให้เกิดฮาร์มอนิกทางด้านกับกระแสอินพุทของวงจร ยกตัวอย่างเช่นวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ไทริสเตอร์เรียงกระแส และกระแสไหลผ่านก็ต่อเมื่อ ขนาดของแรงดันทางด้านอินพุทของวงจรเรียงกระแสมีค่ามากกว่าแรงดันด้านเอาท์พุทส่งผลให้รูปคลื่นของกระแสอินพุทผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นนี้เองจะเข้าไปสร้างปัญหาโดยการเข้าไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆ ในระบบและได้มีงานวิจัยอยู่หลายหลากวิธีที่ต้องการลดค่าฮาร์มอนิกทางด้านกระแสอินพุท โดยให้รูปคลื่นของกระแสอินพุทใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์มากที่สุด และลดขนาดริปเปิ้ลของแรงดันทางด้านเอาท์พุท

ในงานวิจัยนี้ได้เห็นถึงคุณลักษณะของการนำเอาวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการเกิดฮาร์มอนิกสูง มาทำการปรับปรุงใหม่เพื่อให้ได้ผลการทำงานที่ดี

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

จุดมุ่งหมายในการทำวิทยานิพนธ์นี้เพื่อจัดสร้างชุดทดสอบ การทำงานของระบบ 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงใหม่ ให้เป็น 3 เฟส 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์โดยเปรียบเทียบทางทฤษฎี โดยมีวัตถุประสงค์หลักดังต่อไปนี้

1.2.1 เพื่อศึกษาเทคนิคการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงใหม่

1.2.2 เพื่อศึกษาสัญญาณทางด้านกระแสอินพุท และแรงดันเอาท์พุทเมื่อกำหนดให้มีการปรับเปลี่ยนมุมนำกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์

1.2.3 เพื่อศึกษาการทำงานระหว่างวงจรไทรีสเตอร์ช่วย และหม้อแปลงอินเตอร์เฟส กับการออกแบบหาค่าอัตราส่วนของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์

1.2.4 เพื่อศึกษาผลกระทบของฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับกระแสอินพุทในระบบไฟฟ้ากำลัง

1.2.5 เพื่อศึกษาความแตกต่างและเปรียบเทียบกับการทำงานที่ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง และแบบที่มีอยู่เดิม

1.2.6 เพื่อเป็นพื้นฐานในการวิจัยและพัฒนาเทคนิคการเพิ่มจำนวนพัลส์แบบมีการปรับปรุงที่นำไปใช้กับระบบไฟฟ้ากระแสตรงให้ดียิ่งขึ้น

1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยในวิทยานิพนธ์เป็นการนำเอาชุดจำลอง 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมที่ยังไม่ได้มีการปรับปรุงให้มีการปรับปรุงสัญญาณกระแสอินพุทและแรงดันเอาท์พุท โดยใช้ชุดอุปกรณ์ไทริสเตอร์เป็นอุปกรณ์ควบคุมมุมนำกระแส หลักการใหม่ที่จะนำเสนอนั้นคือเทคนิคการออกแบบการสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์ โดยจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนที่ 1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบเต็มคลื่น ชนิด 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เชื่อมต่อกับส่วนที่ 2 วงจรไทริสเตอร์ช่วย โดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟส[2][5] ช่วยในการสวิตช์ชิ่งเพื่อเพิ่มจำนวนพัลส์ โดยใช้ไทรีสเตอร์ (SCR) ทำหน้าที่ควบคุมมุมนำกระแส การออกแบบนั้นไม่ซับซ้อนมากนัก และสามารถที่จะลดฮาร์มอนิกทางด้านกระแสอินพุท[2] และช่วยให้การเกิดริปเปิ้ลที่แรงดันเอาท์พุทน้อยลง ในส่วนของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะเป็นตัวช่วยในการแบ่งแรงดัน และดูดซับแรงดันที่แตกต่างระหว่างคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ส่วน ที่เกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว

ในการวิจัยนี้ใช้แหล่งจ่ายหม้อแปลงไฟฟ้าเพียง 1 ชุดที่มีการต่อแบบ เดลต้า/สตาร์ แต่จะเพิ่มในส่วนหม้อแปลงอินเตอร์เฟส และหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ช่วยในการทำงาน ซึ่งจะใช้อุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง 8 ตัวในขณะที่รูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุทจะมีลักษณะเป็น 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ และช่วยลดฮาร์มอนิก ทางด้านกระแสอินพุทและช่วยเพิ่มพัลส์แรงดันเอาท์พุท และลดริปเปิ้ลของแรงดันเอาท์พุทเช่นกัน

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1.4.1 สร้างเครื่องต้นแบบ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงโดยได้มีการออกแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อยืนยันการทำงานและความถูกต้องของวงจรพร้อมด้วยผลการทดลอง

1.4.2 ทำการศึกษาการออกแบบหม้อแปลงอินเตอร์เฟส และวิเคราะห์อัตราส่วนของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและเมื่อเกิดสภาวะการเปลี่ยนมุมนำกระแสที่ชุดคอนเวอร์เตอร์

1.4.3 เปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียระหว่าง 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการปรับปรุงใหม่กับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีอยู่เดิม

1.4.4 ทำการวิเคราะห์กระแสฮาร์มอนิกทางด้านอินพุทที่เกิดขึ้นในระบบเมื่อมีการกำหนดให้มุมนำกระแสที่มีสภาวะแตกต่างกัน

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิจัยต่อเนื่องจากงานวิจัยที่มีอยู่เดิม ซึ่งได้นำเอาการทำงานของ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีอยู่เดิมมาทำการปรับปรุงใหม่ เพื่อให้ลดจำนวนฮาร์มอนิกทางด้านกระแสอินพุทลงได้โดยให้รูปคลื่นสัญญาณของกระแสใกล้เคียงรูปคลื่นสัญญาณไซน์มากที่สุด และเพิ่มจำนวนแรงดันพัลส์เอาท์พุทคอนเวอร์เตอร์ และสามารถลดขนาดแรงดันริปเปิ้ลลง โดยที่สามารถจะลดอุปกรณ์การทำงานลง โดยใช้แหล่งจ่ายหม้อแปลง 1 ชุดที่มีการต่อแบบ เดลต้า/สตาร์ แต่จะเพิ่มในส่วนหม้อแปลงอินเตอร์เฟส และวงจรไทริสเตอร์ช่วยในการทำงาน ซึ่งจะใช้อุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง 8 ตัว ในขณะที่รูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุทจะมีลักษณะเป็น 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ โดยรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ได้แบ่งออกเป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย เนื้อหาโดยย่อในแต่ละบทตลอดจนประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ชนิดของระบบไฟฟ้ากระแสตรงเปรียบเทียบการทำงานและออกแบบระบบไฟฟ้ากระแสตรง ที่ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์และชนิดของหม้อแปลง

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเกี่ยวกับ 6พัลส์คอนเวอร์เตอร์ในระบบไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับปรุงที่มีชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ และชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟส

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึงระบบการควบคุมการทำงานการออกแบบหม้อแปลง

บทที่ 5 เป็นการกล่าวถึงวิธีการทดสอบและผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบซึ่งจะทำการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการทดสอบและการจำลอง

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลการทดสอบและสรุปความแตกต่างที่เกิดขึ้นกับการทำงาน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการปรับปรุงกับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอยู่เดิม

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1.6.1 สามารถที่จะลดฮาร์มอนิกทางด้านกระแสอินพุทและลดการเกิดริปเปิ้ลที่แรงดันเอาท์พุท

1.6.2 สามารถเพิ่มจำนวนพัลส์ของแรงดันเอาท์พุทมากขึ้นเป็น 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

1.6.3 สามารถที่จะลดอุปกรณ์ในการทำงาน

1.6.4 การออกแบบชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์และหม้อแปลงอินเตอร์เฟส

บทที่ 2
พื้นฐานหลักการทำงาน

2.1 บทนำ

จากพื้นฐานทางวิศวกรรมไฟฟ้าระบบกำลังไฟฟ้ากระแสตรงนั้น (DC) จะมีค่าสม่ำเสมอคงที่โดยไม่แปรเปลี่ยนไปตามเวลา ทำให้มีความสามารถส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าสูงสุดเมื่อเทียบกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ซึ่งในบทนี้ได้กล่าวถึงชนิดและรูปแบบต่างๆ ของการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียกว่าการเรียงกระแสนั้น การใช้ไดโอดเป็นอุปกรณ์ในการทำงานค่าแรงดันทางด้านเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีค่าคงที่ แต่ถ้าต้องการเปลี่ยนแปลงและควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทให้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง จะต้องใช้วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจึงต้องใช้อุปกรณ์ไทรีสเตอร์ เช่น เอสซีอาร์ (SCR) เป็นสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในการกำหนดมุมจุดชนวน

2.2 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า (AC-DC Converters) แบบควบคุมได้

เพื่อแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยต้องการให้ได้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทให้มีความเป็นระบบไฟฟ้ากระแสตรงมากที่สุด วงจรเรียงกระแสมีทั้งที่เป็นแบบครึ่งคลื่นและแบบเต็มคลื่น แบบครึ่งคลื่นมักจะใช้เมื่อพิกัดกำลังไฟฟ้าที่โหลดมีค่าต่ำ อย่างไรก็ตามวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น จะมีกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยด้านอินพุทที่มีค่าไม่เป็นศูนย์ทำให้เกิดปัญหาที่หม้อแปลงจะเกิดการอิ่มตัวได้ง่ายกว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นและยังสามารถที่จะนำไปใช้กับระบบไฟฟ้ากำลังที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าสูง

ดังนั้นในบทนี้จะศึกษาวงจรเรียงกระแสที่นำเอาอุปกรณ์ไทริสเตอร์ (SCR) มาทำหน้าที่แปลงผันซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันด้านเอาท์พุทได้ด้วยการควบคุมมุมนำกระแส (α) โดยแบ่งออกเป็น 2 ระบบด้วยกันคือ ระบบ 1 เฟส และระบบ 3 เฟส

2.3 วงจรเรียงกระแสแบบระบบ 1 เฟสแบบควบคุมได้

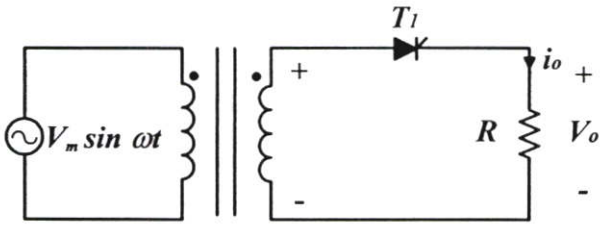
ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 4 แบบตามลักษณะของวงจรดังนี้

2.3.1 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบครึ่งคลื่นที่ควบคุมได้

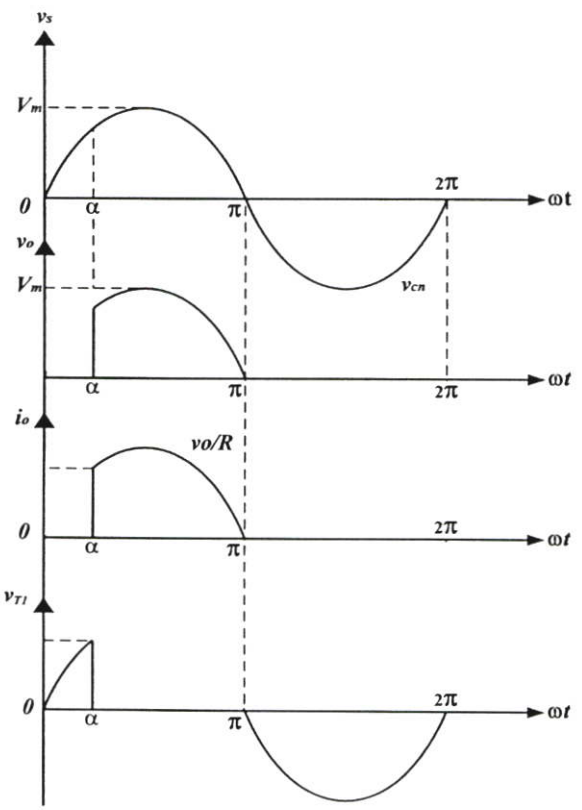
อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในการควบคุมการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งสามารถปรับค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่โหลดได้โดยต้องใช้ไทริสเตอร์ เช่น เอสซีอาร์ แทนไดโอดดูได้จากรูปที่ 2.1 วงจร 1 เฟสครึ่งคลื่นการควบคุมไทริสเตอร์ในวงจรจะต้อง

ควบคุม โดยการป้อนพัลส์จุดชนวนเกตของไทริสเตอร์ โดยวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์จุดชนวน ซึ่งสามารถควบคุมมุมจุดชนวนเกตของไทริสเตอร์ (α) ได้ระหว่าง 0° ถึง 180° ($0° < \alpha < 180°$)

ในการศึกษาคุณลักษณะของวงจรเรียงกระแสที่ควบคุมได้นี้กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นกับโหลดจะขึ้นอยู่กับลักษณะของโหลดว่าเป็นโหลดชนิดใด วงจรที่แสดงอยู่ในรูปที่ 2.1 การใช้เอสซีอาร์เพียงตัวเดียวในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทจะพิจารณารูปสัญญาณแรงดันทางด้านอินพุทที่เป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีทั้งซีกบวกและซีกลบถูกป้อนให้กับเอสซีอาร์



รูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบครึ่งคลื่นที่ควบคุมได้



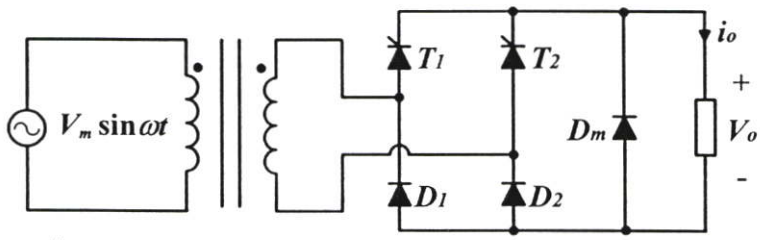
รูปที่ 2.2 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบครึ่งคลื่นที่ควบคุมได้

แต่จะมีเฉพาะสัญญาณที่เป็นซีกบวกเท่านั้นที่สามารถไหลผ่านเอสซีอาร์ที่ได้รับการไบอัสตรงและในสัญญาณซีกบวกดังกล่าวนี้ยังสามารถกำหนดจุดที่ให้เอสซีอาร์เริ่มนำกระแสได้ด้วยการ

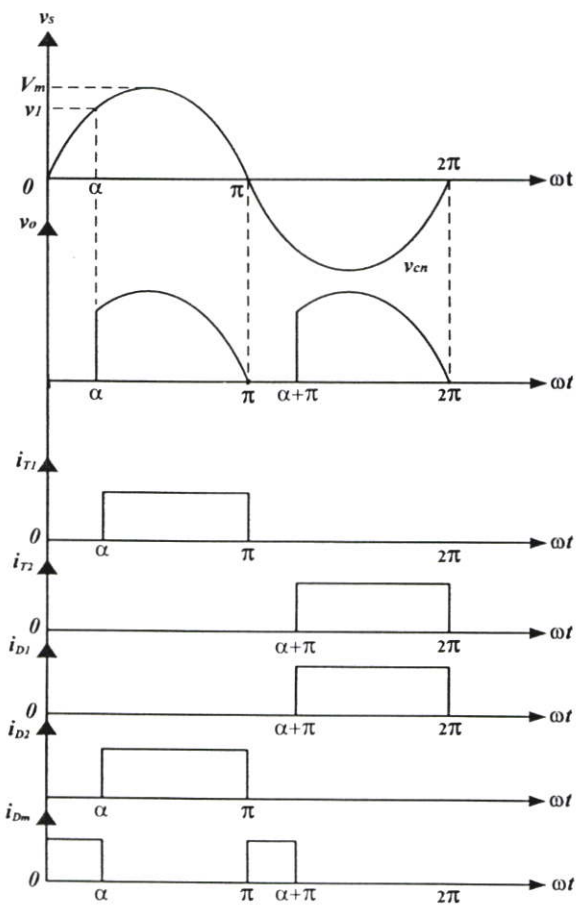
ควบคุมมุมนำกระแส ที่ป้อนขาเกตของเอสซีอาร์ดังนั้นจึงทำให้สัญญาณทางด้านเอาท์พุทมีเฉพาะซีกบวกและมีการเปลี่ยนแปลงค่าตามค่าของมุมนำกระแส

2.3.2 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบกึ่งเฟสเดียวที่ควบคุมได้

วงจรเรียงกระแสแบบกึ่งเฟสเดียว จากรูปที่ 2.3 ประกอบไปด้วยเอสซีอาร์ 2 ตัวและไดโอด 2 ตัวซึ่งจะให้แรงดันเอาท์พุทเป็นสัญญาณแบบเต็มคลื่นโดยที่สัญญาณอินพุทซีกบวกจะไหลผ่านทางเอสซีอาร์ T_1 และไดโอด D_2 ส่วนสัญญาณอินพุทซีกลบจะไหลผ่านทางเอสซีอาร์ T_2 และไดโอด D_1



รูปที่ 2.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบกึ่งเฟสเดียวที่ควบคุมได้



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบกึ่งเฟสเดียวที่ควบคุมได้

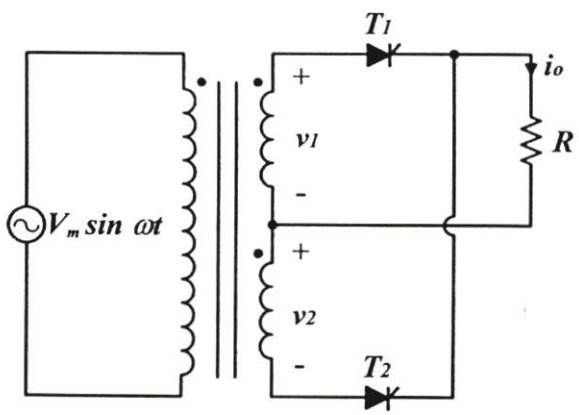
สัญญาณทางด้านเอาท์พุทที่ได้ จะมีการเปลี่ยนแปลงตามค่ามุมนำกระแสเอสซีอาร์โดยที่เอสซีอาร์ T_1 จะนำกระแสที่มุม (α) เอสซีอาร์ T_2 จะนำกระแสที่มุม ($\pi+\alpha$) สำหรับโหลดเป็นโหลดค่าความต้านทาน

2.3.3 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่นที่ควบคุมได้

แบ่งออกตามจำนวนของไทริสเตอร์และลักษณะของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเป็น 2 แบบ

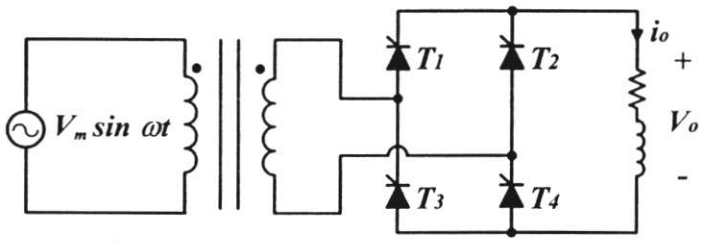
1. วงจรที่ใช้หม้อแปลงแทปกลางเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นที่ใช้หม้อแปลงมีแทปกลาง จากรูปที่ 2.5 คือวงจรครึ่งคลื่น 2 วงจรใช้ไทริสเตอร์ 2 ตัวโดยต่อขั้วแอโนดเข้ากับขั้ว ของหม้อแปลง และจุดแทปกลางของหม้อแปลงต่อเข้ากับขั้วลบของแรงดันตกคร่อมโหลด ส่วนขั้วแคโทดของของไทริสเตอร์ทั้งสองต่อร่วมกันเข้ากับขั้วของแรงดันตกคร่อมโหลด

เมื่อไทริสเตอร์ตัวหนึ่งทำงานจะเป็นผลให้แรงดันไบแอสกลับที่ตกคร่อมไทริสเตอร์อีกตัวหนึ่งมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันสูงสุด

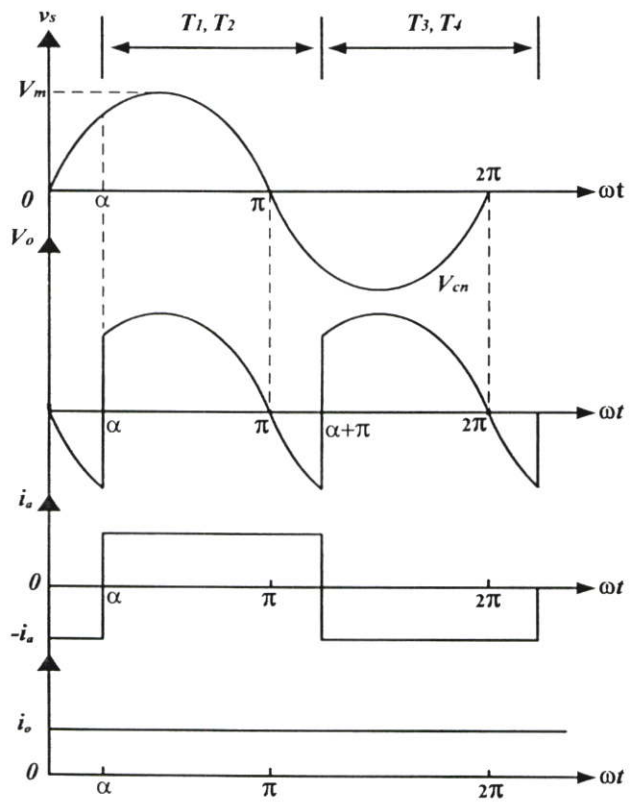


รูปที่ 2.5 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่นที่ใช้หม้อแปลงแทปกลาง

2. วงจรควบคุมเต็มบริดจ์ จากรูปที่ 2.6 แบ่งออกเป็น 2 วงจร คือวงจรควบคุมเต็มบริดจ์และวงจรควบคุมครึ่งบริดจ์วงจรแบบเต็มบริดจ์จะใช้ไทริสเตอร์ 4 ตัวโดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงที่มีแทปกลาง ข้อดีคือสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจำนวนมากๆ กับโหลดได้เพราะไม่ต้องมีหม้อแปลง ข้อเสียการใช้ไทริสเตอร์ 4 ตัวทำให้การออกแบบวงจรควบคุมการจุดชนวนเกตซับซ้อนกว่าวงจรที่ใช้หม้อแปลง เพราะต้องจุดชนวนไทริสเตอร์ 2 ตัวให้ทำงานพร้อมๆ กันมุมจุดชนวนไทริสเตอร์ T_1 และ T_4 ให้ทำงานที่เวลา ($\omega t = \alpha$)



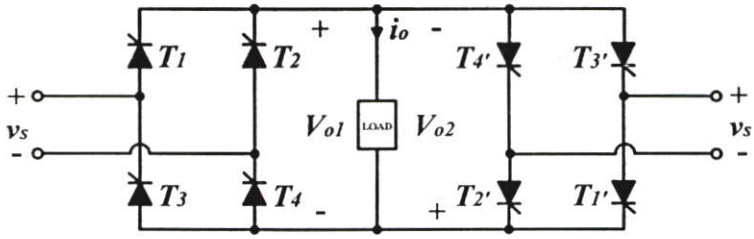
รูปที่ 2.6 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่น



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบเต็มคลื่น

2.3.4 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบคู่ที่ควบคุมได้

วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบคู่จะใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 2 วงจรต่อกันจากรูปที่ 2.8 โดยที่วงจรที่ 1 อยู่ทางด้านซ้ายจะให้เอาท์พุทที่เป็นบวกและวงจรที่ 2 อยู่ทางด้านขวาจะให้เอาท์พุทที่โหลดจึงมีทั้งบวกและลบ จากวงจรทั้งสองถูกต่อเข้ากับโหลดชุดเดียวกันโดยต่อสลับกันตามรูปดังนั้นเมื่อวงจรหนึ่งทำงานเป็นการเรียงกระแส อีกวงจรหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์จะทำให้ได้ค่าแรงดันทางด้านเอาท์พุทของวงจรแปลงผันแบบคู่ คือถ้าแรงดันเอาท์พุทชั่วขณะของวงจรที่ 1 และวงจรที่ 2 เป็น V_{o1} และ V_{o2} ซึ่งต่างเฟสกัน 180° และมีค่าไม่เท่ากันจะทำให้เกิดกระแสไหลวนระหว่างวงจรทั้งสองซึ่งกระแสนี้จะไม่ไหลผ่านโหลด



รูปที่ 2.8 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบคู่ที่ควบคุมได้

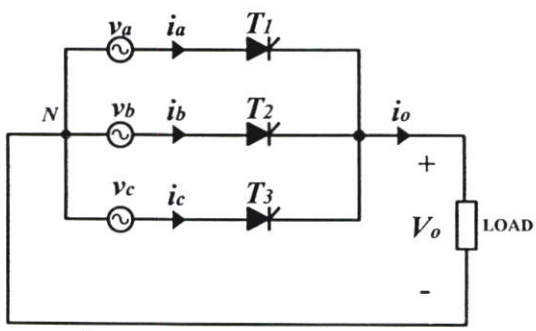
2.4 วงจรเรียงกระแสแบบระบบ 3 เฟสแบบควบคุมได้

วงจรเรียงกระแสระบบ 3 เฟสจะให้ค่าแรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาท์พุทสูงกว่าวงจรเรียงกระแสระบบเฟสเดียวเนื่องจากพื้นที่ของเอาท์พุทเมื่อเทียบกับเวลา วงจรระบบ 3 เฟสจะมีค่าสูงกว่าระบบเฟสเดียว ความราบเรียบและความต่อเนื่องของกระแสก็ดีกว่าระบบเฟสเดียวซึ่งจะแบ่งออกเป็น 4 แบบตามลักษณะของวงจรดังนี้

2.4.1 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น 3 เฟสแบบควบคุมได้

วงจรเรียงกระแส 3 เฟสตามรูปที่ 2.9 มีเอสซีอาร์สามตัวควบคุมการไหลของกระแสไฟฟ้าในแต่ละเฟสไปยังโหลดโดยที่

เฟส *a* ควบคุมด้วยเอสซีอาร์ T_1
เฟส *b* ควบคุมด้วยเอสซีอาร์ T_2
เฟส *c* ควบคุมด้วยเอสซีอาร์ T_3



รูปที่ 2.9 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น 3 เฟส

การพิจารณาการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาท์พุท จะพิจารณาจากสัญญาณอินพุทของเฟสที่มีศักย์เป็นบวกสูงสุดเอสซีอาร์ที่ต่ออยู่กับเฟสนั้นก็จะได้รับไบอัสตรง เช่น สัญญาณไฟระบบ 3 เฟสตามรูที่ 2.9 เฟส *a* มีศักย์เป็นสูงสุดตั้งแต่มุม ($\pi/6$) หรือ 30° ถึง ($5\pi/6$) หรือ 150° ดังนั้นในช่วงค่ามุมดังกล่าว เอสซีอาร์ T_1 จะได้ไบอัสตรงและอยู่ในสภาวะพร้อมที่จะ

นำกระแสถ้ามีสัญญาณพัลส์จุดชนวนที่ขาเกต ก็จะทำให้เอสซีอาร์ T_1 นำกระแสได้เป็นผลทำให้แรงดันที่ เฟส a ไปตกคร่อมที่โหลดและหลังจากค่ามุม ($5\pi/6$) ทำให้เอสซีอาร์ T_3 ได้รับไบอัสตรงต่อไป

2.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟสแบบควบคุมได้

วงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟสตามรูปที่ 2.10 จะใช้เอสซีอาร์ 3 ตัวและไดโอด 3 ตัว ทำงานร่วมกับโหลดที่มีการต่อไดโอด D_m ขนานกับโหลดซึ่งจะทำให้เอาท์พุทที่ได้ไม่มีช่วงลบ หลักการพิจารณาการทำงานของวงจรจะพิจารณาจากแรงดันอินพุทที่เป็นระบบไฟ 3 เฟส โดยที่ค่าแรงดันเฟส (line-neutral voltage) ของเฟส a เฟส b และเฟส c จะต่างเฟสกัน 120° ซึ่งแรงดันเฟสและแรงดันระหว่างสาย (line-line voltage) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

แรงดันเฟส (line-neutral voltage)

$$v_{an} = V_m sin(\omega t) \tag{2.1}$$

$$v_{bn} = V_m sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{2.2}$$

$$v_{cn} = V_m sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \text{ หรือ } V_m sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{2.3}$$

แรงดันระหว่างสาย (line-line voltage)

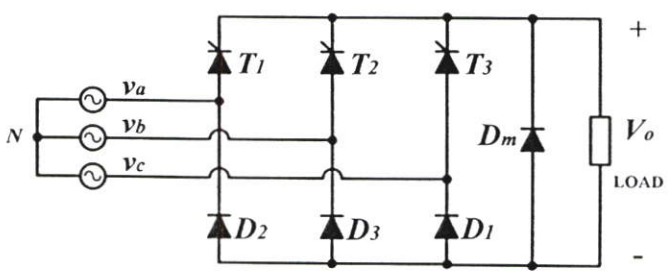
$$v_{ac} = v_{an} - v_{cn} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \tag{2.4}$$

$$v_{ba} = v_{bn} - v_{an} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \tag{2.5}$$

$$v_{cb} = v_{cn} - v_{bn} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \tag{2.6}$$

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \tag{2.7}$$

โดยที่ V_m เป็นค่าแรงดันเฟสสูงสุดของระบบการต่อไฟ 3 เฟสแบบสตาร์



รูปที่ 2.10 วงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟส

วงจรเรียงกระแส 3 เฟสจากรูปที่ 2.10 ค่าแรงดันทางด้านเอาท์พุทที่ได้จะเป็นค่าแรงดันระหว่างสายซึ่งจะเป็นสายของเฟสใดนั้นมีหลักการพิจารณาดังนี้ แรงดันเอาท์พุทจะได้จากเฟสที่มีศักย์ต่ำที่สุดในขณะนั้นเมื่อเทียบกับแรงดันเฟสที่ศักย์สูงกว่า ถ้าแรงดันของเฟสที่มีศักย์สูงกว่ามี 2 เฟส ก็สามารถกำหนดได้ว่าให้เฟสใดออกที่เอาท์พุทโดยการกำหนดมุมนำกระแสให้กับเอสซีอาร์ที่ต่ออยู่กับเฟสนั้น เช่น ที่มุม ($\omega t = 0°$) ของสัญญาณอินพุทแทนค่าในสมการที่ (2.8) จะได้ว่า

ที่ v_{an} จะได้ว่า

$$v_{an} = V_m sin(0) \tag{2.8}$$

$$v_{an} = 0 \tag{2.9}$$

ที่ v_{bn} จะได้ว่า

$$v_{bn} = V_m sin(0 - \frac{2\pi}{3}) \tag{2.10}$$

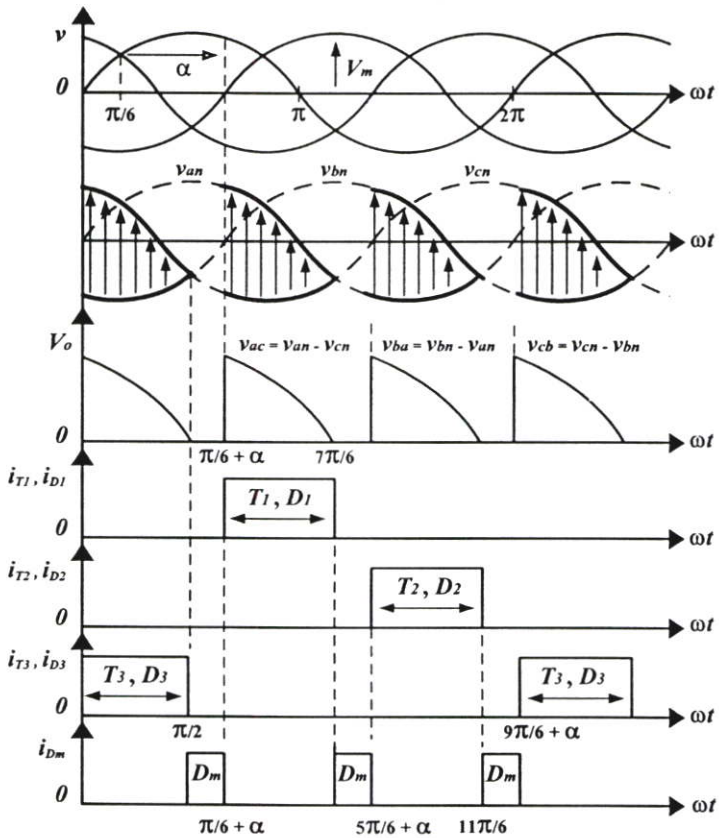
$$v_{bn} = -0.866 V_m \tag{2.11}$$

ที่ v_{cn} จะได้ว่า

$$v_{cn} = V_m \sin(0 + \frac{2\pi}{3}) \tag{2.12}$$

$$v_{cn} = 0.866 V_m \tag{2.13}$$

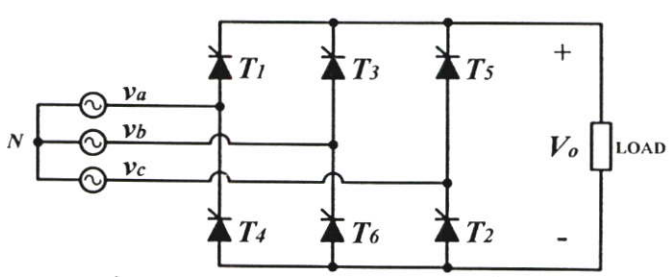
จากแรงดันไฟฟ้าระบบ 3 เฟสสรุปได้ว่าที่มุมศูนย์องศาแรงดัน v_{bn} มีศักย์ไฟฟ้าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้า v_{an} และแรงดันไฟฟ้า v_{cn} สามารถกำหนดได้ว่าแรงดันที่ออกทางเอาท์พุทจะเป็น เฟส *b* คู่กับเฟส *a* หรือเฟส *c* เมื่อ เฟส *b* (v_{bn}) คู่กับเฟส *c* (v_{cn}) เอาท์พุทที่ได้จะเป็น v_{cb} แต่ถ้า เฟส *b* (v_{bn}) คู่กับแฟส *a* (v_{an}) เอาท์พุทที่ได้จะเป็น v_{ab} ดูได้จากรูปที่ 2.11 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟส



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบกึ่ง 3 เฟส

2.4.3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟสแบบควบคุมได้

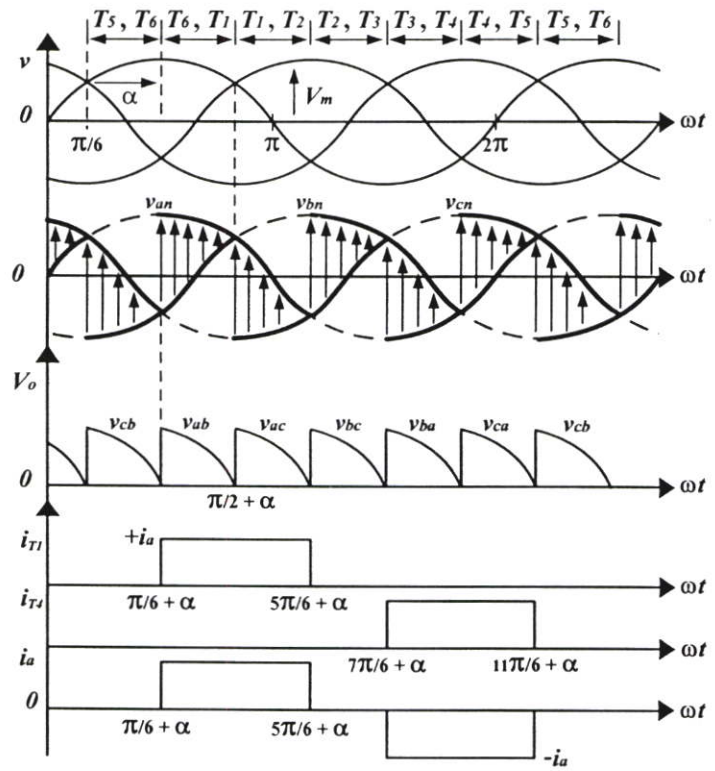
วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟสตามรูปที่ 2.12 ใช้เอสซีอาร์ 6 ตัวต่อเป็นแบบบริดจ์ 3 เฟส โดยที่สัญญาณทางด้านเอาท์พุทสามารถกำหนดได้ว่าจะให้เฟสใดออกคู่กัน โดยการควบคุมการนำกระแสให้กับเอสซีอาร์ที่ต่ออยู่เฟสนั้นๆ เอสซีอาร์ 3 ตัวบน (T_1, T_3 และ T_5) จะควบคุมแรงดันของเฟสที่ศักย์ไฟฟ้าสูง ส่วนเอสซีอาร์อีก 3 ตัวล่าง (T_2, T_4 และ T_6) จะควบคุมแรงดันของเฟสที่มีศักย์ไฟฟ้าต่ำ



รูปที่ 2.12 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

จากรูปสัญญาณแรงดันเอาท์พุทที่มุม ($\pi/6$ ถึง $\pi/6+\alpha$) สัญญาณเอาท์พุทได้จากเฟส b เทียบกับเฟส c ดังนั้นเอสซีอาร์ตัวที่นำกระแสคือ T_5 และ T_6 โดยที่

เอสซีอาร์ T_5 ควบคุมแรงดันของเฟส c ซึ่งเป็นเฟสที่มีศักย์ไฟฟ้าสูง และเอสซีอาร์ T_6 ควบคุมแรงดันของเฟส b ซึ่งเป็นเฟสที่มีศักย์ไฟฟ้าต่ำที่มุม ($\pi/6+\alpha$ ถึง $\pi/2+\alpha$) สัญญาณเอาท์พุทได้จากเฟส b ดังนั้นเอสซีอาร์ตัวที่นำกระแสคือ T_1 และ T_6 กล่าวคือที่เอสซีอาร์ T_1 ควบคุมแรงดันของเฟส a ซึ่งเป็นเฟสที่มีศักย์ไฟฟ้าสูง และที่เอสซีอาร์ T_6 ควบคุมแรงดันของเฟส b ซึ่งเป็นเฟสที่มีศักย์ไฟฟ้าต่ำดูได้จากรูปที่ 2.13

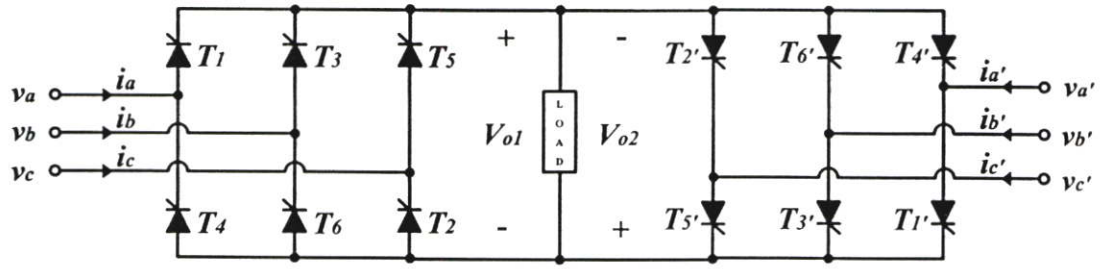


รูปที่ 2.13 รูปคลื่นสัญญาณวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

ในส่วนของทฤษฎีหลักจะกล่าวถึงในบทต่อไป

2.4.4 วงจรเรียงกระแสแบบคู่ 3 เฟส

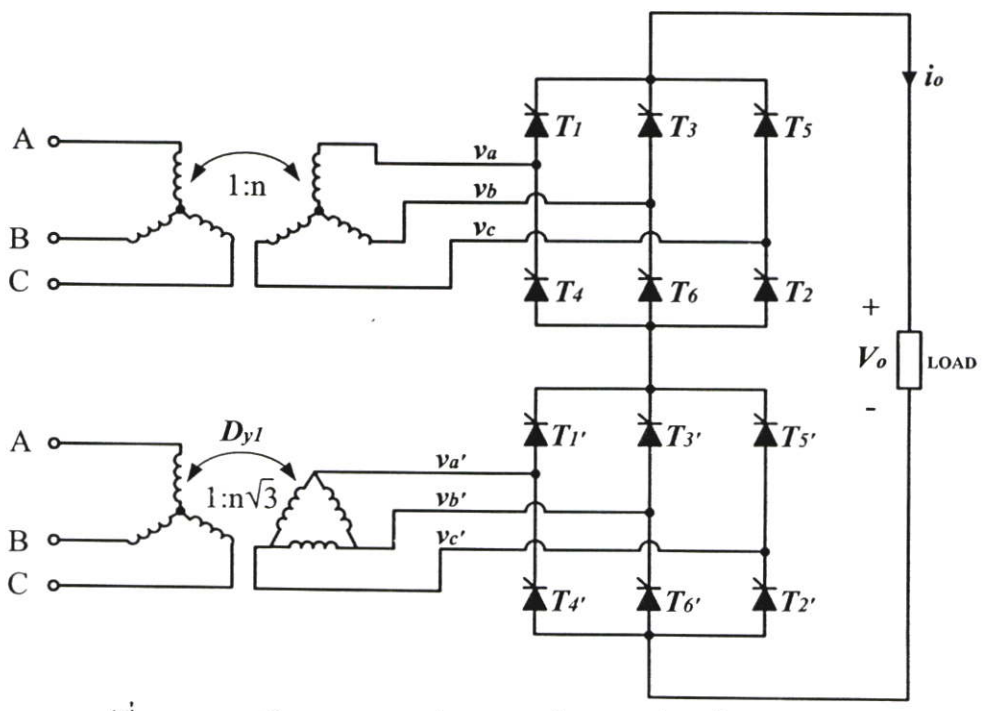
วงจรเรียงกระแสแบบคู่ 3 เฟสจะใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส 2 วงจรต่อสลับกันตามรูปที่ 2.14 โดยที่วงจรที่ 1 อยู่ทางด้านซ้ายจะให้เอาท์พุทเป็น V_{o1} และวงจรที่ 2 อยู่ทางด้านขวาจะให้เอาท์พุทเป็น $-V_{o2}$ เอาท์พุททั้งสองต่อขนานเข้ากับโหลด



รูปที่ 2.14 วงจรเรียงกระแสแบบคู่ 3 เฟส

2.5 การสร้างวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

ในการสร้างชุด 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในระบบไฟฟ้ากระแสตรงนี้ประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบควบคุมได้ หรือเรียกอีกอย่างว่า วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ 2 ชุดต่ออนุกรมกันดังในรูปที่ 2.15 ใช้อุปกรณ์เอสซีอาร์ในการควบคุมมุมนำกระแส 12 ตัวโดยที่ต้องใช้วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ชุดบนต่ออยู่กับหม้อแปลงสตาร์/สตาร์ และวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ชุดล่างนี้จะต้องต่ออยู่กับหม้อแปลงสตาร์/เดลต้า และเนื่องจากการต่อหม้อแปลง สตาร์/เดลต้า นี้เองทำให้เอาท์พุทของ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ชุดล่างมีแรงดันเฟสล้าหลัง 6 พัลส์ ชุดบนอยู่ 30° เนื่องจากที่หม้อแปลงมีการต่อแบบ Dy1 จึงทำให้แรงดันด้านดีซีของชุด 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเป็นสองเท่าของ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.15 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ต่อแบบอนุกรม

2.5.1 ระบบแรงดันไฟฟ้ากระตรง 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

ในการการทดสอบระบบส่งถ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง[9] จากรูปที่ 2.15 ในการปรับมุมการนำกระแสไทริสเตอร์ตั้งแต่ 0-180 องศา พบว่าเมื่อปรับมุมนำกระแสมากเกิน 90 องศาคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ และมีการส่งคืนกำลังไฟฟ้ากลับไปยังด้านระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ส่วนทางด้านแรงดัน v_o สัญญาณทางด้านเอาท์พุทจะมีค่าของริปเปิ้ลเท่ากับ 12 เท่าของความถี่ทางด้านอินพุท (50Hz)

โดยแรงดันดีซีของชุด 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ได้จากการนำแรงดันของชุด 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์มารวมกันตามสมการที่ (2.14)

$$V_o = V_{dcY} - V_{dc\Delta} = \frac{3\sqrt{2}V_{LL}}{\pi}\cos\alpha + \frac{3\sqrt{2}V_{LL}}{\pi}\cos\alpha \tag{2.14}$$

$$V_o = \frac{6\sqrt{2}V_{LL}}{\pi}\cos\alpha \tag{2.15}$$

หรือ $$V_o = 2.7V_{LL}\cos\alpha \tag{2.16}$$

2.5.2 กระแสด้านเอซีหรือกระแสไฟสลับทางด้านอินพุท

จากรูป 2.15 วงจรชุด 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ พิจารณาสัญญาณกระแสทางด้านระบบไฟฟ้ากระแสสลับในขณะที่มีการต่อหม้อแปลงแบบ สตาร์/สตาร์ จะมีรูปสัญญาณเป็น (Quasi Step) และสัญญาณกระแสทางด้านระบบเอซีในขณะที่มีการต่อหม้อแปลงแบบ สตาร์/เดลต้า จะมีรูปสัญญาณเป็น (6-Step) และกระแสรวมทั้งระบบจะได้เป็น (12-Step) เราสามารถวิเคราะห์สัญญาณกระแสฮาร์มอนิกต่างๆ โดยใช้อนุกรมฟูเรียร์ได้

สำหรับหม้อแปลงที่มีการต่อขดลวดเป็นแบบ สตาร์/สตาร์ รูปสัญญาณที่ได้สามารถที่จะวิเคราะห์หาค่ากระแสที่ไหลได้ดังสมการที่ 2.17

$$i_Y(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_d\left(\cos\omega t - \frac{1}{5}\cos 5\omega t + \frac{1}{7}\cos 7\omega t - \frac{1}{11}\cos 11\omega t + \frac{1}{13}\cos 13\omega t - .....\right) \tag{2.17}$$

สำหรับหม้อแปลงที่มีการต่อขดลวดเป็นแบบ สตาร์/เดลต้า สามารถวิเคราะห์หาค่าของกระแสที่ไหลได้ดังสมการที่ 2.18

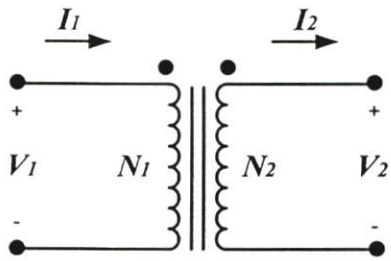
$$i_\Delta(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_d\left(\cos\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t - \frac{1}{7}\cos 7\omega t - \frac{1}{11}\cos 11\omega t + \frac{1}{13}\cos 13\omega t + ...\right) \tag{2.18}$$

กระแสรวม 12 พัลส์ สามารถวิเคราะห์หาค่าของกระแสที่ไหลได้จากสมการที่ 2.19

$$i_{ac}(t) = i_Y(t) + i_\Delta(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\cos\omega t - \frac{1}{11}\cos 11\omega t + \frac{1}{13}\cos 13\omega t ..... \right) \tag{2.19}$$

2.6 การออกแบบหม้อแปลงหนึ่งเฟสแบบสองขดลวดแยกอิสระ

หลักการเบื้องต้นของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในระบบไฟฟ้ากำลังนั้น เริ่มจากการพิจารณาจากการนำเอาหม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสมาต่อด้วยกัน ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าหนึ่งเฟสเป็นพื้นฐานหลักการสำคัญในการนำไปประยุกต์ใช้กับหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส



รูปที่ 2.16 รูปสัญลักษณ์ของหม้อแปลง

จากรูปที่ 2.16 เป็นรูปแสดงหลักการพันขดลวดสองชุดบนแกนเหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่มีสองขดลวดแยกอิสระแบบเชลล์ หม้อแปลงไฟฟ้าตามอุดมคติจะถือว่าการสร้างเส้นแรงแม่เหล็กจะเป็นไซน์ตามรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของแกนเหล็กจะมีค่าเป็น ∞ ในขณะที่ค่าความแตกต่างค่าความต้านทานของขดลวดเป็นศูนย์ 0 ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลในแกนเหล็กจะเป็นผลให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนียวนำขึ้นในขดลวดจากผลอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก โดยจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขั้ว V_1 ซึ่งได้แสดงทิศทางการเหนียวนำโดยใช้จุดดำ (Dot mark) จากรูปที่ 2.16

สมการที่ได้

$$\frac{V_1}{V_2} \cong \frac{N_1}{N_2} \tag{2.20}$$

เมื่อขดลวดชุดที่ 1 เป็นขดลวดชุดที่ได้รับแรงดันไฟฟ้าเข้าไปที่ขั้วเพื่อทำการเหนี่ยวนำทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กหลักขึ้นในแกนเหล็ก ขดลวดชุดที่ได้รับไฟจ่ายเข้าไปจะเรียกว่าขดลวดชุดหลักในขณะเดียวกันขดลวดชุดที่ 2 เป็นขดลวดชุดที่ได้รับผลของเส้นแรงแม่เหล็กหลักที่เหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเพื่อจ่ายใช้งานแก่ภาระโหลดเรียกขดลวดชุดจ่ายไฟออกนี้ว่า ขดลวดชุดรอง

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

จะได้ความสัมพันธ์หลักที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าต่างๆ ทางด้านไฟเข้าและทางด้านไฟออกในการส่งถ่ายพลังงานของหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นไปตามความสัมพันธ์ของขดลวดชุดหลักและขดลวดชุดรองที่เรียกว่า อัตราส่วนจำนวนรอบ a

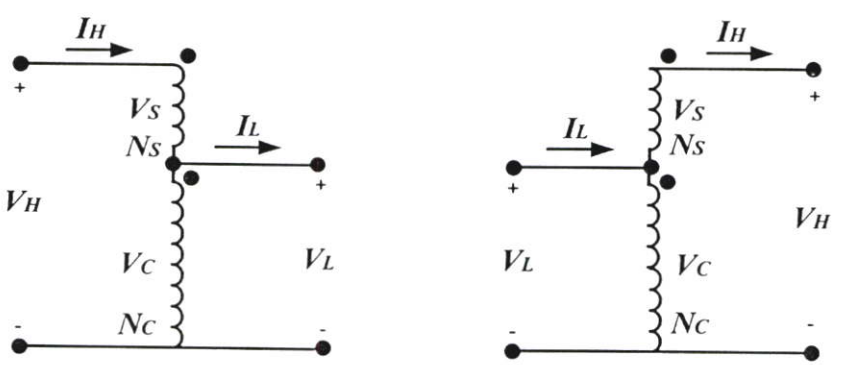
$$a \cong \frac{V_1}{V_2} \cong \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{I_2}{I_1} \tag{2.21}$$

ในขณะที่ไม่มีการจ่ายโหลดภาระในหม้อแปลงแบบอุดมคติแล้วกระแส $I_2 = 0$ ดั้งนั้นกระแส $I_1 = 0$ ด้วยเมื่อมีการต่อโหลดภาระ Z_2 เข้าไปทางขดลวดที่สองในรูปที่ 2.16 จะได้

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \tag{2.22}$$

2.7 หม้อแปลงไฟฟ้า 1 เฟสแบบออโต

ในหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีสนามแม่เหล็กคล้องร่วมกันโดยทั่วไปนั้นจะมีวงจรทางไฟฟ้าแยกอิสระออกจากกัน (isolated) โดยมีการพันขดลวดชุดแรก และขดลวดชุดที่สองแยกออกจากกันสองขดอิสระ เรียกว่าหม้อแปลงไฟฟ้าแบบสองขดลวดแยกอิสระ (two-winding transformer) ทำให้การเกิดการผิดปกติจากทางด้านหนึ่ง จะไม่มีผลกระทบมากนักกับอีกด้านหนึ่งซึ่งโดยปกติแล้วในระบบไฟฟ้ากำลังจะเป็นพวกหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีค่าอัตราส่วนหม้อแปลงค่อนค่างมาก แต่ถ้าไม่คำนึงถึงผลกระทบต่อกันของทั้งสองด้านมากนัก และมีค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าขาเข้าต่อแรงดันไฟฟ้าขาออกเกือบเท่ากัน จะสามารถใช้หม้อแปลงที่วงจรหม้อแปลงไฟฟ้าทางด้านขาเข้าและขาออกต่อถึงกันได้ โดยการใช้ขดลวดชุดแรกและชุดที่สองร่วมกัน เป็นขดลวดชุดเดียวที่มีแทปเรียกชื่อว่าหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโตผลดีที่เห็นได้ชัดของหม้อแปลงแบบนี้ก็คือ ขนาดจะเล็กลงน้ำหนักเบา ราคาถูก รีแอคแตนซ์รั่วมีค่าน้อยกำลังไฟฟ้าสูญเสียต่ำแต่ประสิทธิ์ภาพสูงกว่าและเมื่อเทียบกับหม้อแปลงแบบแยกขดลวดสองชุดแยกอิสระ



รูปที่ 2.17 รูปสัญญาลักษณ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต

ในความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต ในการคำนวณหาอัตราการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้า และกระแสของทางด้านขาเข้ากับขาออกของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบขดลวดสองชุดแยกอิสระ แล้วนำมาต่ออนุกรมขอลวดทั้งสองด้านเข้าด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งแสดงหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต ดังนั้นจะเห็นได้ว่าหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโตนั้นจะมีขดลวดทั้งหมดเพียงขดเดียวต่อเฟส ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าขาออกจะแทปต่อออกมาจากขดลวดชุดเดียวกันกับทางด้านไฟฟ้าเข้าซึ่งจะแบ่งเป็นช่วงคือ ขดลวดร่วม (common winding) *Nc* เป็นส่วนของขดลวดที่ใช้ร่วมกันกับระหว่างทางด้านไฟสูงและไฟต่ำโดยเป็นช่วงขดลวดของขั้วทางไฟแรงต่ำขดลวดอนุกรม (series) *Ns* เป็นส่วนของขดลวดที่ต่ออนุกรมกับส่วนของขดลวดรวมเพื่อใช้รวมกันทางด้านไฟแรงสูง

ดังนั้นขดลวดที่ต่ออยู่ระหว่างขั้วทางด้านไฟแรงสูง ก็จะเป็นขดลวดสองส่วนนี้รวมกับ (Series – common winding) นั่นคือแท้จริงแล้วหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโตนั้นก็คือหม้อแปลงไฟฟ้าแบบสองขดลวดแยกอิสระที่มีการต่อร่วมกันเป็นแบบพิเศษให้เป็นขดลวดชุดเดียวกัน โดยที่ตรงส่วนขดลวดร่วม *Nc* จะมีจำนวนรอบมากและมีขนาดขดลวดนำทองแดงเล็กกว่าขดลวดอนุกรม *Ns*

ในหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโตที่ปรับค่าได้ (Variable autotransformer) จะเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าที่ตรงส่วนแทปสามารถปรับเลื่อนได้นั้นในส่วนของอัตราส่วน (ratio) อยู่สองอัตราส่วน ใช้งานที่แยกเป็นดังนี้

2.7.1 อัตราส่วนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต

การคิดหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโตในอุดมคติจะไม่คิดถึงค่าสูญเสียใดๆ อัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าและกระแสระหว่างขั้วขาเข้าและขาออกของวงจรหม้อแปลงไฟฟ้า

$$a \cong \frac{V_H}{V_L} \tag{2.23}$$

หรือ

$$a \cong \frac{N_H}{N_L} \cong \frac{N_C + N_S}{N_C} \tag{2.24}$$

และ

$$a \cong \frac{I_L}{I_H} \tag{2.25}$$

โดย $a > 1$

จะเห็นได้ว่าอัตราส่วน a จะมีค่ามากกว่า 1 เสมอในหม้อแปลงไฟฟ้าแบบออโต

2.7.2 อัตราส่วนของขดลวด

เป็นการหาความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสของขดลวดอนุกรมและขดลวดร่วม

$$\frac{V_S}{V_C} = \frac{N_S}{N_C} \tag{2.26}$$

และ

$$I_C = I_L - I_H \tag{2.27}$$

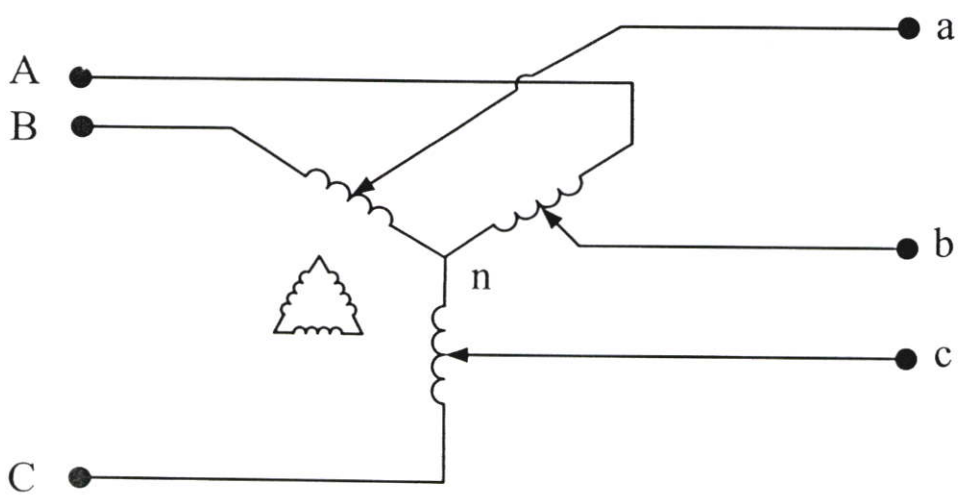
จากสมการ 2.21 จะได้

$$\frac{N_S}{N_L} \cong a - 1 \tag{2.28}$$

ขณะที่ตัวห้อยเลข 1 หมายถึงไฟทางด้านเข้า และตัวห้อยเลข 2 หมายถึงไฟทางด้านออก

2.8 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแบบออโต

ในระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟสจะพบว่า ในบางช่วงของระบบสายส่งต้องการหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า และแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกไม่มากนัก เพื่อใช้ในขบวนการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า มักจะนิยมใช้หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแบบออโตซึ่งมีขนาดเล็กและประหยัดกว่าทั้งทางด้านราคา รูปร่างและกำลังไฟฟ้าสูญเสียของระบบ



รูปที่ 2.18 รูปสัญญาลักษณ์หม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟสแบบออโต

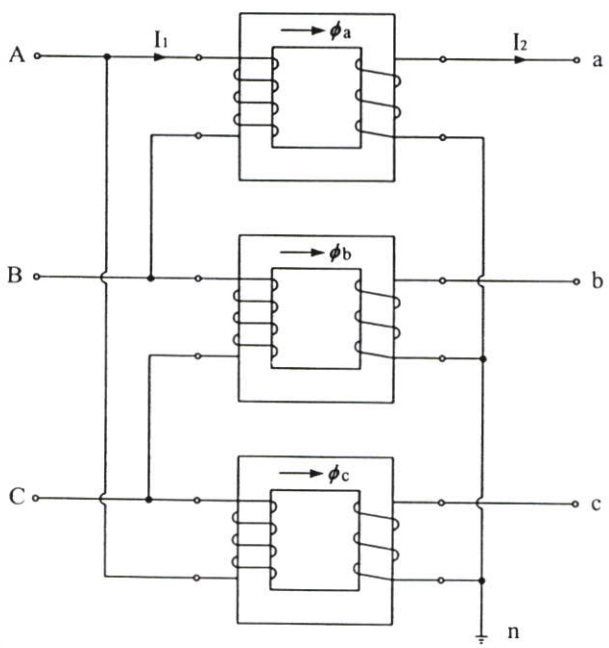
จากรูป 2.18 แสดงให้เห็นตัวอย่างของการต่อหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแบบออโตที่ใช้กันอยู่ทั่วไป โดยที่การต่อ Δ เพื่อการแก้ปัญหาการไม่สมดุลและกระแสลัดวงจรของระบบ

2.9 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส

ในระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้จะเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส เพื่อให้มีความสามารถที่จะส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามากๆ ได้เพียงพอซึ่งจะเห็นได้ว่าโดยหลักการแล้วหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสจะได้มาจากการใช้หม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสสามตัวมาต่อระบบร่วมกัน ช่วยส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ซึ่งสามารถแบ่งลักษณะได้ดังนี้

2.9.1 หม้อแปลงหนึ่งเฟสสามตัวต่อร่วมกัน

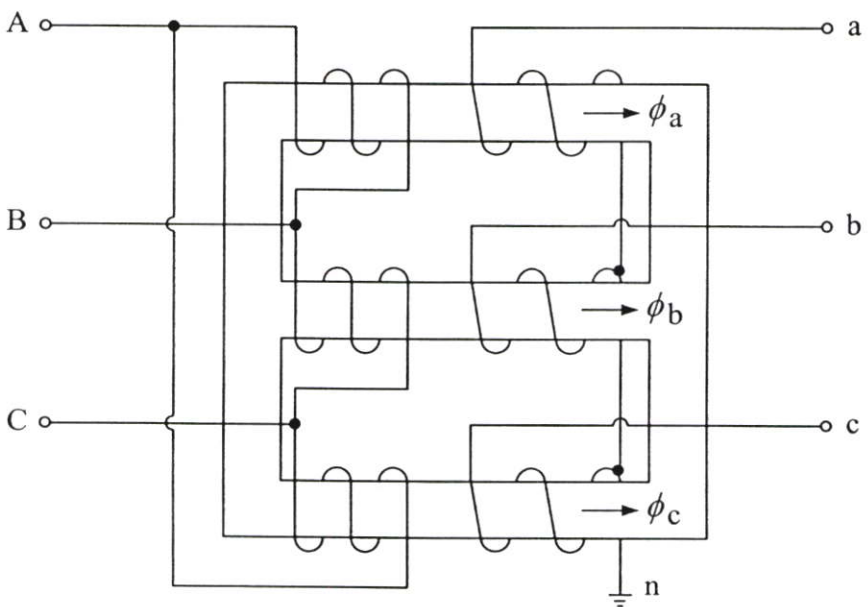
จะต้องมีพิกัดคุณสมบัติเท่ากันทุกประการ ดังนั้นพิกัดกำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส จะเป็นสามเท่าของพิกัดกำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าหนึ่งเฟสแต่ละตัว และจากผลการต่อขั้วปลายสายของขดลวด จะให้ผลของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกแตกต่างกันออกไปตามชนิดและลักษณะการต่อ แต่อย่างไรก็ตามค่าอิมพีแดนซ์ต่อยูนิตของหม้อแปลงสามเฟสจะต้องเท่ากัน ไม่ว่าจะคิดทางด้านเข้าหรือทางด้านออก แสดงในรูปที่ 2.19 จะเห็นได้ว่าวงจรแม่เหล็กของแต่ละเฟสแยกออกจากกันอย่างอิสระ และพิกัดกำลังไฟฟ้าของแต่ละเฟสจะมีพิกัดหนึ่งในสามของพิกัดกำลังร่วมของหม้อแปลงสามเฟส ถ้าเกิดมีความเสียหายขึ้นที่เฟสหนึ่งเฟสใดก็จะสามารถที่จะทำการตรวจสอบเช็ค ซ่อมแซม หรือเปลี่ยน เฉพาะเฟสนั้นๆ ได้ง่ายแต่หม้อแปลงแบบนี้จะมีขนาดใหญ่และราคาแพง



รูปที่ 2.19 แสดงโครงสร้างหม้อแปลงหนึ่งเฟสสามตัวต่อร่วมกัน

2.9.2 หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสแกนร่วม

ซึ่งเป็นหม้อแปลงแบบประหยัดโดยเป็นระบบสามเฟสสมดุลแล้ว ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c ในแต่ละเวลารวมกันมีค่าเป็นศูนย์ดังนั้น จึงไม่ต้องมีแกนเหล็กให้ฟลั๊กซ์แม่เหล็กเดินทางกลับจากรูปที่ 2.20 สามารถประหยัดแกนเหล็กที่ใช้เป็นผลให้ค่าความสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าน้อยราคาถูกลง แต่การซ่อมบำรุงรักษายากกว่า



รูปที่ 2.20 แสดงโครงสร้างหม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟสแกนร่วม

โดยหลักการแล้วหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสก็คือการนำหลักการเอาหม้อแปลงไฟฟ้าเฟสเดียวสามตัวมาต่อเข้าด้วยกัน

2.10 สรุป

ในบทนี้เนื้อหาส่วนใหญ่จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานวงจรเรียงกระแสแบบ ที่มีการควบคุมเฟส โดยจะมีการกล่าวถึงบางวงจรซึ่งยังมีอีกมากมายสำหรับวงจรเรียงกระแส และในส่วนตอนท้ายบทยังได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของวงจรและโครงสร้างของหม้อแปลงในอุดมคติเพื่อที่จะแสดงร่วมกับความเข้าใจในบทถัดไปโดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้เน้นถึงการออกแบบร่วมระหว่างวงจรเรียงกระแส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการควบคุมมุมเฟส และการออกแบบหม้อแปลงในการเพิ่มจำนวนพัลส์

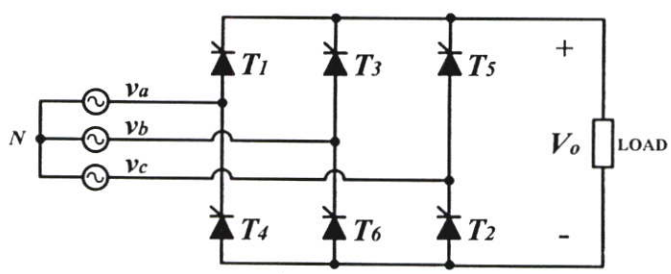
บทที่ 3
6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง

3.1 บทนำ

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง โดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟสในการช่วยนั้น ในการทำวิทยานิพนธ์นี้จะนำคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่นที่สามารถความคุมได้โดยใช้อุปกรณ์ไทริสเตอร์ (SCR) เป็นอุปกรณ์ในการควบคุมมุมนำกระแสจากรูปที่ 3.1 นำมาทำการปรับปรุงใหม่ ซึ่งในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงการทำงานที่ 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงโดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟสช่วยในเพิ่มจำนวนพัลส์ ตามรูปที่ 3.6

3.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

ซึ่งได้กล่าวไปบ้างแล้วในบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.4.3 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบควบคุมเฟส โดยใช้ไทรีสเตอร์จากรูป 3.1 ไทรีสเตอร์จะยังไม่นำกระแสไฟฟ้าจนกว่าไทรีสเตอร์จะได้รับการไบอัสไปด้านหน้าและมีกระแสที่ขาเกตของไทริสเตอร์[6] ดังนั้นการแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุทจะเป็นค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสของแหล่งจ่าย สามารถกำหนดช่วงเวลาได้โดยค่าของช่วงเวลา คือมุม (α) จะถูกอ้างอิงค่าแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทเฉลี่ยจะมีความสัมพันธ์กับมุม (α) นำกระแสและค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟส ซึ่งค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุทเฉลี่ยจะได้ว่า



รูปที่ 3.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟสที่ใช้ไทรีสเตอร์ (SCR) ในการควบคุม

โดยแรงดัน Line-Neutral

$$v_{an} = V_m sin(\omega t) \tag{3.1}$$

$$v_{bn} = V_m sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{3.2}$$

$$v_{cn} = V_m sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{3.3}$$

และแรงดัน Line-to-Line

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \tag{3.4}$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \tag{3.5}$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}V_m sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \tag{3.6}$$

แรงดันทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงหาได้โดยไม่คิดผลกระทบจากอินดักแตนซ์ในหม้อแปลง (L_s)

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{ab}\, d(\omega t) \tag{3.7}$$

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3}V_m sin(\omega t + \frac{\pi}{6})\, d(\omega t) \tag{3.8}$$

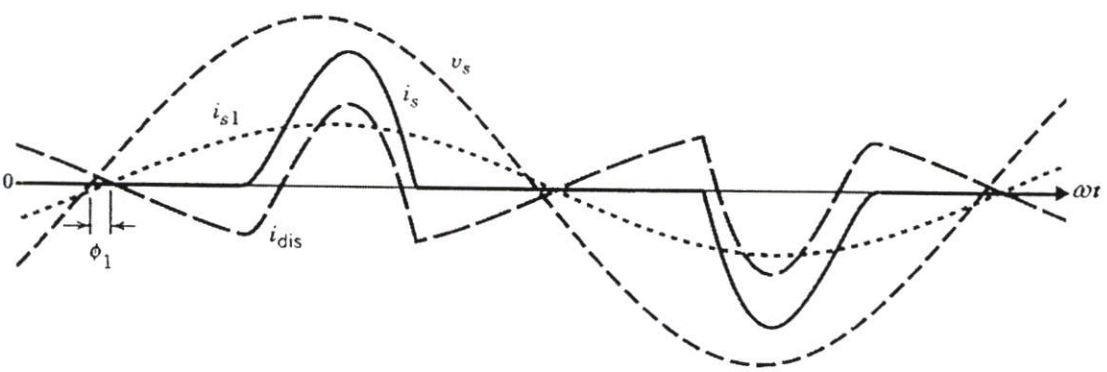
$$V_{dc} = 3\frac{\sqrt{3}}{\pi}V_m cos\alpha \text{ , หรือ } V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{LL} cos\alpha \tag{3.9}$$

หรือ

$$V_{dc} = 1.35\, V_{LL} cos\alpha \tag{3.10}$$

3.3 ตัวประกอบกำลัง

ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ เป็นการบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้งานให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใดเมื่อเทียบกับกำลังไฟฟ้าทั้งหมดที่ให้กับระบบ หรือสามารถนิยามว่าเป็นอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าจริง (Real power, P) ต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power, S) ในกรณีที่กระแสและแรงดันทางด้านอินพุทของระบบเป็นรูปสัญญาณไซน์[6] สามารถเขียนสมการได้ดังสมาการที่ 3.11



รูปที่ 3.2 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ไม่เป็นสัญญาณไซน์

$$Power\ factor = \frac{P}{S} \tag{3.11}$$

ในกรณีที่สัญญาณกระแสทางด้านอินพุทไม่เป็นสัญญาณไซน์ ตามรูปที่ 3.2 เราสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าจริงได้จาก

$$P = \frac{1}{T_l}\int_0^{T_l} P(t)dt \tag{3.12}$$

$$P = \frac{1}{T_l}\int_0^{T_l} v_s(t)i_s(t)dt \tag{3.13}$$

เมื่อ T_l = คาบเวลาที่ความถี่ 50Hz

$P(t)$ = กำลังไฟฟ้าจริง

และถ้าสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณไซน์เราสามารถหาค่า v_s ได้จากสมการที่ 3.14

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin\omega t \tag{3.14}$$

เนื่องจากกระแสทางด้านอินพุท (i_s) เกิดการผิดเพี้ยน (Distortion) ซึ่งสามารถแยกองค์ประกอบของกระแสออกเป็นสองส่วนคือกระแส Fundamental (i_{s1}) หรือ Line frequency (f_l) และองค์ประกอบกระแสฮาร์มอนิกเป็นจำนวนเท่าของความถี่หลัก $f_h = hf_1$

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h\neq 1} i_{sh}(t) \tag{3.15}$$

สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1}\sin(\omega_l t - \phi_l) + \sum_{h\neq 1}\sqrt{2}I_{sh}(\sin\omega_h t - \phi_h) \tag{3.16}$$

เมื่อให้ ϕ_1 เป็นมุมต่างเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันอินพุทที่เป็นสัญญาณไซน์ซึ่งจากสมการที่ 3.13 ถึง 3.14 และ 3.16 สามารถเขียนสมการของกำลังไฟฟ้าจริงได้จาก

$$P = \frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} \sqrt{2}V_s \sin\omega_1 t . \sqrt{2}I_{sh}\sin(\omega_1 t - \phi_1)dt \tag{3.17}$$

$$P = V_s I_{s1}\cos\phi_1 \tag{3.18}$$

จาสมการที่ 3.11 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$PF = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s}\cos\phi_1 \tag{3.19}$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos\phi_1 \tag{3.20}$$

สามารถหาค่าตัวประกอบกำลังในกรณีกระแสที่ไม่เป็นไซน์จาก

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \tag{3.21}$$

โดยที่ $DPF = \cos\phi_1$ โดยย่อมาจาก Displacement power factor
และ

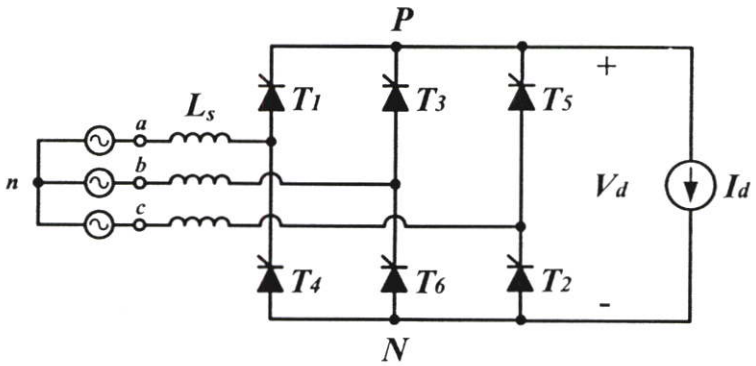
$$\%THDi = 100 * \sqrt{\sum_{h\neq 1}\left(\frac{I_{s1}}{I_s}\right)^2} \tag{3.22}$$

3.4 ผลกระทบอินดักแตนซ์ด้านระบบเอซี (L_s)

โดยปรกติทั่วไประบบไฟฟ้ากระแสสลับจะมีค่าอินดักแตนซ์ที่แฝงอยู่ในหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งค่า L_s โดยประมาณไม่เกิน 5% ของความต้านทานทั้งหมด

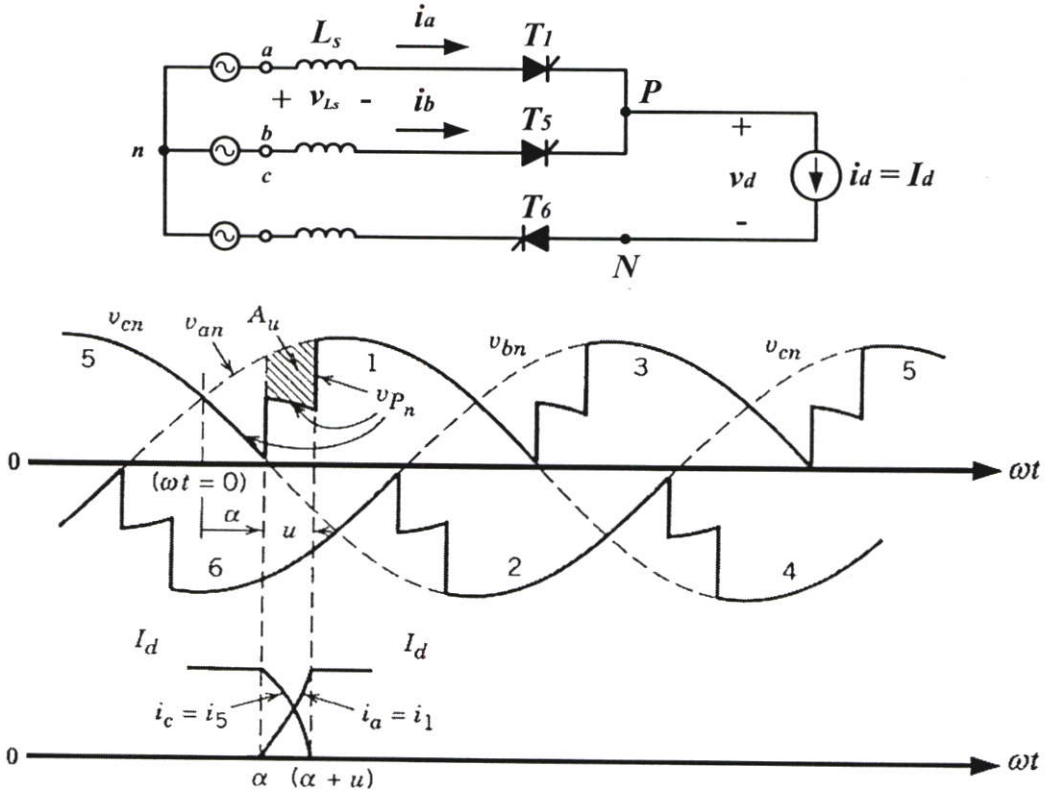
$$\omega L_s \geq 0.05\frac{V_{LL}/\sqrt{3}}{I_{s1}} \tag{3.23}$$

เมื่อพิจารณาช่วงการหยุดนำกระแสของไทริสเตอร์ที่แสดงตามรูปที่ 3.3 โดยลำดับการทำงานของไทริสเตอร์เริ่มจาก T_5 กำลังหยุดนำกระแสและในขณะเดียวกัน T_1 กำลังเริ่มนำกระแส โดยที่ T_6 ยังนำกระแสอยู่จะมีผลของ L_s เข้ามาเกี่ยวข้องด้วยดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของแหล่งจ่ายที่มี L_s ต่อกับชุดคอนเวอร์เตอร์

มีผลให้แรงดันเอาท์พุทน้อยลงเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟของ A_u และช่วงเวลา หยุดนำกระแสของ T_5 ใช้เวลานานมากขึ้นเท่ากับ $\alpha+u$ และช่วงเวลานำกระแสของ T_1 เท่ากับ $\alpha+u$ โดยที่ช่วงเวลาคอมมิวเตจจะเท่ากับ $\alpha<\omega t<\alpha+u$ จากรูปที่ 3.4 ซึ่งทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นได้และแรงดันทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงลดลงอีกทั้งยังทำให้ค่า %THDv ของระบบสูงขึ้นดังรูปที่ 3.4 เป็นการแสดงผลกระทบของ L_s ที่มีต่อระบบ โดยสามารถคำนวณค่า A_u ได้จากสมาการ (3.26)



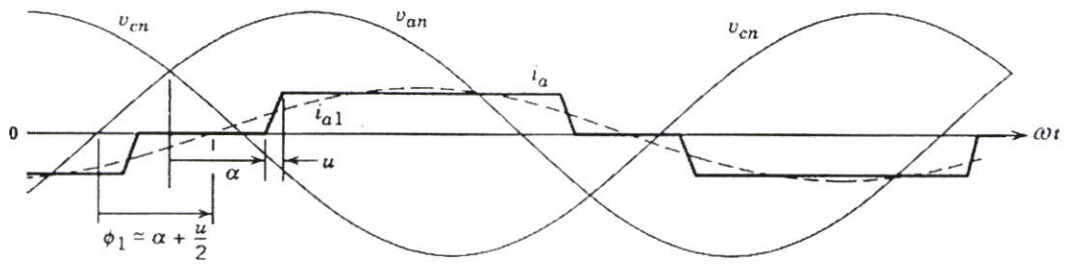
รูปที่ 3.4 ช่วงเวลาหยุดนำกระแสที่มีผลมาจาก L_s

จากรูปที่ 3.4 สามารถเขียนสมการ KVL เพื่อหา V_{Pn} ได้จาก

$$V_{Pn} = V_{an} - V_{L_s} \tag{3.24}$$

โดยที่

$$V_{L_s} = L_s \frac{di_a}{dt} \tag{3.25}$$



รูปที่ 3.5 กระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับที่มีผลกระทบจาก L_s

จากรูปที่ 3.5 เมื่อระบบมีผลของ L_s เกิดขึ้นจะทำให้ช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงของสัญญาณกระแสมีค่าเวลามากขึ้น ซึ่งจะทำให้เกิดมุม Over Lap ขึ้น จากรูปที่ 3.4 และสามารถที่จะหาพื้นที่ A_u ได้ตามสมการ

$$A_u = \int_0^{\alpha+u} V_{L_s} d(\omega t) \tag{3.26}$$

และจากสมการที่ (3.25) แทนลงในสมการ (3.26) โดยแบ่งช่วงเวลา $\omega t = \alpha$ ถึง $\omega t = \alpha + u$

$$A_u = \omega L_s \int_0^{Id} di_a \tag{3.27}$$

$$A_u = \omega L_s Id \tag{3.28}$$

สามารถหาค่าแรงดันเอาท์พุทเฉลี่ยได้จาก

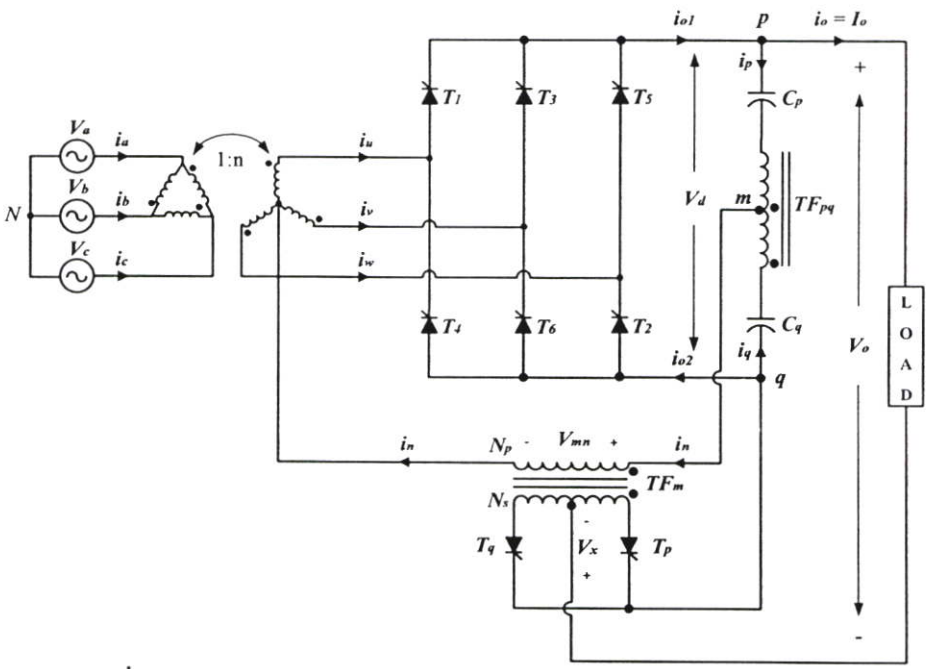
$$V_d = \frac{3\sqrt{2}V_{LL}}{\pi} cos\alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} Id \tag{3.29}$$

โดยความสัมพันธ์ของค่า Over Lap สามารถหาได้จาก

$$cos(\alpha + u) = cos\alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2}V_{LL}} Id \tag{3.30}$$

การเกิด Over Lap เมื่อมีการกำหนดการปรับมุมนำกระแสของชุดคอนเวอร์เตอร์พบว่าเมื่อปรับมุมนำกระแสมากขึ้นทำให้ค่าของเวลาหยุดนำกระแส u มีค่าลดลงจากสมการที่ (3.30) ช่วงเวลาของ Over Lap ขึ้นอยู่กับมุมนำกระแสและกระแสทางด้านไฟฟ้ากระแสตรง โดยที่ I_d มีค่ามาก A_u ก็จะมีค่ามากตาม

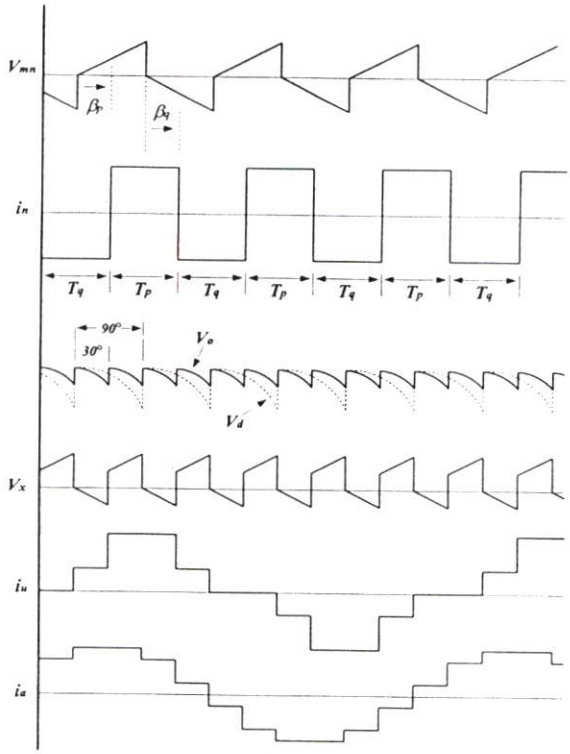
3.5 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง



รูปที่ 3.6 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง

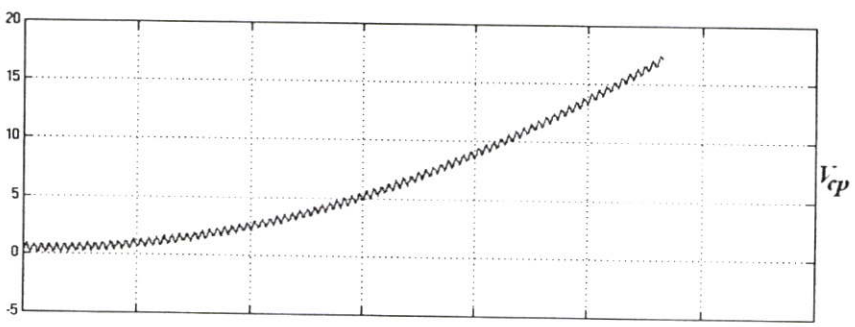
3.5.1 การทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.6 แสดงถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท และกระแสอินพุทซึ่งจะเพิ่มในส่วนของวงจรไทริสเตอร์ช่วยที่ต่ออยู่กับหม้อแปลง T_{Fm} ต่อระหว่างหม้อแปลงอินเตอร์เฟส T_{Fpq} (เพื่อช่วยในการฉีดกระแส i_n) และกระแส i_n จะไหลกลับเข้าสู่จุดนิวตรอนของหม้อแปลงสตาร์ ส่วนของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่ V_d จะเพิ่มในส่วนของตัวเก็บประจุ C_p และ C_q เพื่อช่วยลดค่าของแรงดันริปเปิ้ล โดยสมมติให้ริปเปิ้ลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าน้อย และกำหนดให้ค่าของค่า C ทั้ง 2 ตัวมีค่าการเก็บประจุมากๆ กระแส i_n ที่มาจากหม้อแปลงอินเตอร์เฟส T_{Fpq} เมื่อไหลเข้าสู่หม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วย T_{Fm} จะสร้างแรงดัน V_{mn} ทางด้านขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งจะมีลักษณะสัญญาณรูปคลื่นแรงดัน V_{mn} เป็นแรงดันฟันเลื่อยจากรูปที่ 3.7 แรงดัน V_{mn} หาได้จากสมการที่ (3.34) ขณะที่กระแส i_n จะได้รูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม หาได้จากสมการที่ (3.32) และ (3.33) เมื่อกำหนดให้มุมนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ส่วน ให้เท่ากับ 30°



รูปที่ 3.7 รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากวงจรตามรูปที่ 3.6 โดยกำหนดมุม $\alpha = 30°$, (β_p, $\beta_q = 30°$)

จากรูปที่ 3.7 การเกิดสัญญาณแรงดัน V_{mn} จะขึ้นอยู่กับการทำงานที่ชุด 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์เมื่อแรงดัน V_d เมื่อเริ่มนำกระแสที่ C_p, C_q และจะคลายประจุออกให้กระแส i_p และ i_q จะไหลเข้าหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและไหลออกเข้าที่หม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วย

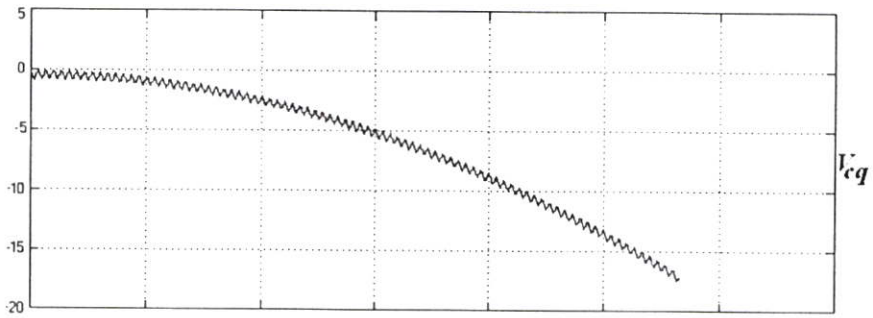


รูปที่ 3.8 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ V_{Cp} ทำงานในซีกบวก

เมื่อ T_p ทำงานกระแส i_n จะทำงานในช่วงการเก็บประจุบวกของแรงดัน V_{Cp} และเมื่อ T_p ทำงานกระแส i_n จะทำงานในช่วงการเก็บประจุลบของแรงดัน V_{Cq} และแรงดัน V_{mn} จะขึ้นอยู่กับช่วงของกระแส i_n ที่การทำงาน T_p, T_q สลับโหมดกันกับการทำงานที่ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

เช่นการทำงานที่ T_6 กับ T_1 เมื่อ T_p นำกระแสจะมีกระแส i_p ไหลผ่าน C_p ที่เป็นซีกบวกและฉีดกระแส i_n ช่วงบวกเข้าหม้อแปลง T_{Fm} ที่แรงดัน V_{mn} จะเกิดแรงดันช่วงบวกในขอบขาขึ้น

และเมื่อ T_1 กับ T_2 เมื่อ T_q นำกระแสจะมีกระแส i_q ไหลผ่าน C_q ที่เป็นลบและฉีดกระแส i_n เข้าหม้อแปลง T_{Fm} แรงดัน V_{mn} จะเกิดแรงดันช่วงลบในขอบขาลง



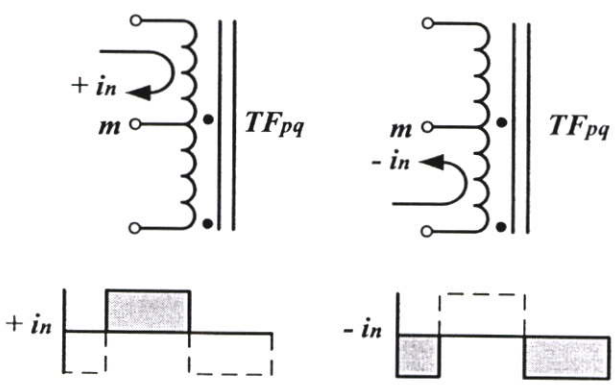
รูปที่ 3.9 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ V_{Cq} ทำงานในซีกลบ

และสัญญาณกระแส i_n จะเกิดจาก T_p, T_q ทำงานและกระแส i_p, i_q จะไหลเข้าหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและไหลออกที่จุด m ดังนั้นกระแส i_n จะเกิดทุกๆ ช่วงเมื่อกระแสไหลผ่านไทริสเตอร์ T_p และ T_q จากรูปที่ 3.10 กระแส i_p และ i_q หาได้จากสมการที่ (3.31)

$$i_p = i_q = \frac{i_n}{2} \tag{3.31}$$

3.5.2 วงจรหม้อแปลงอินเตอร์เฟส

เมื่อกระแส i_p และ i_q ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_p กับ C_q และไหลเข้าหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเพื่อสร้างกระแส i_n ซึ่งจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยมซึ่งการเกิดกระแส i_n นั้นจะขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานที่ต่อเนื่องจากไทริสเตอร์ T_p และ T_q



รูปที่ 3.10 วงจรหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อมีการไหลของกระแส i_n

ดังนั้นกระแส i_n จะหาค่าได้จากสมการที่ (3.32) และ (3.33)

$$i_n = I_o \frac{N_s}{N_p} \tag{3.32}$$

และ

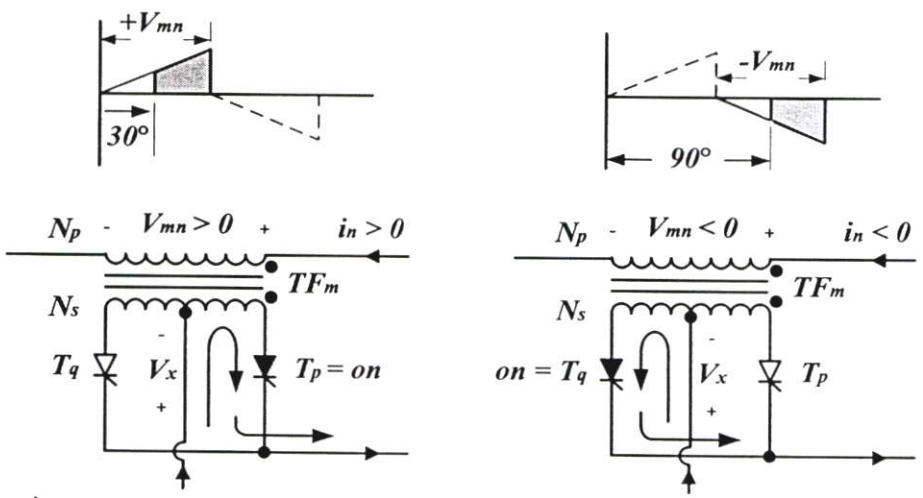
$$i_n = -I_o \frac{N_s}{N_p} \tag{3.33}$$

การคำนวณที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟสเริ่มจากสมมติให้ค่าอินดักแตนซ์ในหม้อแปลง L_s มีค่าเท่ากับ 0 การออกแบบชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะหาค่าแรงดันได้จากสมการที่ (3.10) ที่แรงดัน V_d จากรูปที่ 3.6 แรงดันจากจุด p ถึงจุด m แรงดัน $V_{pm} = V_d/2$ และ $V_{qm} = V_d/2$ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะเท่ากับที่แรงดัน V_d และที่หม้อแปลงช่วยไทริสเตอร์ T_{Fm} จากสมการที่ (3.34) แรงดัน $V_{mn} = V_{pn} - V_d/2$ หมายความว่าแรงดันที่จุด $V_{pm} = V_{mn} - V_{pn}$ ดังนั้นการออกแบบจำเป็นจะต้องคิดที่แรงดัน V_{mn} เพื่อการไหลกลับของกระแส i_n

ดังนั้นสรุปได้ว่า ที่แรงดันหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะเท่ากับแรงดัน $V_{pm} + V_{qm} = V_d$ หรือเท่ากับ $2V_d/2 + 2V_d/2$ และการหาขนาดของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับสภาวะโหลด ซึ่งจะแสดงการออกแบบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสอยู่ในบทถัดไป

3.5.3 วงจรช่วยไทรีสเตอร์

จากมุมนำกระแสกำหนดให้ α แทนมุมนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 1 ที่การทำงาน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ และที่ (β_p, $\beta_q = \beta$) แทนมุมนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 2 ดังนั้นมุมที่เลื่อน $\beta_q = 30° + (\alpha + \beta_p)$ หรือที่มุม $\beta_q = 90°$ เริ่มนำกระแส



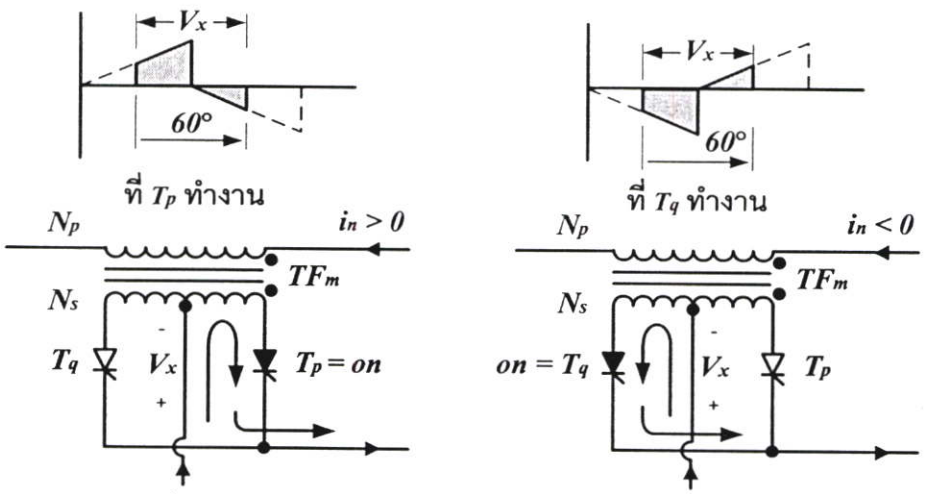
(ก) ที่ T_p ทำงานแรงดัน V_{mn} มากกว่า 0 (ข) ที่ T_q ทำงานแรงดัน V_{mn} น้อยกว่า 0

รูปที่ 3.11 การทำงานของวงจรไทรีสเตอร์ช่วยในการเพิ่มจำนวนพัลส์

จากรูปที่ 3.11 (ก) ถ้าสัญญาณแรงดัน V_{mn} เป็นบวก ($V_{mn} > 0$) ไทริสเตอร์ T_p จะนำกระแส ส่วน T_q จะหยุดนำกระแส ขณะเดียวกันจากรูปที่ 3.11 (ข) ถ้าแรงดัน V_{mn} เป็นลบ ที่ ($V_{mn} < 0$) ไทริสเตอร์ T_q จะนำกระแส ส่วน T_p จะหยุดนำกระแส ดังนั้นแรงดัน V_{mn} จะหาได้จากสมการที่ (3.34)

$$V_{mn} = V_{pn} - \frac{V_d}{2} \tag{3.34}$$

จากรูปที่ 3.12 แสดงรูปสัญญาณแรงดัน V_x เมื่อ T_p, T_q นำกระแสจะเกิดแรงดันตกคร่อมที่ไทริสเตอร์ T_p, T_q ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อม V_x จะเกิดสัญญาณแรงดันขึ้นเมื่อไทริสเตอร์ T_p นำกระแสอยู่ และไทริสเตอร์ T_q หยุดนำกระแส และเมื่อไทริสเตอร์ T_q เริ่มนำกระแสไทริสเตอร์ T_p ถูกไบอัสกลับ ทำให้หยุดนำกระแส แรงดัน V_x ที่ตกคร่อม T_p, T_q ทั้งสองจะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 0.5-2V



(ก) รูปคลื่นแรงดัน V_x ที่ T_p ทำงาน (ข) รูปคลื่นแรงดัน V_x ที่ T_q ทำงาน

รูปที่ 3.12 วงจรไทริสเตอร์ช่วยในการเพิ่มจำนวนพัลส์ที่แรงดัน V_x

จากรูปที่ 3.6 ที่จุด p และจุด q แรงดัน V_d เท่ากับ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดัน V_o และ V_x จะได้จากสมการที่ (3.35) ถึง (3.37)

$$V_o = V_d + V_x \tag{3.35}$$

T_p ทำงาน แรงดัน V_x เท่ากับ $$V_x = V_{mn}\frac{N_s}{N_p} \tag{3.36}$$

T_q ทำงาน แรงดัน V_x เท่ากับ $$V_x = -V_{mn}\frac{N_s}{N_p} \tag{3.37}$$

สำหรับกระแสไฟฟ้า i_a ทางด้านหม้อแปลงแบบ เดลต้า/สตาร์ สามารถวิเคราะห์หาค่ากระแสที่ไหลรวม i_n ได้จากสมการที่ (3.38) ถึง (3.40) และ (3.41) ขณะให้ n คืออัตราส่วนระหว่างหม้อแปลง เดลต้า/สตาร์

$$i_{ab} = n.i_u + \frac{i_n}{3} \tag{3.38}$$

$$i_{bc} = n.i_v + \frac{i_n}{3} \tag{3.39}$$

$$i_{ca} = n.i_w + \frac{i_n}{3} \tag{3.40}$$

ดังนั้น i_a

$$i_a = i_{ab} - i_{ca} \tag{3.41}$$

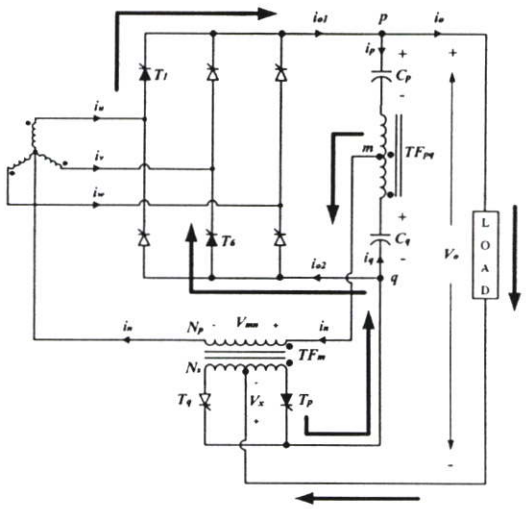
กระแสทางเอาท์พุท i_{o1} และ i_{o2} ที่เชื่อมต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 1 และคอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 2 ได้จากสมการที่ (3.42) และ (3.43)

$$i_{o1} = I_o + \frac{i_n}{2} \tag{3.42}$$

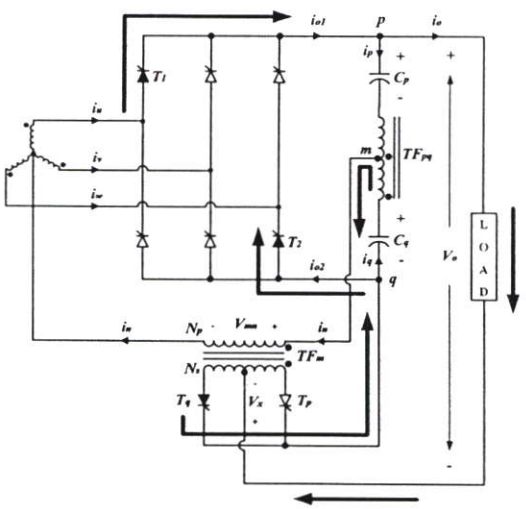
$$i_{o2} = I_o - \frac{i_n}{2} \tag{3.43}$$

ส่วนทางด้านของกระแสทางด้านอินพุทจะขึ้นอยู่กับการฉีดกระแส i_n และอัตราส่วน a ของหม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วย ที่ $a = (N_p/N_s)$ กำหนดที่ 1:1:1 เนื่องจากแรงดันเข้าให้เท่ากับแรงดันทางด้านออกก่อน เพื่อให้เฟสสมดุลและเป็นการไม่ให้ขนาดของแรงดันพัลส์เอาท์พุทเกินการผิดเพี้ยนไป ส่วนของอัตราส่วนหม้อแปลงอินเตอร์เฟส $k = (N_{ip}/N_{is})$ ก็จะกำหนดที่ 1:1 เช่นกัน

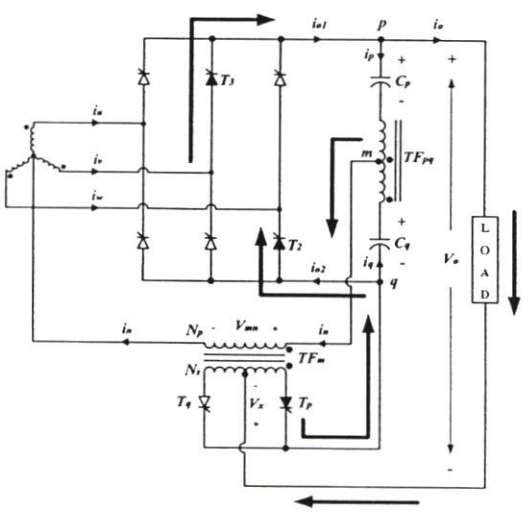
เมื่อให้คอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 1 มุมนำกระแส $\alpha = 30°$ การคิดมุมนำกระแสคอนเวอร์เตอร์ในส่วนที่ 2 มุมนำกระแส β จะได้ว่า $\beta_p, \beta_q = 30°$ ดังนั้นมุมที่เลื่อน $\beta_q = 30° + (\alpha + \beta_p)$ มุมที่เลื่อนไปจะได้ $\beta_q = 90°$



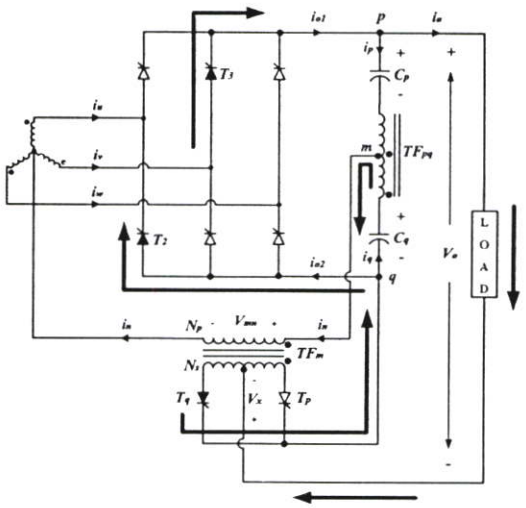
รูปที่ 3.13 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 1 ที่ T_6, T_p และ T_1 ที่แรงดัน V_{mn} เป็นบวก (V_{mn}>0)



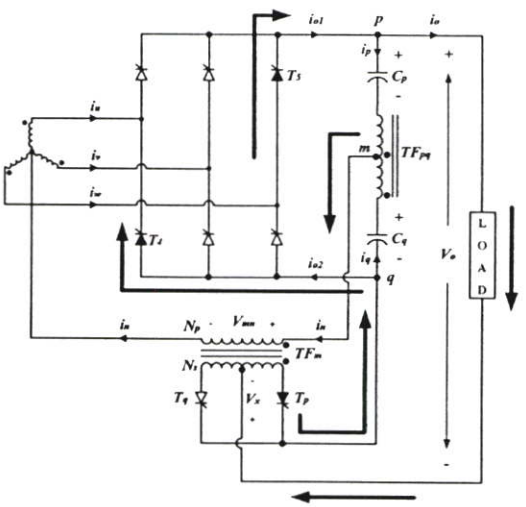
รูปที่ 3.14 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 2 ที่ T_1, T_q และ T_2 ที่แรงดัน V_{mn} เป็นลบ (V_{mn}<0)



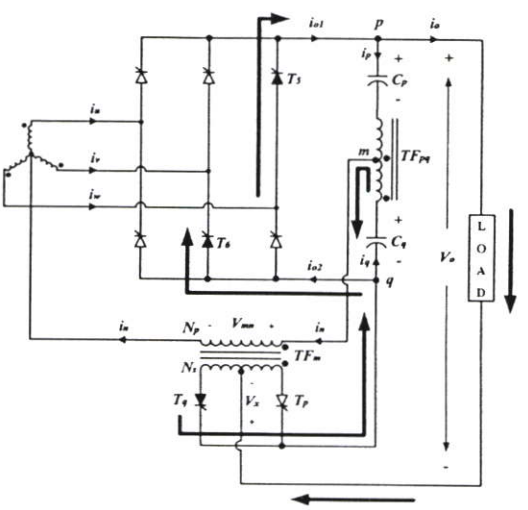
รูปที่ 3.15 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 3 ที่ T_2, T_p และ T_3 ที่แรงดัน V_{mn} เป็นบวก (V_{mn}>0)



รูปที่ 3.16 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 4 ที่ T_3, T_q และ T_4 ที่แรงดัน V_{mn} เป็นลบ (V_{mn}<0)



รูปที่ 3.17 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 5 ที่ T_4, T_p และ T_5 ที่แรงดัน V_{mn} เป็นบวก (V_{mn}>0)



รูปที่ 3.18 แสดงทิศทางการไหลของกระแส Step 6 ที่ T_5, T_q และ T_6 ที่แรงดัน V_{mn} เป็นลบ (V_{mn}<0)

จากรูปที่ 3.13 ถึง 3.18 จะเห็นว่าให้การทำงานเป็น Step เพื่อให้เข้าใจง่ายยิ่งขึ้น จากรูปที่ 3.13 การทำงานที่ Step 1 เมื่อการทำงานตามวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่ T_6, T_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลออก i_{o1} จะไหลเข้าจุด p และถูกแบ่งกระแสที่ i_p และ i_o เมื่อ i_o ไหลเข้าทางด้านขั้วบวกของโหลด และไหลออกที่ขั้วลบโดยจะไหลเข้าทางหม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วย เมื่อแรงดัน V_{mn} เป็นแรงดันทางด้านบวกก็จะให้ T_p นำกระแสจะมีกระแสไหลเข้าจุด q และก็จะถูกแบ่งกระแสเป็น i_{o2} และ i_q เพื่อที่จะสร้างสัญญาณพัลส์เพิ่มใน Step 2 เมื่อ T_1, T_2 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลออก i_{o1} ไหลเข้าจุด p และถูกแบ่งกระแสที่ i_p เมื่อ i_o ไหลเข้าทางด้านขั้วบวกของโหลด และไหลออกที่ขั้วลบโดยให้ไหลเข้าทางหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ เมื่อแรงดัน V_{mn} เป็นแรงดันทางด้านลบก็จะให้ T_q นำกระแสเพื่อที่จะสร้างพัลส์เพิ่มนั้นเอง ดังนั้นการทำงานใน Step ต่อไปก็จะมีลักษณะการทำงานคล้ายๆ กัน

3.6 สรุปการทำงานของวงจร

จากวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงจะเห็นว่าจะมีส่วนที่สำคัญของวงจรก็คือชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟส ที่เชื่อมต่ออยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรช่วยไทริสเตอร์ เพื่อการเพิ่มจำนวนพัลส์การออกแบบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสมีส่วนสำคัญมาก เพื่อไม่ให้เป็นการสิ้นเปลืองและมีขนาดที่เหมาะสม ซึ่งได้แสดงการออกแบบและการวิเคราะห์หาค่าที่เหมาะสมจากหัวข้อที่ 3.5.3 การออกแบบให้หม้อแปลงอินเตอร์เฟสให้มีขนาดใหญ่เกินไปจะทำให้มีค่าใช้จ่ายสูงและเกิดผลกระทบของ L_s และเช่นเดียวกันถ้าออกแบบให้มีขนาดเล็กเกินไปจะทำให้หม้อแปลงอินเตอร์เฟสเกิดการอิ่มตัวเร็วเกินไป อาจจะทำให้เกิดความเสียหายได้ ส่วนการหาค่าได้อธิบายอยู่ในบทถัดไป

บทที่ 4

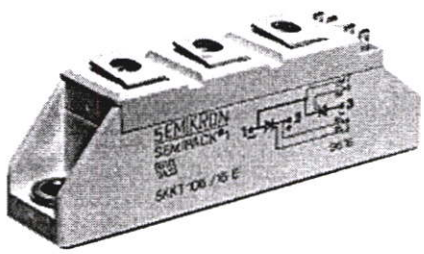
ออกแบบและควบคุมการทำงาน

4.1 บทนำ

ในการควบคุมการทำงานของวงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่ใช้ไทรีสเตอร์นำกระแสจำเป็นจะต้องปรับมุมนำกระแสให้กับชุดของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในการสร้างชุด 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงใหม่ ที่ใช้ชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟสในการเพิ่มจำนวนพัลส์ร่วมกับวงจรไทรีสเตอร์ช่วยในระบบไฟฟ้ากระแสตรงนั้นได้มีการนำเสนอการออกแบบและการควบคุมดังนี้

4.2 การควบคุมมุมนำกระแส

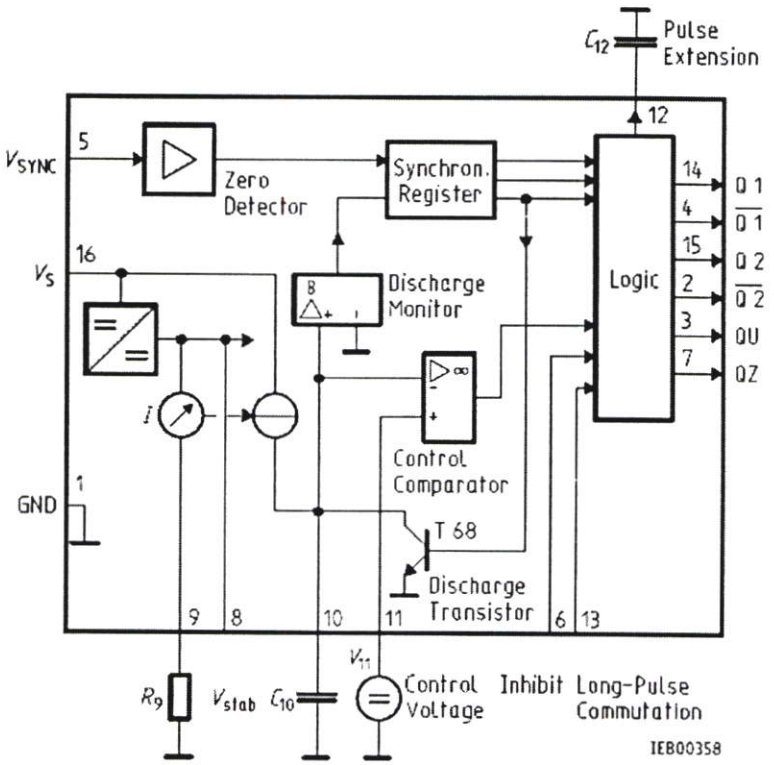
ในการควบคุมการนำกระแสของชุด 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงใหม่ ที่ใช้ชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟสในการเพิ่มจำนวนพัลส์ อุปกรณ์ที่ใช้เป็นไทรีสเตอร์ MODULE รุ่น SKKT 27/12E จากรูปที่ 4.1 พิกัดแรงดัน 1300V และกระแส 32A ที่พิกัดซึ่งมีรายละเอียดของไทรีสเตอร์อยู่ในภาคผนวก ข



รูปที่ 4.1 อุปกรณ์ไทรีสเตอร์เบอร์ SKKT 27/12E

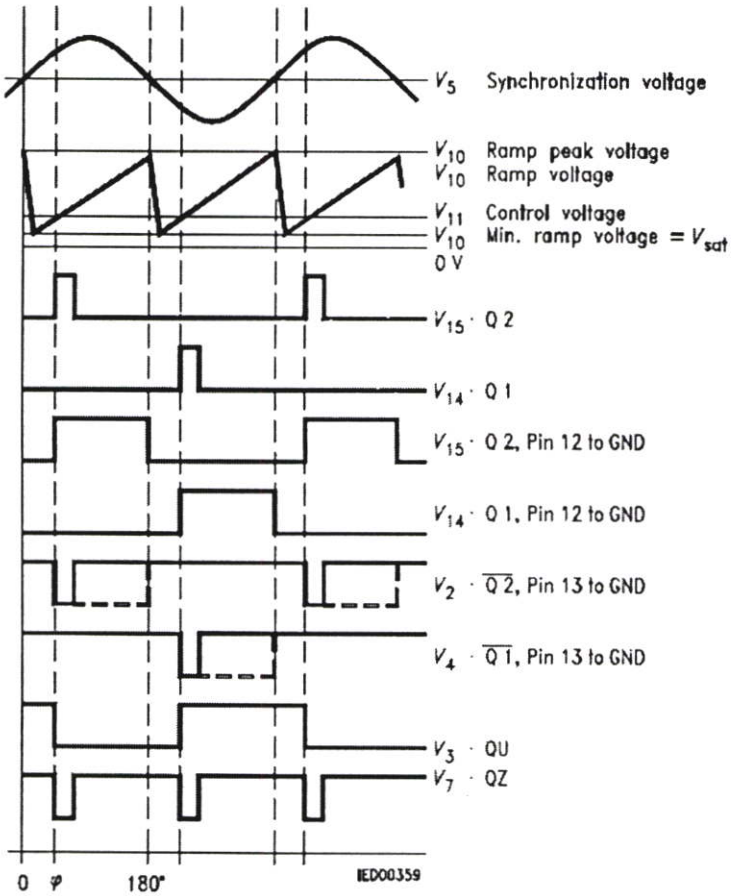
และได้ใช้ IC สำเร็จรูปเบอร์ TCA785 เป็นชุดกำเนิดสัญญาณพัลส์เพื่อจุดชนวนอุปกรณ์ไทรีสเตอร์ให้นำกระแสซึ่งสามารถปรับมุมนำกระแสของ SCR ได้โดยการปรับแรงดันควบคุมดีซีที่ขา 11 ของ IC ตามรูปที่ 4.2

โดยหลักการสร้างสัญญาณทริกเกจของ SCR เริ่มจากการทำให้ SCR ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีลำดับการทำงานให้ถูกต้องตามสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุท โดยนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้มาลดทอน ให้เท่ากับ ± 0.7 VAC เข้าที่ขา 5 ของ IC ตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรการทำงานภายในของ IC TAC 785

จากนั้นสัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ไปยังส่วนของวงจรซิงโครไนซ์รีจีสเตอร์ ซึ่งควบคุมการสร้างสัญญาณแรมพ์ที่เกิดจากการเก็บประจุของ C_{10} ด้วยกระแสคงที่ซึ่งกำหนดความชันของสัญญาณแรมพ์โดยการปรับตัวต้านทาน R_9 แล้วนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ขา 11 จากนั้นสัญญาณที่ขา 10 และขา 11 จะถูกนำไปสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปจุดชนวนไทริสเตอร์ โดยที่สัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นจะถูกส่งออกที่ขา 14 และขา 15 ของไอซีและมีมุมต่างเฟสกัน 180° ตามรูปที่ 4.3 ภาคผนวก ข



รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ขาต่างๆ ของ TCA 785

ในการควบคุมการนำกระแสของ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการปรับปรุงจะใช้ IC TCA785 ทั้งหมด 4 ชุดและทั้งหมดจะต้องเข้าหม้อแปลงสัญญาณกระตุ้นเพื่อเพิ่มกระในการจุดชนวนไทรีสเตอร์ โดยจะใช้หม้อแปลงกระตุ้นสัญญาณเบอร์ SKPT 27 ตามรูปที่ 4.4 สามสมารถเลือกขนาดได้โดยดูได้จากภาคผนวก ข

รูปที่ 4.4 หม้อแปลงกระตุ้นสัญญาณ

4.3 การออกแบบชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟส

ออกแบบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจากหัวข้อ 3.5.3 และการออกแบบหม้อแปลงจากสมการที่ 2.21 เมื่อ a เท่ากับอัตราส่วนของหม้อแปลงที่ $a \cong \frac{V_1}{V_2} \cong \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{I_2}{I_1}$ ขณะที่แรงดัน V_d หาได้จาก $V_d = 1.35V_{LL}.cos(\alpha)$ จากสมการที่ 3.10 โดยที่กำหนดมุมนำกระแสให้กับชุดวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มุม $\alpha = 30°$ โดยสมมติให้ค่าพารามิเตอร์ที่แรงดันด้านเข้าเท่ากับ $V_{LL} = 155V$, ที่โหลดเท่ากับ 400W จากสมการ V_d แทนค่า V_{LL} จะได้ว่า

$$V_d = 1.35 \times 155 \times cos(30°)$$

$$V_d = 181V$$

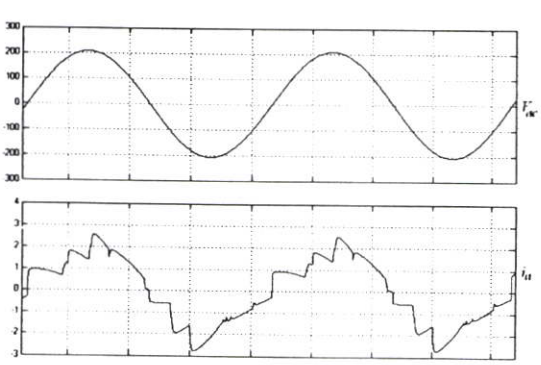
ที่แรงดันที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟส $V_{TFpq} = V_d = V_{pq} = 181V$ ค่าของกระแส I จากโหลด 400W

จะได้ว่า $I = 400/181 = 2.2A$

ดังนั้นพิกัดของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะเท่ากับที่แรงดันทางเข้าของหม้อแปลงที่ 181V โดยออกแบบที่ 200V และขนาดของกระแสเท่ากับ 2.2A จากการที่กำหนดให้แรงดันที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟสมีภาวะที่เฟสสมดุล

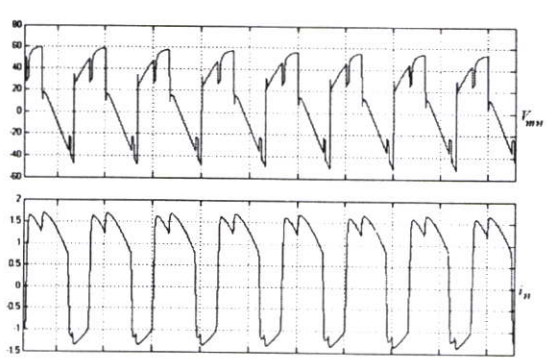
4.3.1 การทดสอบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อเกิดสภาวะไม่สมดุลที่ $k = 0.5:1$

ทำการทดสอบด้วยการจำลองระบบเมื่อกำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°$, (β_p, $\beta_q = 30°$) ให้กับคอนเวอร์เตอร์โดยที่กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $V_{LL} = 155V$, โหลด = 400W ให้อัตราส่วนของหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์เท่ากับ $a = 1:1:1$



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

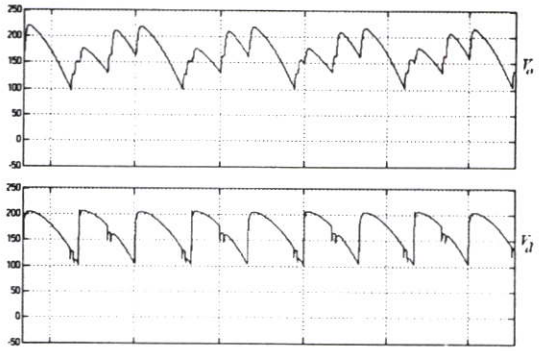
$V_{ac} = 100V/div$, $i_a = 1A/div$



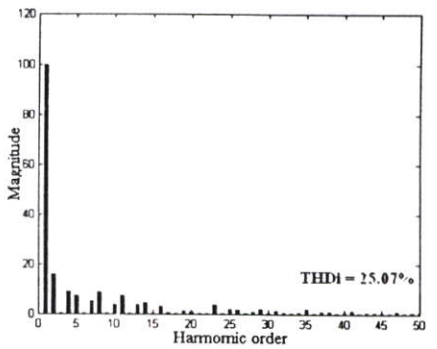
(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

$V_{mn} = 20V/div$, $i_a = 0.5A/div$

รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a, V_{mn} และ i_n เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{TFp} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง



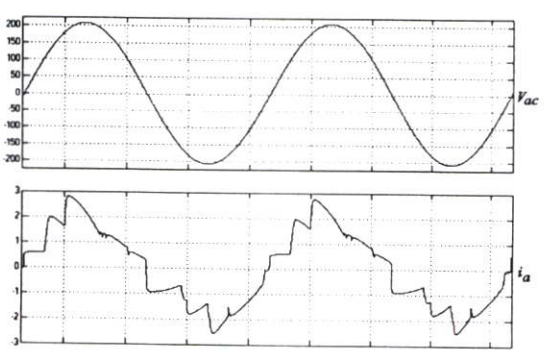
(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง

V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

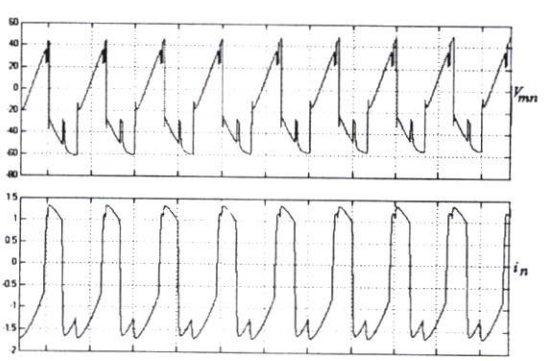
รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณ V_o, V_d และ THDi เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{TFp} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า

จากการจำลองระบบ เมื่อมีการกำหนดให้อัตราส่วนของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสที่เฟสไม่สมดุลจากรูปที่ 4.5 (ก) และ รูปที่ 4.6 (ข) กระแส i_a จะผิดเพี้ยนไปจากคลื่นรูปไซน์มากทำให้เกินฮาร์มอนิกสูง และจากรูปที่ 4.5 (ข) การปรับมุมนำกระแสที่วงจรช่วยไทรีสเตอร์ไม่สามารถทำได้ เนื่องจากแรงดัน V_{mn} มีการแบ่งแรงดันที่ไม่เท่ากันและการฉีดกระแส i_n ที่ไม่สมดุล ส่วนแรงดันเอาท์พุทจะเกิดริปเปิ้ลที่สูงขึ้นและไม่ราบเรียบดูได้จากรูปที่ 4.6 (ก)

4.3.2 การทดสอบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อเกิดสภาวะไม่สมดุลที่ k = 1:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

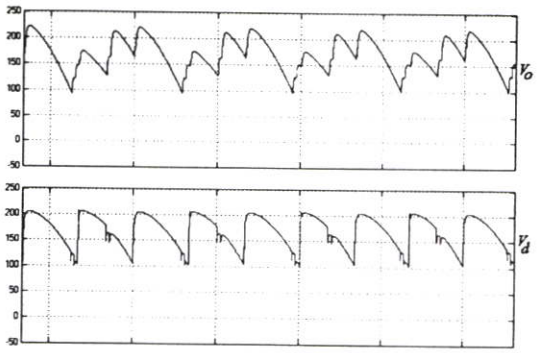


(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

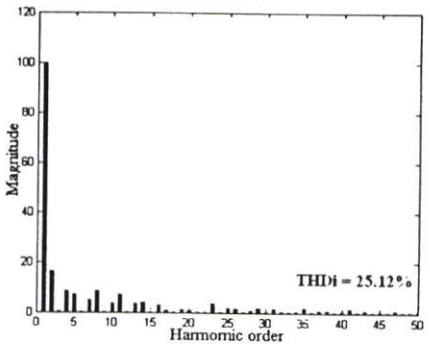
V_{ac} = 50V/div, i_a = 1A/div

V_{mn} = 20V/div, i_a = 0.5A/div

รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a, V_{mn} และ i_n เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{TFq} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง

V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณ V_o, V_d และ THDi เมื่อเกิดเฟสไม่สมดุลที่แรงดัน V_{TFq} มีอัตราส่วนที่น้อยกว่า

จากการจำลองจากรูปที่ 4.7 และ 4.8 เมื่อกำหนดให้ k = 1:0.5 ที่แรงดัน V_q มีค่าอัตราส่วนที่น้อยกว่า V_p จะเห็นว่าการทำงานจะคล้ายกันเพียงแต่สัญญาณรูปคลื่น V_{mn}, i_n และ i_a จากรูปที่ 4.5 และ 4.7 จะกลับกัน แต่ที่แรงดันเอาท์พุท V_o จะมีค่าเท่ากัน

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าจากการจำลองระบบในรูปที่ 4.5 ถึง 4.8 ได้แสดงถึงการทำงานที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟสเมื่อเฟสไม่สมดุลจะมีผลกระทบกับการทำงานที่ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง ดังนั้นการออกแบบอัตราส่วน k ที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟส จะต้องออกแบบให้มีขนาดของอัตราส่วนที่เท่ากัน k = 1:1 เพื่อให้เกิดเฟสสมดุลและการแบ่งแรงดันระหว่างหม้อแปลงต้องเท่ากัน

4.4 การออกแบบชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์

จากหัวข้อ 4.3 เมื่อนำค่ามาคำนวณหาค่าการออกแบบหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์สามารถที่จะนำค่าแรงดัน V_p, V_q ที่ไหลออกจากหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะได้ว่า

$$V_p = V_d/2 \tag{4.1}$$

และ V_q

$$V_q = V_d/2 \tag{4.2}$$

ที่หม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์จากแรงดัน V_{pm}, V_{qm} มีการแบ่งแรงดันให้เป็นเฟสสมดุล V_p และ V_q จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะได้เท่ากับ

$$V_p, V_q = 181/2 = 90.5\text{V}$$

จาก V_p และ V_q เท่ากับ 90.5V ดังนั้นการออกแบบให้ค่าแรงดันด้านเข้าชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ V_{mn} ให้มีค่าประมาณ 100V การหาค่าของกระแสขึ้นอยู่กับสภาวะโหลด จากการที่

กำหนดให้โหลดมีค่าเท่ากัน ดังนั้นค่าของกระแสที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์จะมีค่าเท่ากันกับค่าของหม้อแปลงอินเตอร์เฟส การหาอัตราส่วนที่หม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วยก็จะออกแบบเช่นเดียวกันกับหม้อแปลงอินเตอร์เฟสที่สภาวะเฟสสมดุล อัตราส่วน a ที่แรงดันทางด้านออกที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์จะต้องมีขนานอัตราส่วนที่เท่ากัน ซึ่งได้แสดงผลการทดลองในบทถัดไป

4.5 สรุป

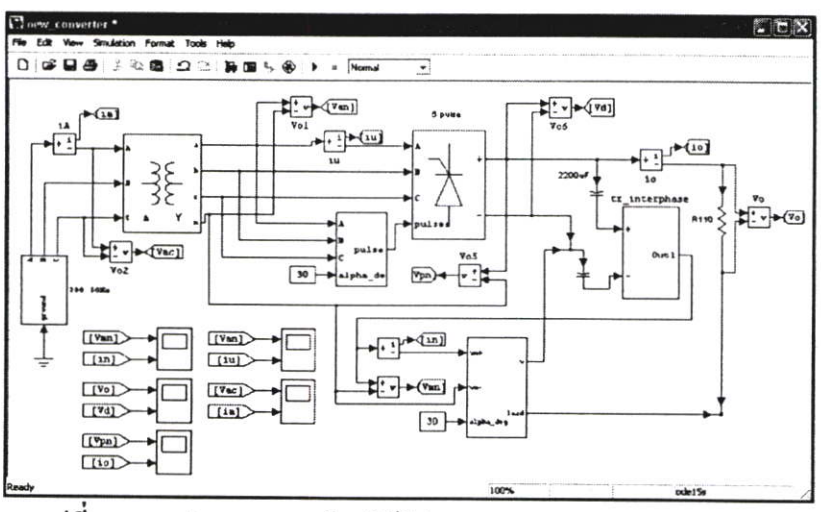
จากการออกแบบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสจะเห็นว่าที่แรงดันอินพุท จะหาค่าได้จากแรงดัน V_d และจากรูปที่ 4.5 ถึง 4.8 จะเห็นว่าการออกแบบเฟสไม่สมดุลนั้นมีผลกระทบต่อระบบจึงไม่สามารถนำมาใช้งานได้จึงจำเป็นจะต้องออกแบบให้อัตราส่วน k มีค่าเท่ากัน k = 1:1 และการออกแบบหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์หาค่าได้ที่ $V_d/2$ ซึ่งผลกระทบที่เกิดจากอัตราส่วน a ของหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ได้แสดงอยู่ในบทถัดไป ส่วนของกระแสที่หม้อแปลงจะขึ้นอยู่ที่สภาวะโหลด จากหัวข้อที่ 4.3 สามารถนำไปหาค่าพิกัดของไทริสเตอร์

บทที่ 5

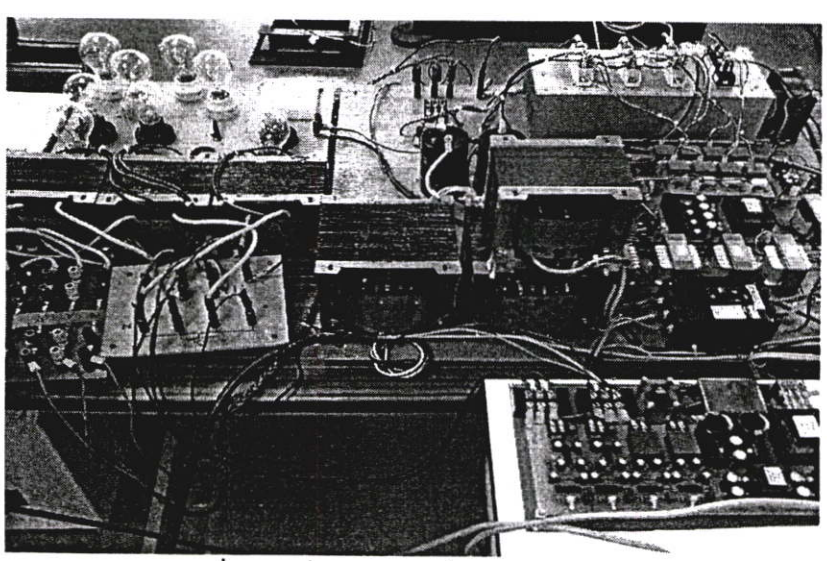
วิธีการทดสอบและผลการทดสอบ

5.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์ระบบจะใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK ประมวลผลเพื่อทำการเปรียบเทียบการทำงานของระบบทดสอบจริงกับการจำลองระบบ เพื่อดูความแต่ต่างของสัญญาณโดยนำวงจรเรียงกระแส เอซี/ดีซี 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสที่มีการปรับปรุงมาทำการทดสอบโดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ต่างๆ ให้มีค่าเท่ากัน



รูปที่ 5.1 การจำลองระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK



รูปที่ 5.2 เครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ

5.2 การทดสอบหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์

โดยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ดังนี้ V_{LL} = 155V, โหลดหลอดไฟ 4 หลอดหลอดละ 100W C_p, C_q = 2200 μF และการกำหนดมุมนำกระแสที่แตกต่างกัน โดยที่ค่าอัตราส่วนของหม้อแปลง a เป็นค่าอัตราส่วนที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์และ k เป็นค่าอัตราส่วนที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟส การหาค่าอัตราส่วนหม้อแปลงอินเตอร์เฟสซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 ส่วนในบทนี้จะทำการทดสอบที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ที่อัตราส่วนทางด้านแรงดันเข้า และทางด้านออกที่ไม่เท่ากัน แต่แรงดันที่แทปหม้อแปลงทางด้านแรงดันออกให้มีค่าที่เท่ากันเพื่อให้เฟสสมดุล จากตารางที่ 5.1 และทดสอบการปรับเปลี่ยนมุมนำกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์จากตารางที่ 5.2 โดยการต่อโหลดทางด้านระบบไฟฟ้ากระแสตรงเป็นค่าความต้านทาน (หลอดไฟ) ตามรูปที่ 5.2 ที่พิกัดกระแส i_o มีค่าไม่เกิน 2A โดยมีลำดับขั้นการทดสอบดังนี้

1. ทดสอบการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนหม้อแปลงไทริสเตอร์ช่วยตารางที่ 5.1
2. กำหนดมุมนำกระแสตามตารางที่ 5.2
3. ปรับแรงดันอินพุทให้ได้ที่พิกัด V_{LL} = 155V และทำการบันทึกสัญญาณ
4. บันทึกค่า %THDi

ตารางที่ 5.1 อัตราส่วนหม้อแปลงไทริสเตอร์ช่วย (a)

หม้อแปลงช่วยไทริสเตอร์ (a)	
1	0.5:0.5
1	1:1
1	1.5:1.5

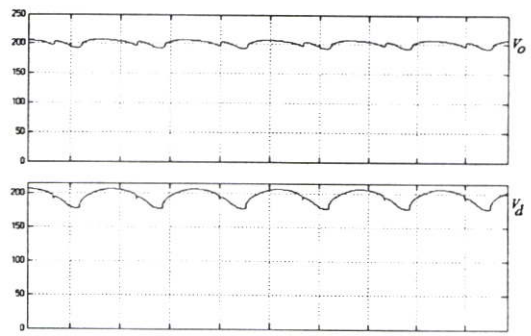
ทำการทดสอบที่ชุดหม้อแปลงไทริสเตอร์ที่ อัตราส่วนตามตารางที่ 5.1 โดยกำหนดให้อัตราส่วนหม้อแปลงอินเตอร์เฟส (k) จะให้ค่าเท่ากับ 1:1 จากการวิเคราะห์ในบทที่ 4 ให้ ($\beta=\beta_p=\beta_q$)

ตารางที่ 5.2 ค่ามุมนำกระแสของวงจรเรียงกระแส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง

มุมนำกระแส (α)	มุมนำกระแส (β)
0°	0°
0°	30°
30°	0°
30°	30°

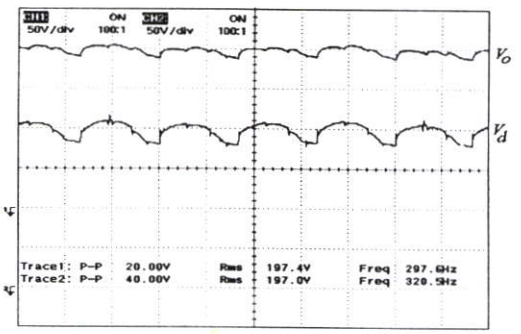
5.3 การทดสอบที่อัตราส่วนหม้อแปลง a = 1:0.5:0.5, k = 1:1

5.3.1 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

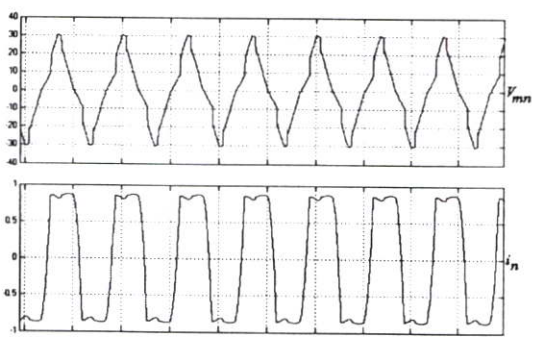
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

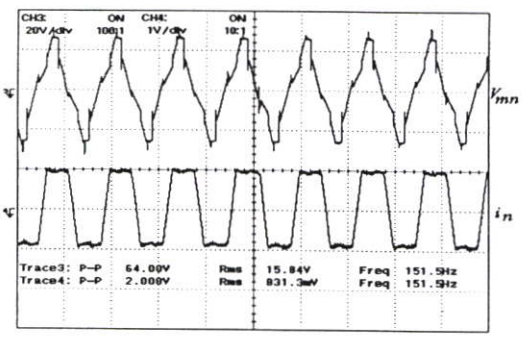
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.3 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

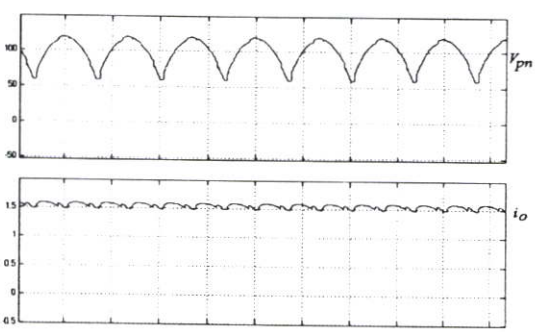
V_{mn} = 10V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

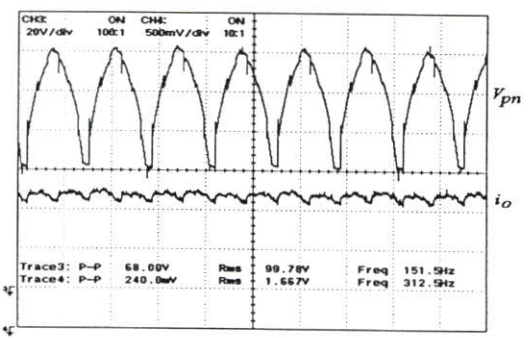
V_{mn} = 20V/div, i_n = 1A/div

รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

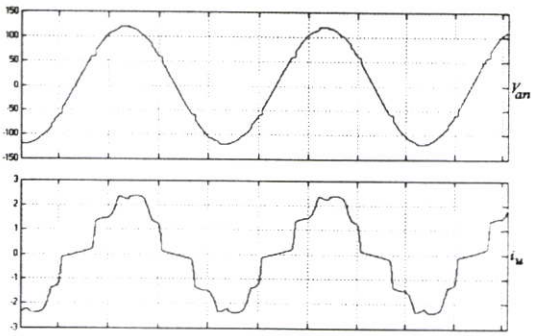
V_{pn} = 50V/div, i_o = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

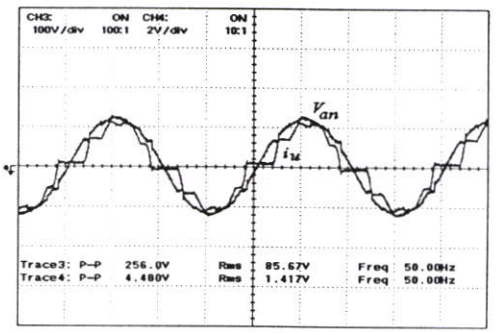
V_{pn} = 20V/div, i_o = 500mA/div

รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

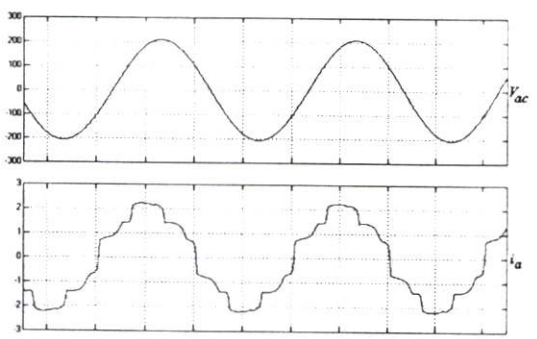
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

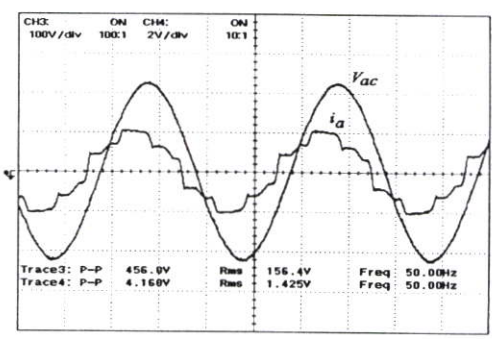
V_{an} = 100V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

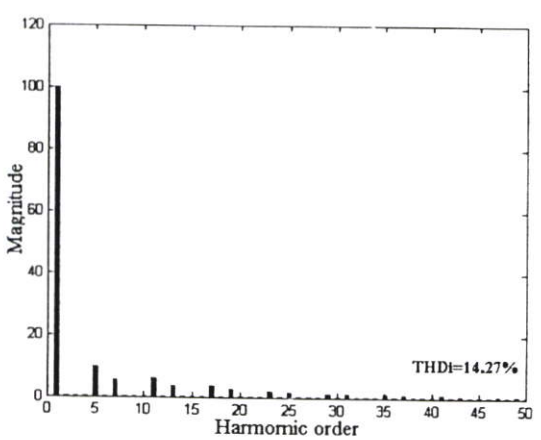
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



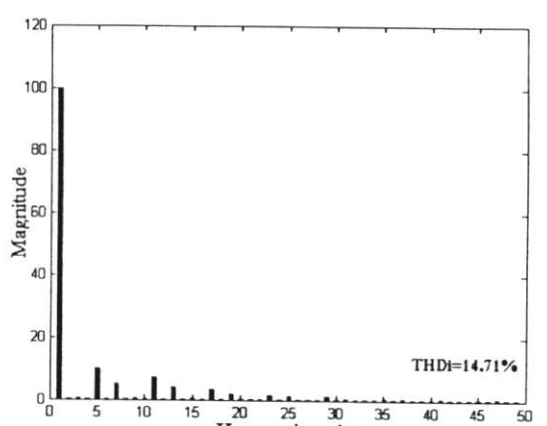
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_o = 2A/div

รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



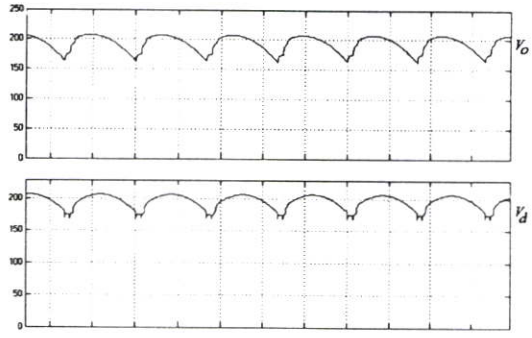
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

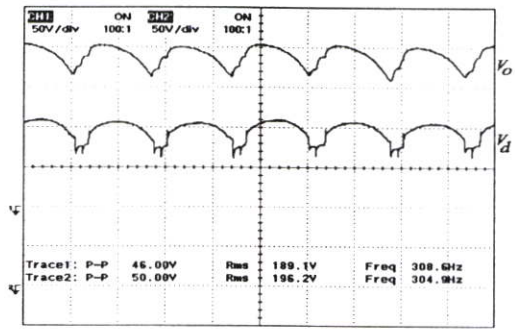
รูปที่ 5.8 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5

5.3.2 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

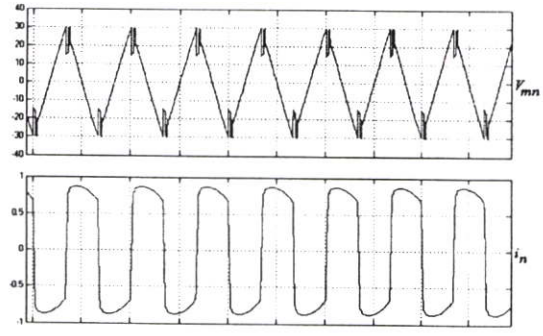
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

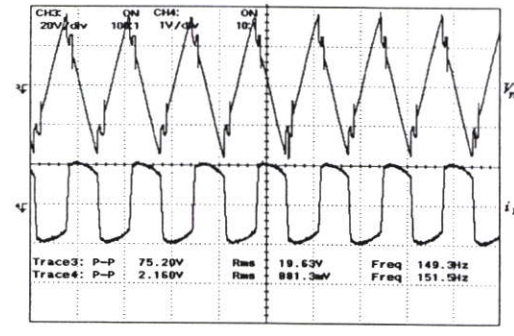
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.9 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

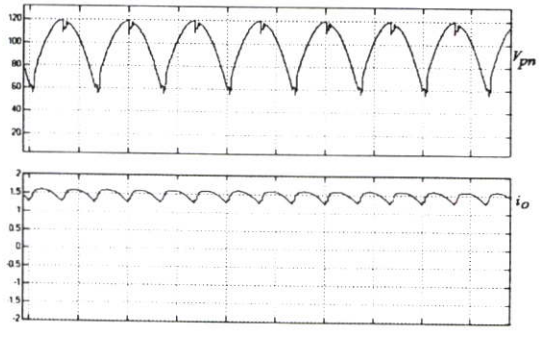
V_{mn} = 10V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

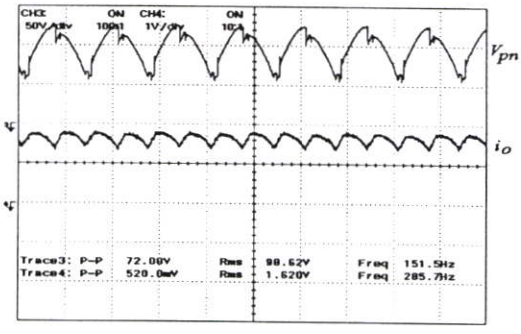
V_{mn} = 20V/div, i_n = 1A/div

รูปที่ 5.10 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

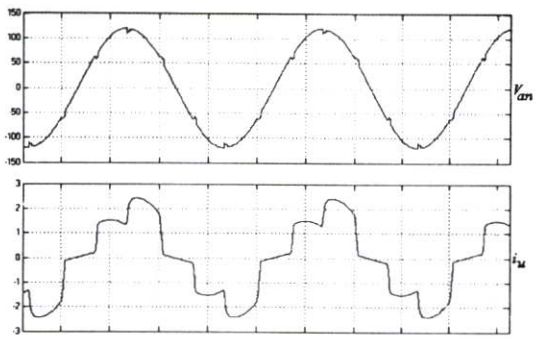
V_{pn} = 20V/div, i_o = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

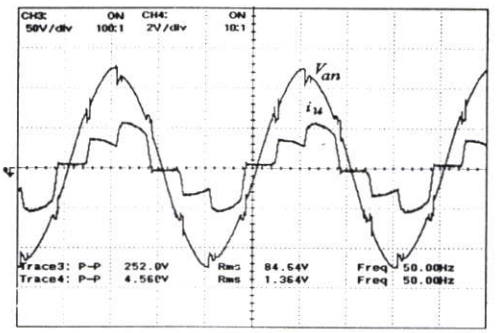
V_{pn} = 50V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.11 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

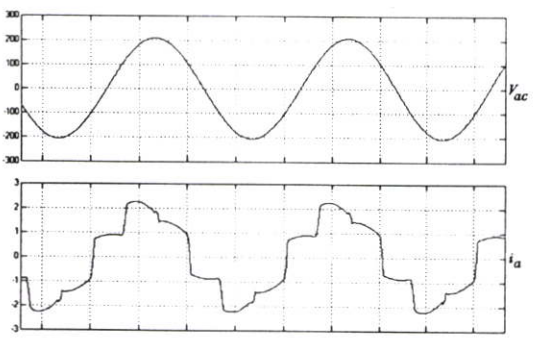
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

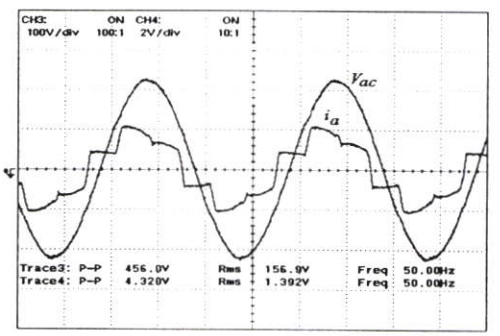
V_{an} = 50V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.12 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

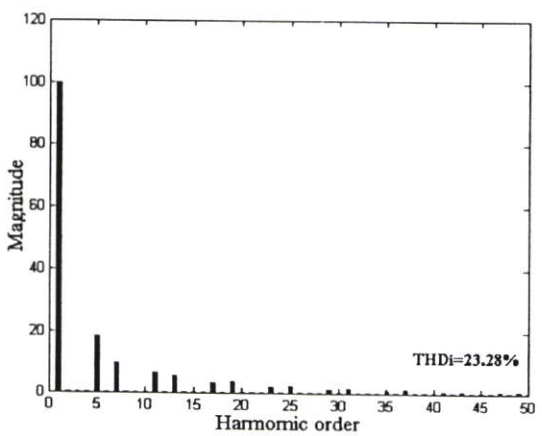
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



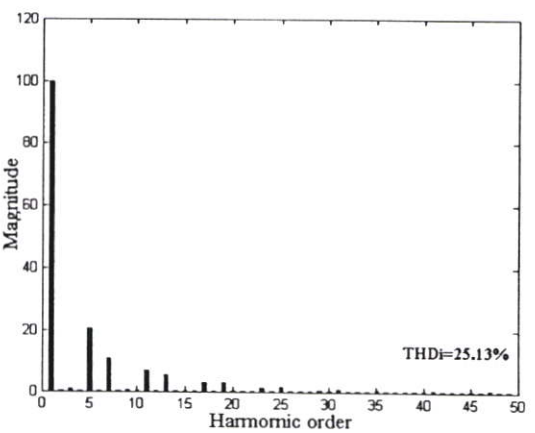
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.13 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



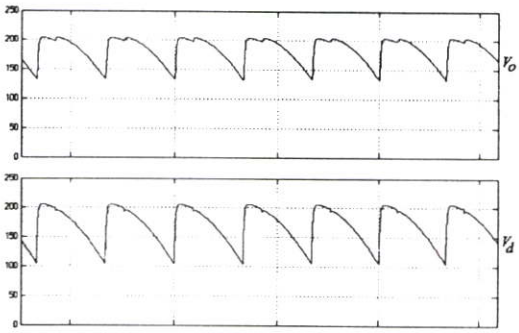
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

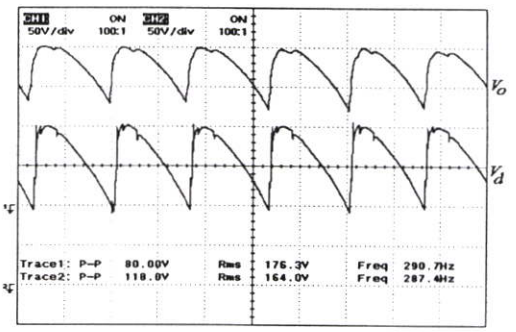
รูปที่ 5.14 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5

5.3.3 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

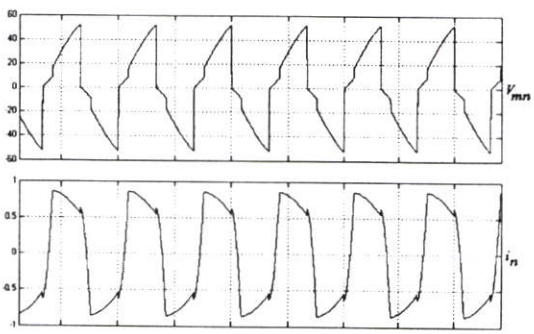
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

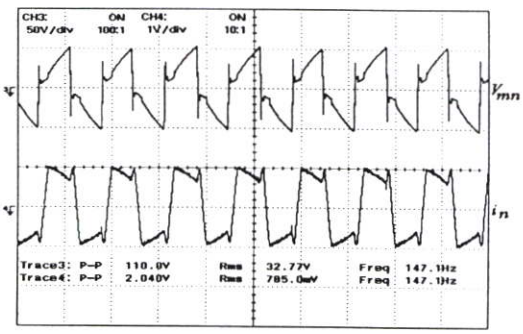
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.15 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

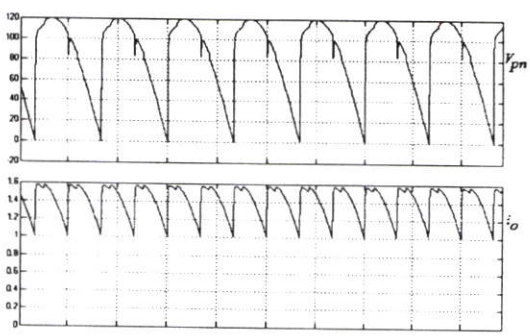
V_{mn} = 20V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

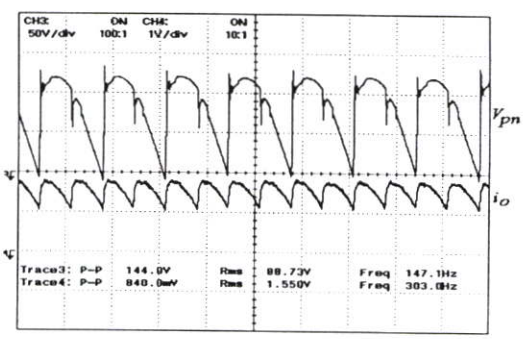
V_{mn} = 50V/div, i_n = 1A/div

รูปที่ 5.16 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

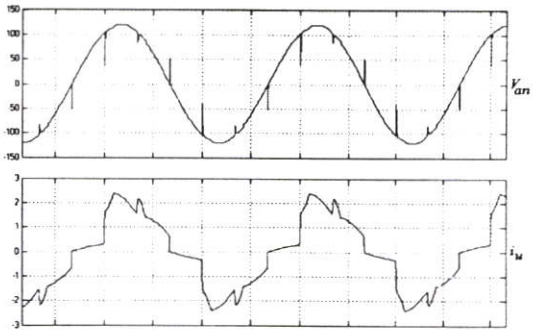
V_{pn} = 20V/div, i_o = 0.2A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

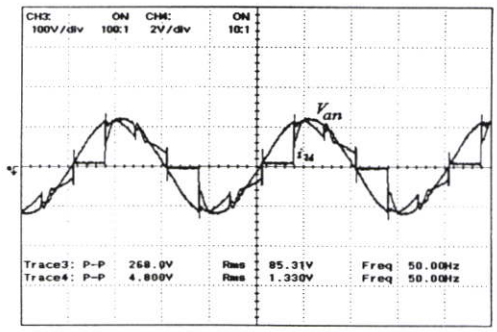
V_{pn} = 50V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.17 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

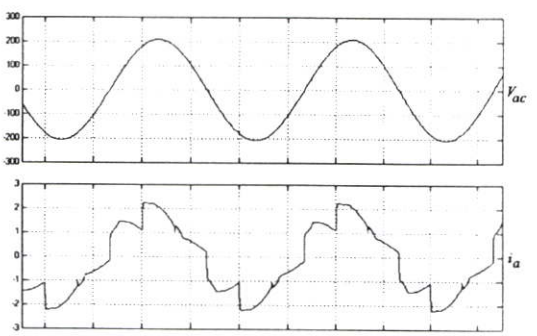
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

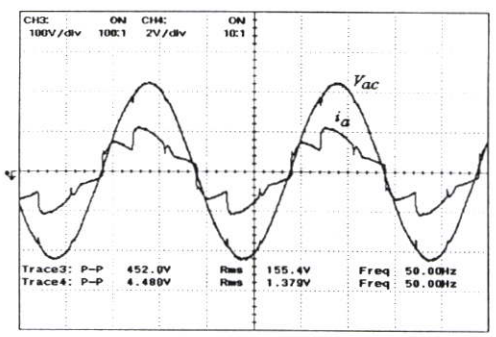
V_{an} = 100V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.18 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

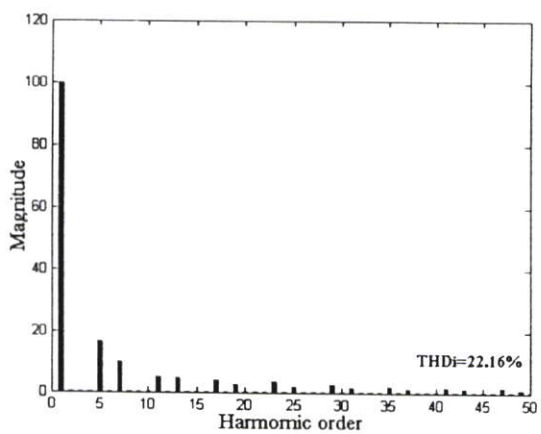
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



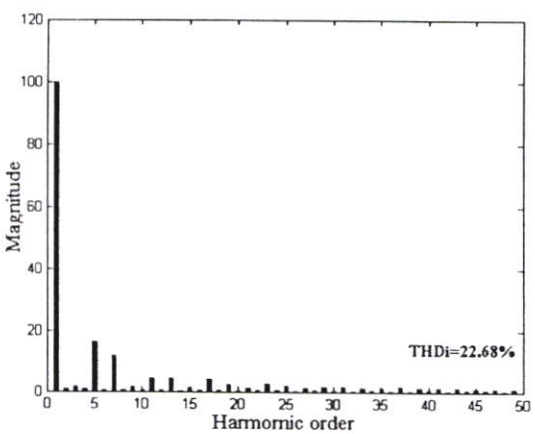
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.19 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



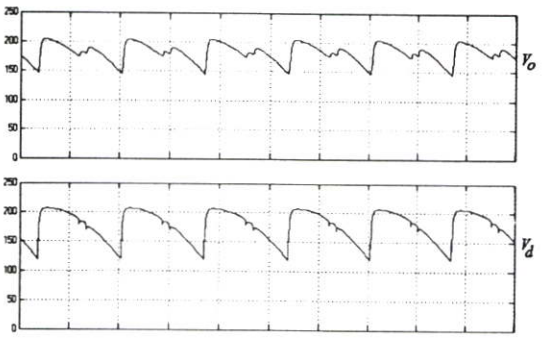
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

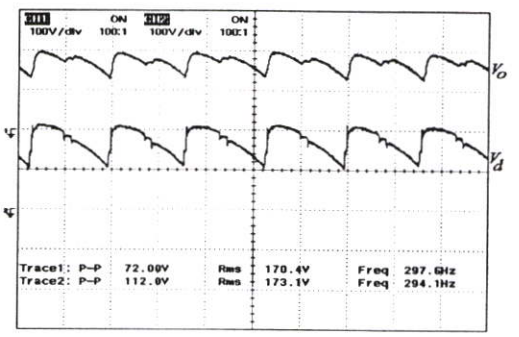
รูปที่ 5.20 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:0.5:0.5

5.3.4 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

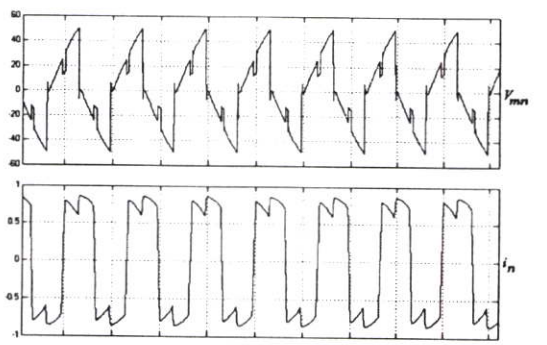
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

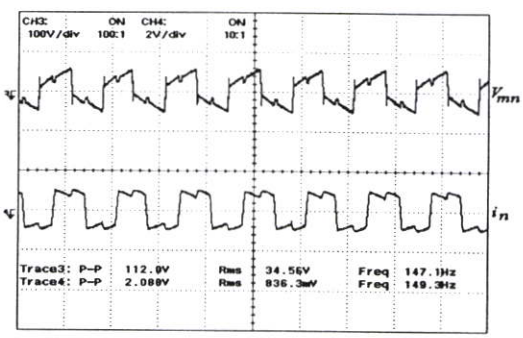
V_o = 100V/div, V_d = 100V/div

รูปที่ 5.21 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

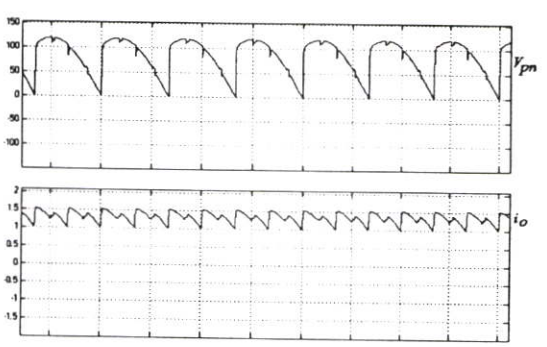
V_{mn} = 20V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

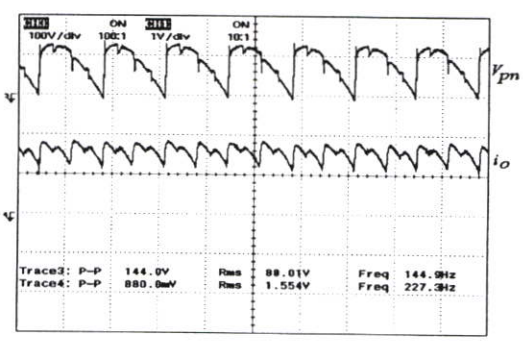
V_{mn} = 100V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.22 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

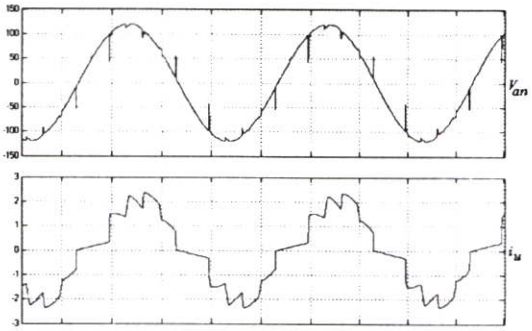
V_{pn} = 50V/div, i_o = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

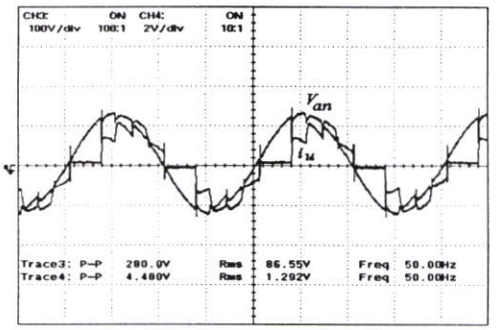
V_{pn} = 100V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.23 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

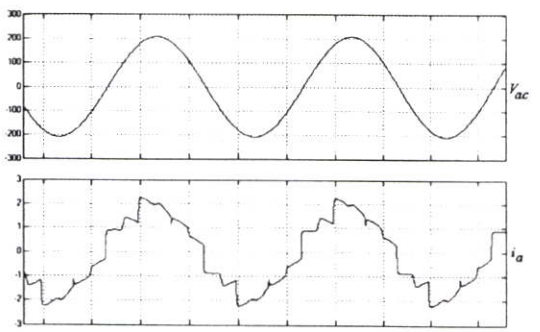
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

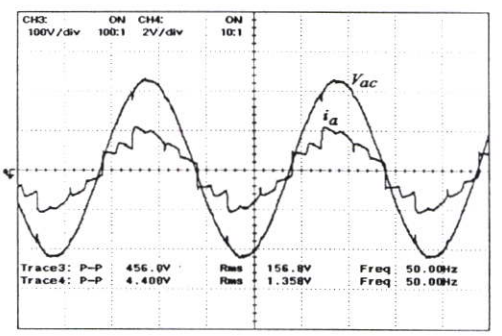
V_{an} = 100V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.24 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

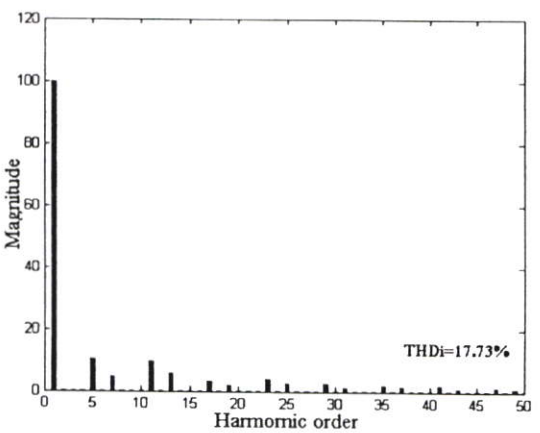
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



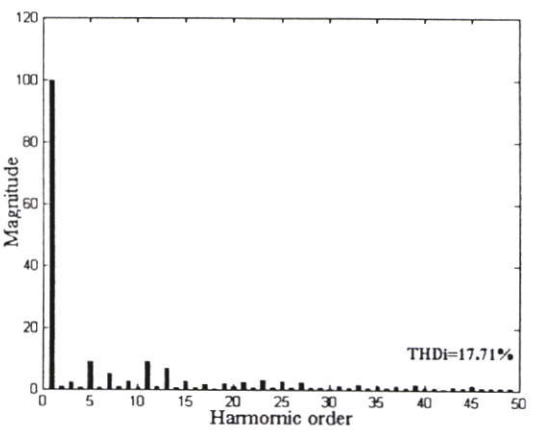
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.25 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ a = 1:0.5:0.5



(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



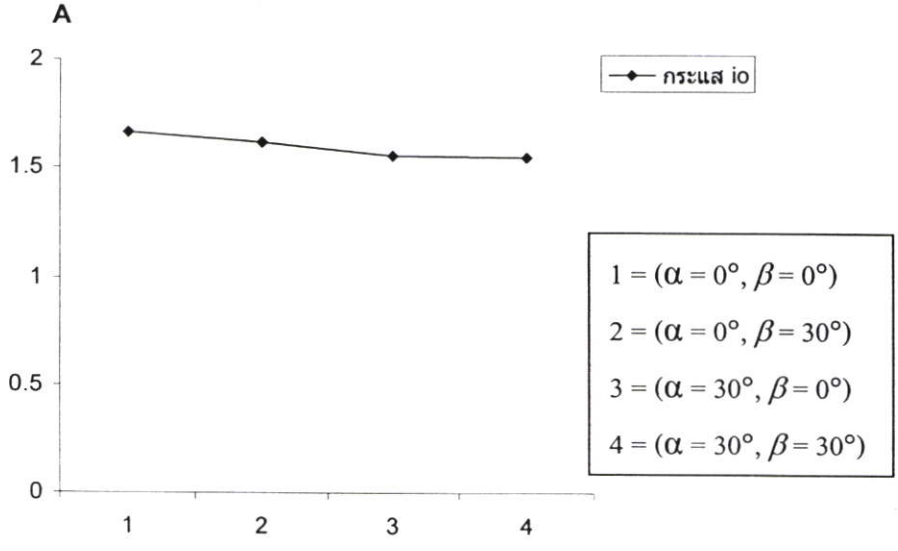
(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.26 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:0.5:0.5

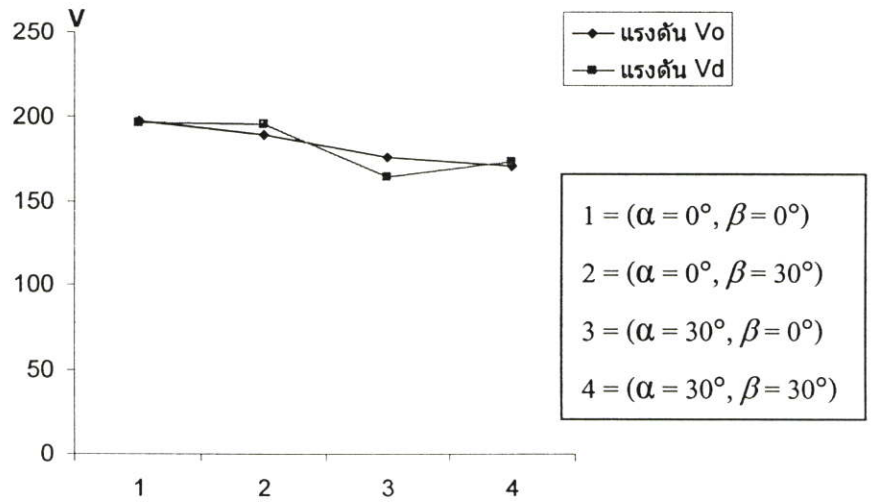
ตารางที่ 5.3 แสดงผลการทำงานที่การกำหนดค่า a = 1:0.5:0.5, k = 1:1, V_{LL} = 155V

α	β	V_o (V)	V_d (V)	i_o (A)	$THDi$(%)
0°	0°	197.4	197.0	1.66	14.71
0°	30°	189.1	196.2	1.62	25.13
30°	0°	176.3	164.0	1.554	22.68
30°	30°	170.4	173.1	1.55	17.71

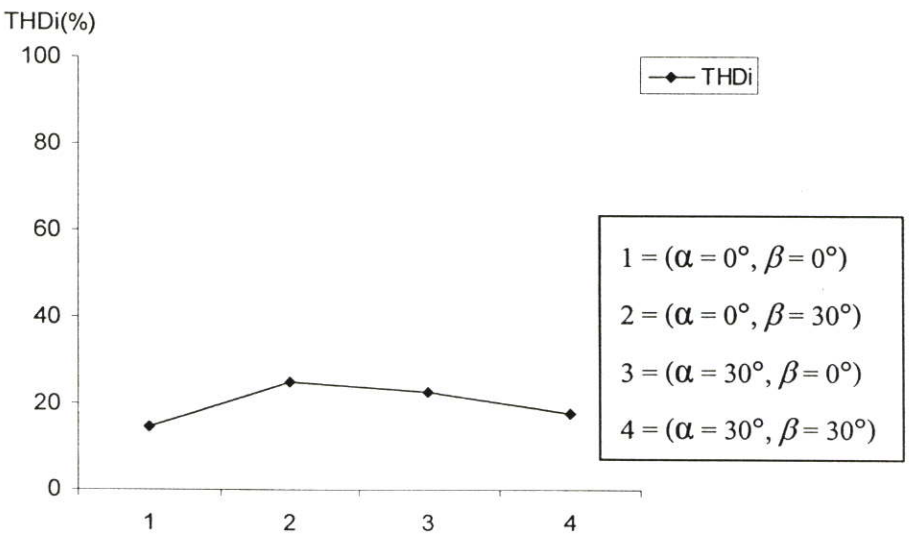
จากการทดสอบผลจากตารางที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่าการกำหนดมุมนำกระแสที่ 0° ค่า THDi จะมีค่าต่ำสุดและที่แรงดัน V_o จะมีค่าแรงดันเอาท์พุทที่สูง เมื่อมีการปรับมุมนำกระแสที่แตกต่างกันที่อัตราส่วน a = 1:0.5:0.5 ค่าของแรงดัน V_o จากรูปที่ 5.9 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 0° แรงดันพัลส์ V_d ที่ได้จะไม่เกิดมุมทริกของสัญญาณพัลส์ และที่แรงดัน V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่ มุม β = 30° ทำให้แรงดันทางเอาท์พุท V_o เกิดมุมทริกที่ 30° ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันพัลส์เท่ากัน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ และจากรูปที่ 5.15 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 30° แรงดันพัลส์ V_d จะเท่ากับ 6 คอนเวอร์เตอร์ และที่แรงดันพัลส์ V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่มุม β = 0° สัญญาณแรงดันพัลส์ V_o ที่ได้จะไม่เกิดมุมทริกของสัญญาณไทริสเตอร์ ทำให้แรงดันพัลส์ V_o เท่ากับ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 5.21 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 30° แรงดันพัลส์ V_d จะเท่ากับ 6 คอนเวอร์เตอร์ และที่แรงดันพัลส์ V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่มุม β = 30° สัญญาณแรงดันพัลส์ V_o ที่ได้จะเท่ากับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ แต่สัญญาณ V_o ที่ได้จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันพัลส์ช่วงไทรีสเตอร์ T_p, T_q นำกระแสรูปคลื่นสัญญาณพัลส์จะไม่เต็มพัลส์สัญญาณ



รูปที่ 5.27 แสดงกระแสเอาท์พุท i_o อัตราส่วน a = 1:0.5:0.5, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β



รูปที่ 5.28 แสดงแรงดัน V_o, V_d อัตราส่วน a = 1:0.5:0.5, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β

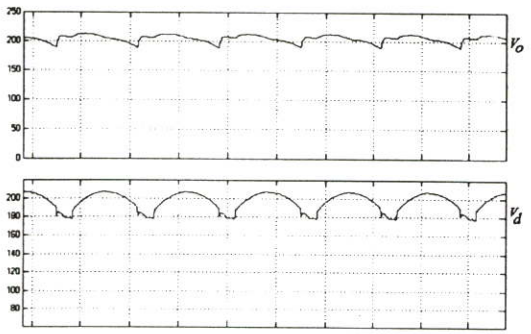


รูปที่ 5.29 แสดงค่า THDi อัตราส่วน a = 1:0.5:0.5, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β

จากรูปที่ 5.29 ค่า THDi ที่ได้จากข้อมูลชุดที่ 1 และชุดที่ 4 ค่าของ THDi จะมีค่าน้อยกว่าข้อมูลชุดที่ 2 กับ 3 แสดงให้เห็นว่าการกำหนดมุมให้ (α, β) ที่ไม่เท่ากันจะมีผลต่อการทำงานของระบบ

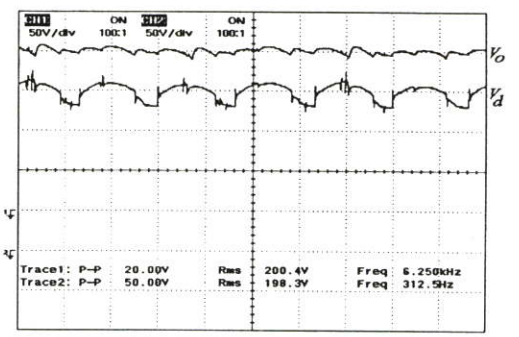
5.4 การทดสอบที่อัตราส่วนหม้อแปลง $a = 1:1:1$, $k = 1:1$

5.4.1 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

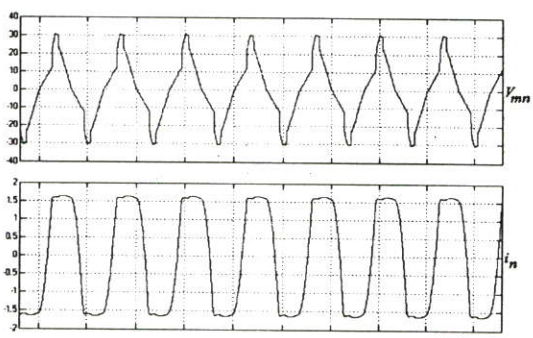
V_o = 50V/div, V_d = 20V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

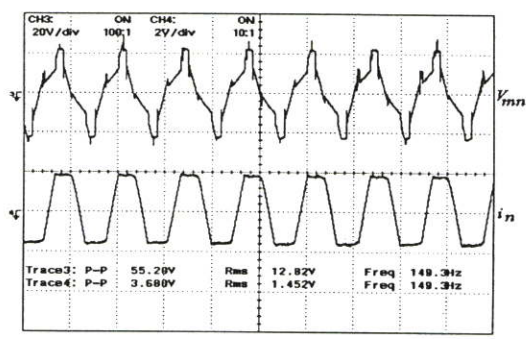
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.30 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1:1$



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

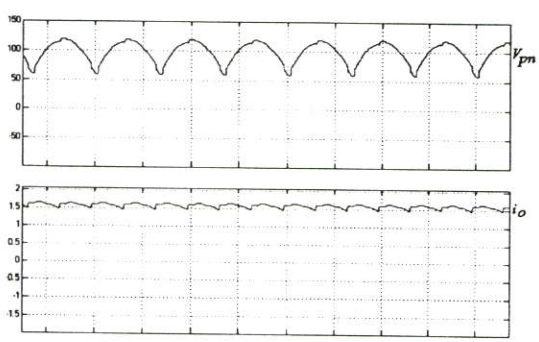
V_{mn} = 10V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

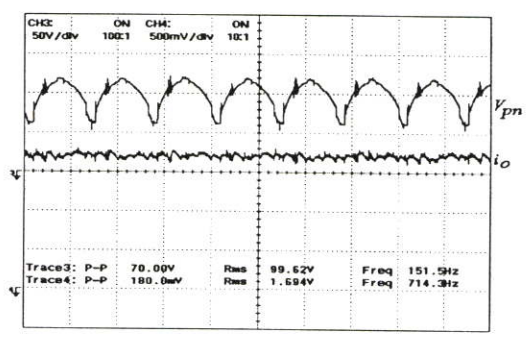
V_{mn} = 20V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.31 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1:1$



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

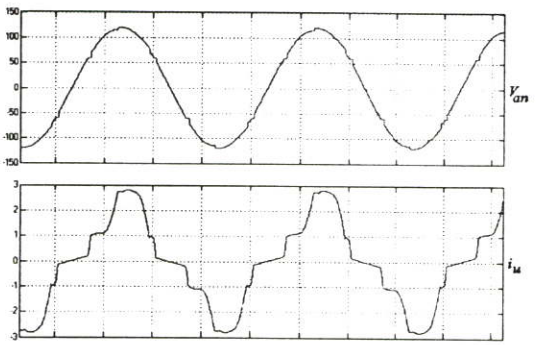
V_{pn} = 50V/div, i_o = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

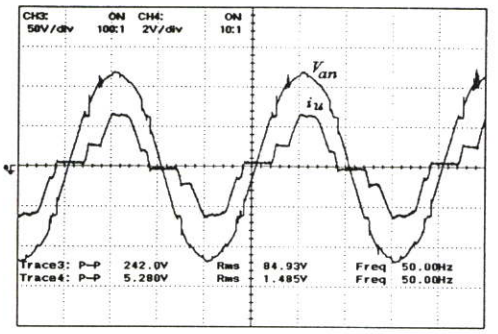
V_{pn} = 50V/div, i_o = 500mA/div

รูปที่ 5.32 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ $a = 1:1:1$



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

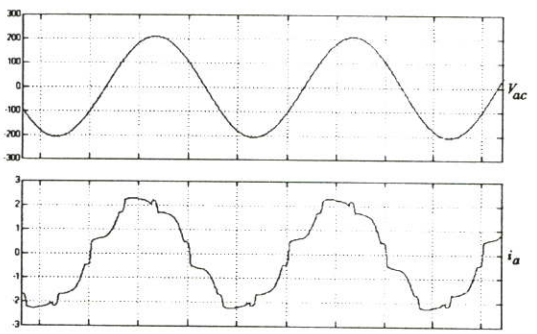
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

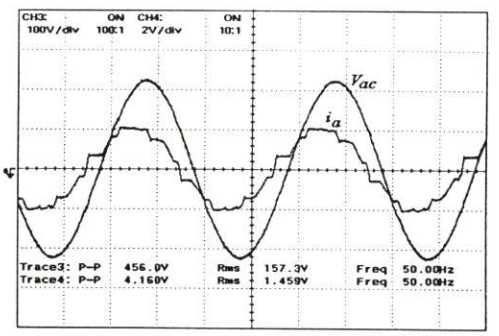
V_{an} = 50V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.33 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

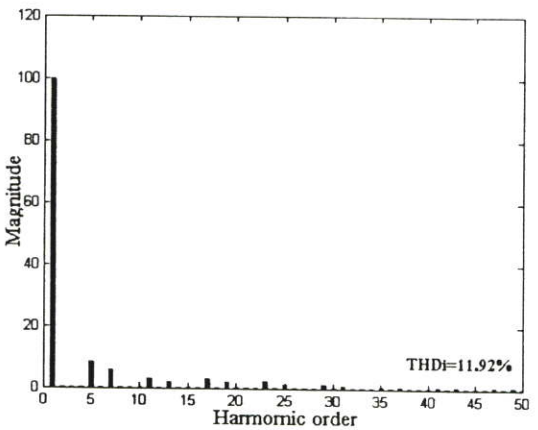
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



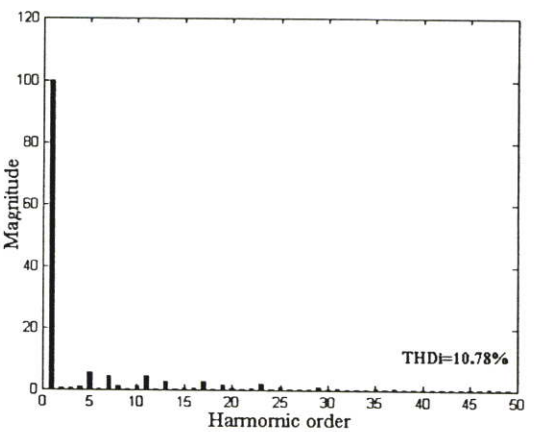
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.34 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



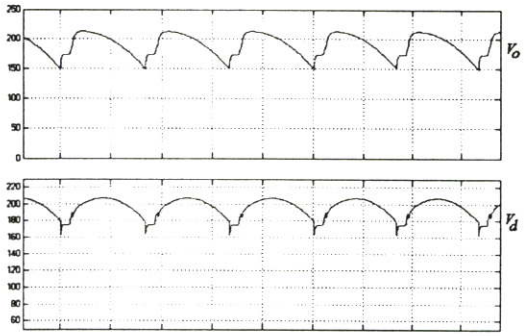
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

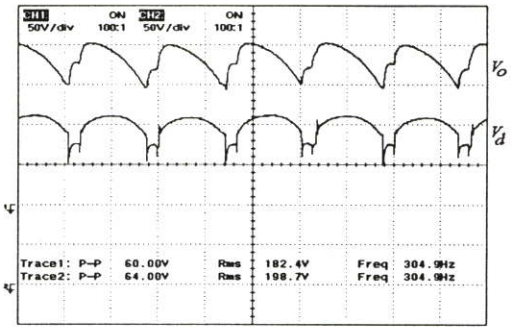
รูปที่ 5.35 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1

5.4.2 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

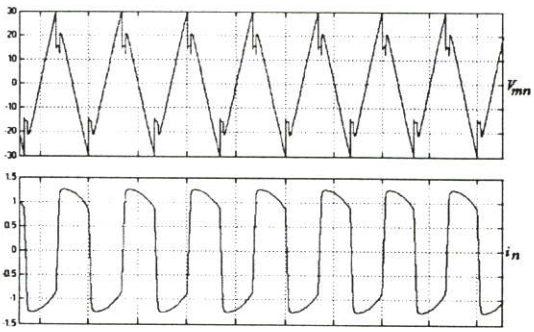
V_o = 50V/div, V_d = 20V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

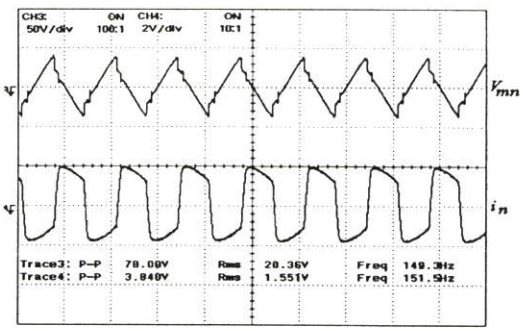
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.36 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

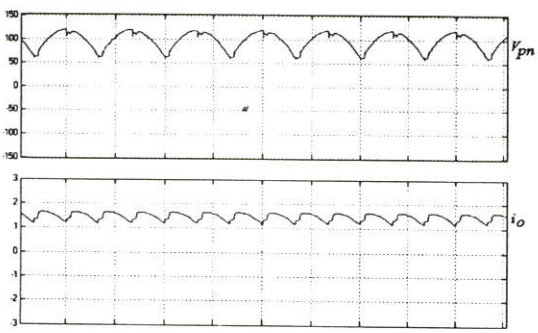
V_{mn} = 10V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

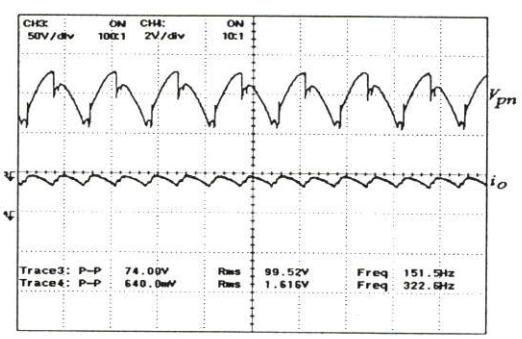
V_{mn} = 50V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.37 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

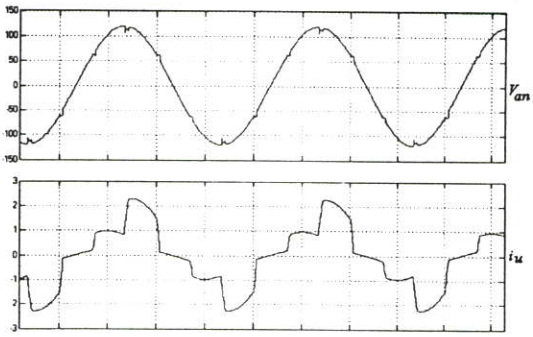
V_{pn} = 50V/div, i_o = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

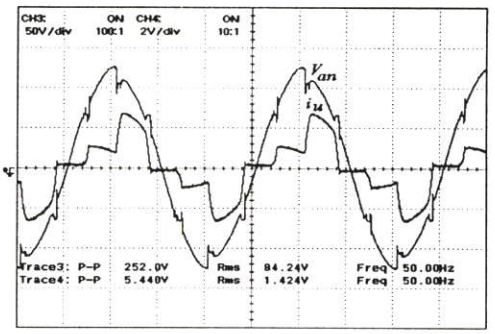
V_{pn} = 50V/div, i_o = 2A/div

รูปที่ 5.38 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

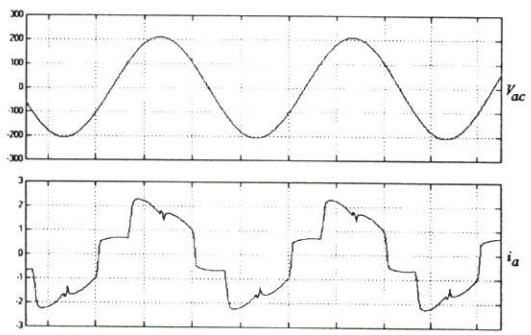
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

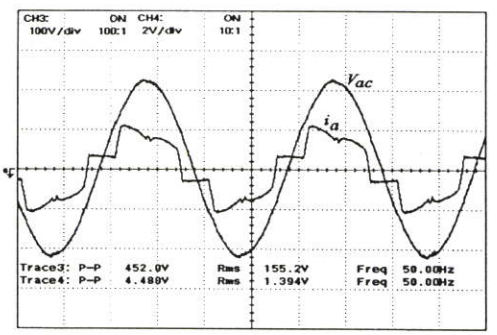
V_{an} = 50V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.39 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

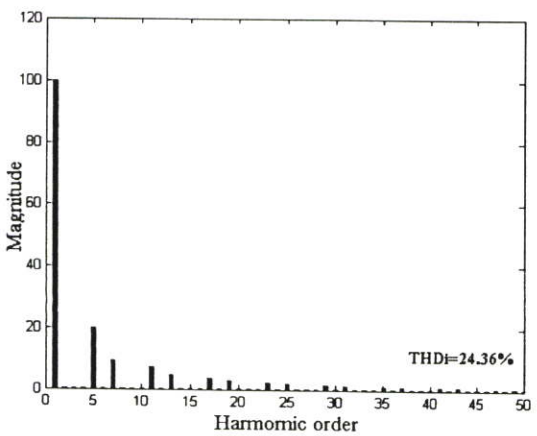
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



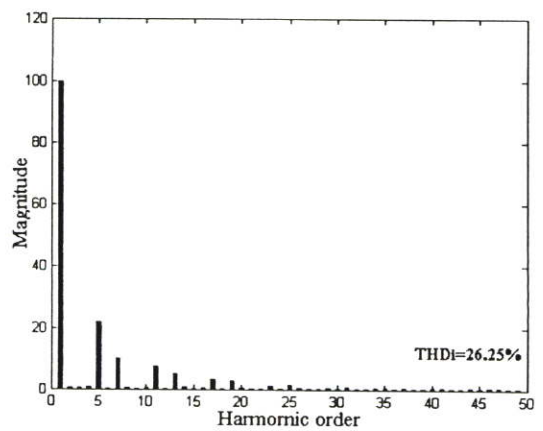
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.40 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



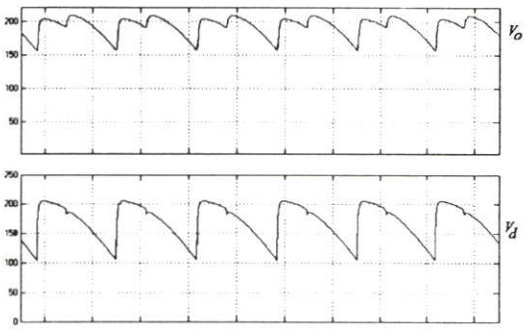
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ที่ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

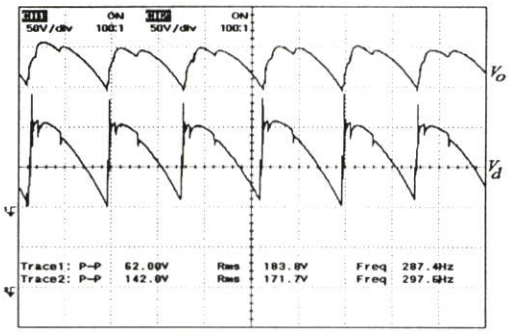
รูปที่ 5.41 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1

5.4.3 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

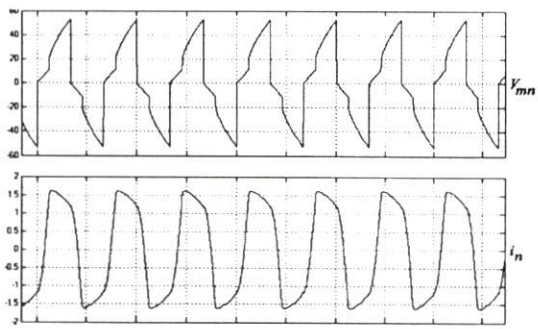
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

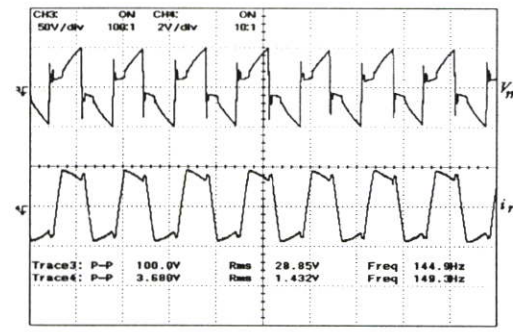
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.42 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

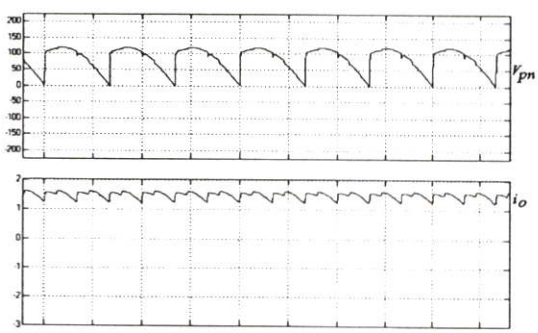
V_{mn} = 20V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

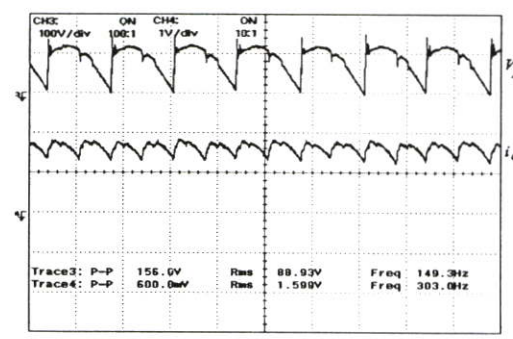
V_{mn} = 50V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.43 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

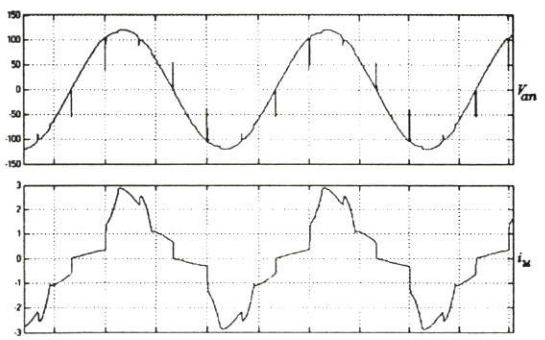
V_{pn} = 50V/div, i_o = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

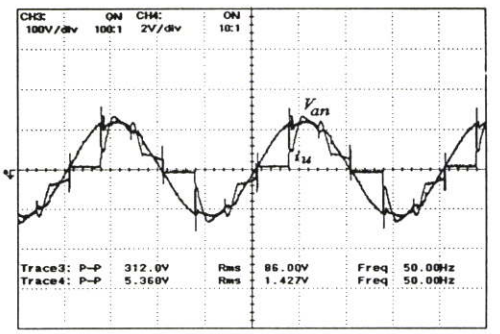
V_{pn} = 100V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.44 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

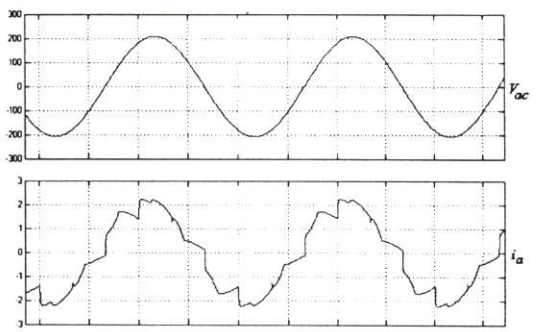
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

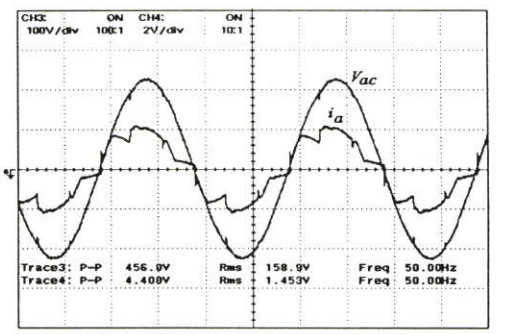
V_{an} = 100V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.45 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

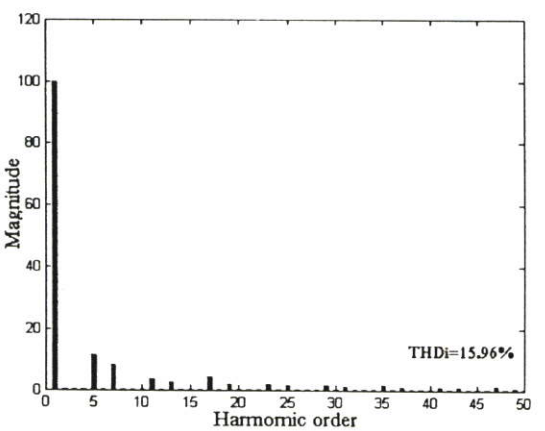
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



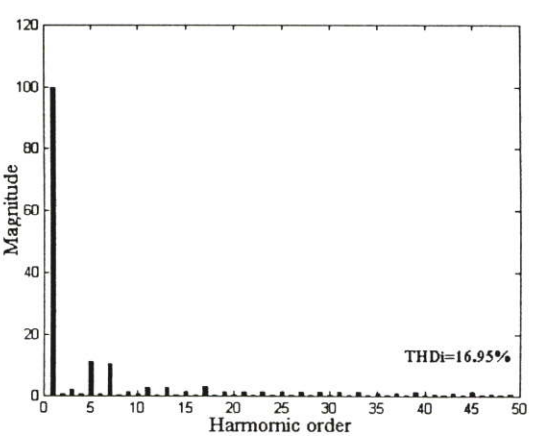
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.46 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1



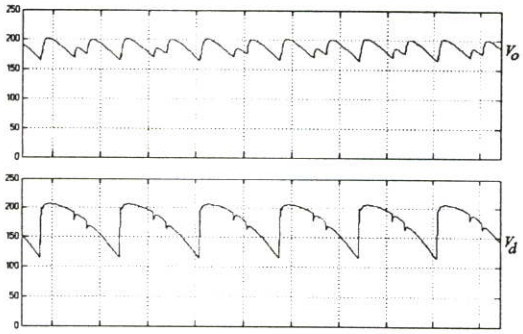
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

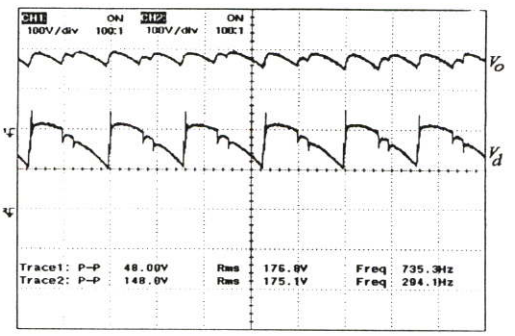
รูปที่ 5.47 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1:1

5.4.4 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



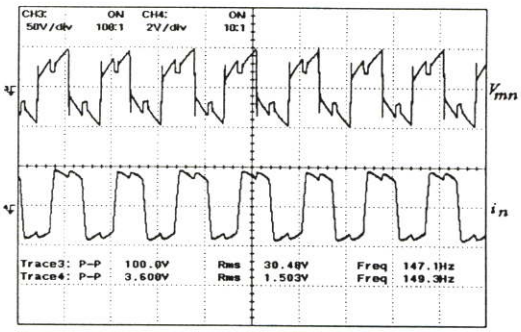
(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

V_o = 100V/div, V_d = 100V/div

รูปที่ 5.48 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1

(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

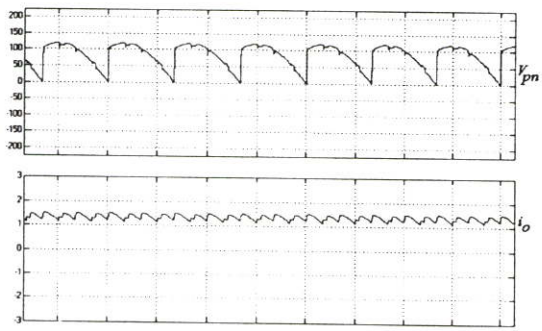
V_{mn} = 20V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

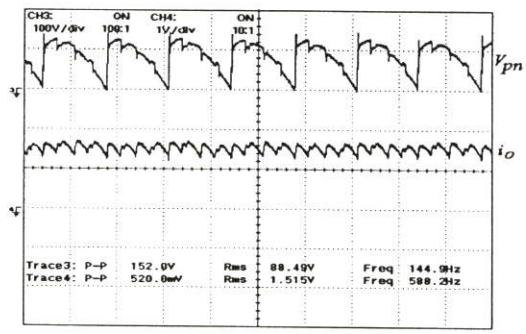
V_{mn} = 50V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.49 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

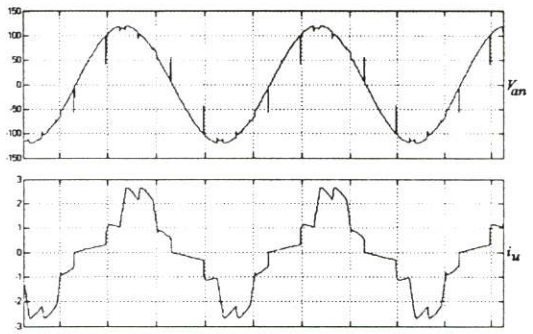
V_{pn} = 50V/div, i_o = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

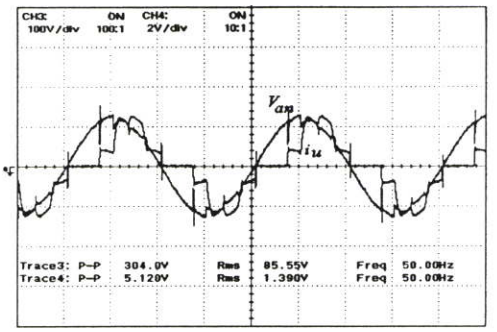
V_{pn} = 100V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.50 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

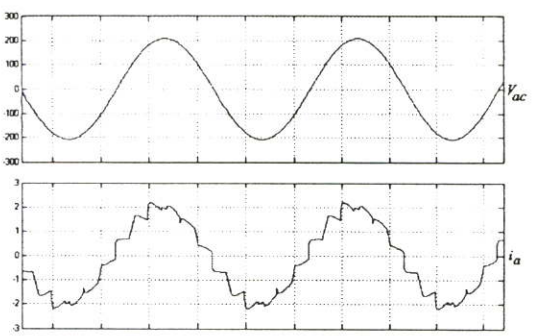
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

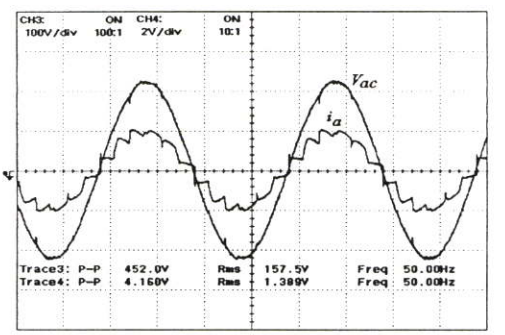
V_{an} = 100V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.51 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

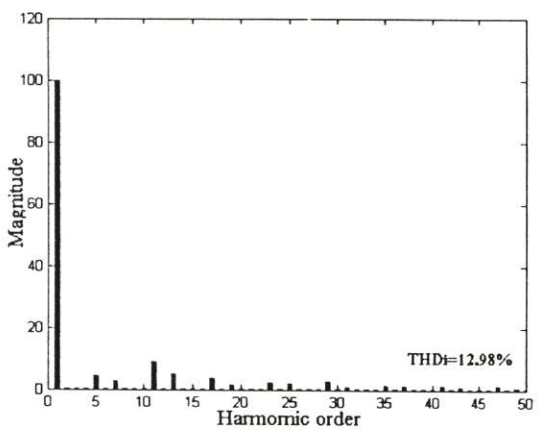
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



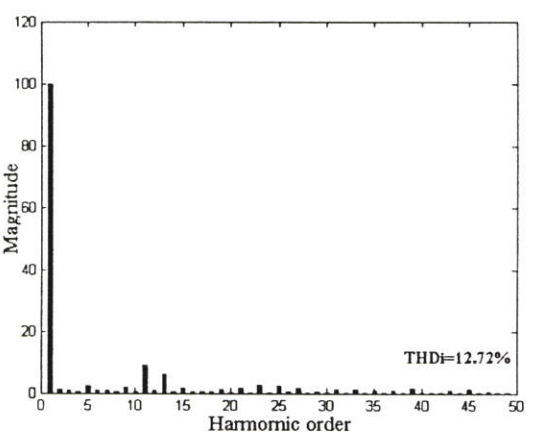
(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 100V/div, i_a = 2A/div

รูปที่ 5.52 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1



(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



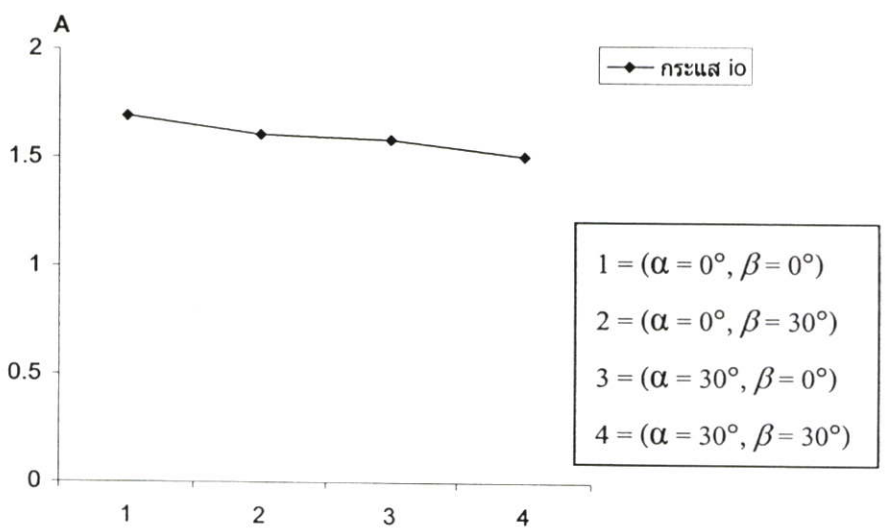
(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.53 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1:1

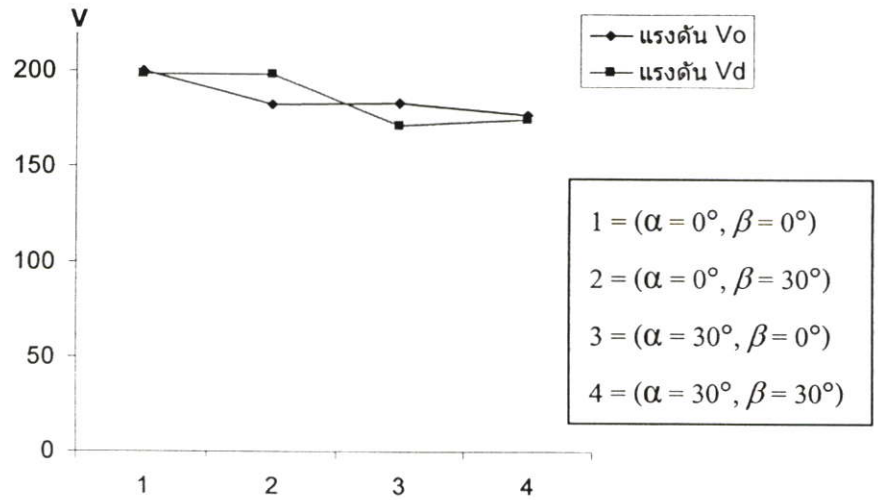
ตารางที่ 5.4 แสดงผลการทำงานที่การกำหนดค่า a = 1:1:1, k = 1:1, V_{LL} = 155V

α	β	V_o (V)	V_d (V)	i_o (A)	$THDi$ (%)
0°	0°	200.4	198.3	1.69	10.75
0°	30°	182.4	198.7	1.61	26.25
30°	0°	183.8	171.7	1.59	16.95
30°	30°	176.8	175.1	1.51	12.72

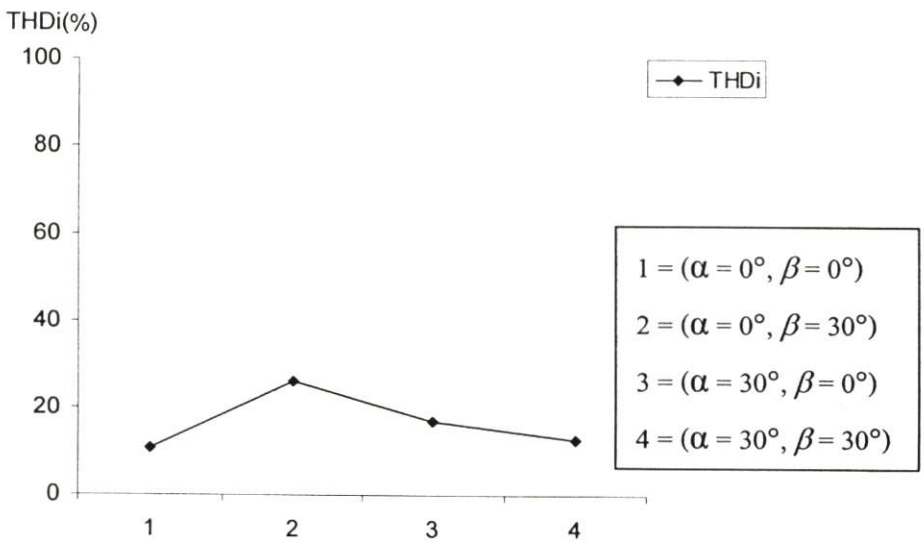
จากการทดสอบผลจากตารางที่ 5.4 เมื่อปรับมุมนำกระแสที่แตกต่างกัน ที่อัตราส่วน a = 1:1:1 ค่าของแรงดัน V_o จากรูปที่ 5.36 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 0° แรงดันพัลส์ V_d ที่ได้จะไม่เกิดมุมทริกของสัญญาณพัลส์ และที่แรงดัน V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่ มุม β = 30° ทำให้แรงดันทางเอาท์พุทเกิดมุมทริกที่ 30° ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันพัลส์ V_o เท่ากัน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ และจากรูปที่ 5.42 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 30° แรงดันพัลส์ V_d จะเท่ากับ 6 คอนเวอร์เตอร์ และที่แรงดันพัลส์ V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่มุม β = 0° สัญญาณแรงดันพัลส์ V_o ที่ได้จะไม่เกิดมุมทริกของสัญญาณไทริสเตอร์ ทำให้แรงดันพัลส์ V_o เท่ากับ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 5.48 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 30° แรงดันพัลส์ V_d จะเท่ากับ 6 คอนเวอร์เตอร์ และที่แรงดันพัลส์ V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่มุม β = 30° สัญญาณแรงดันพัลส์ V_o ที่ได้จะเท่ากับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ สัญญาณ V_o ที่ได้จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันพัลส์ช่วงไทรีสเตอร์ T_p, T_q นำกระแสรูปคลื่นสัญญาณพัลส์จะเต็มพัลส์สัญญาณ



รูปที่ 5.54 แสดงกระแสเอาท์พุท i_o อัตราส่วน a = 1:1:1, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β



รูปที่ 5.55 แสดงแรงดัน V_o, V_d อัตราส่วน a = 1:1:1, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β

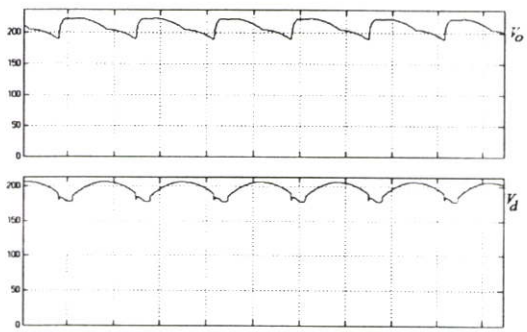


รูปที่ 5.56 แสดงค่า THDi อัตราส่วน a = 1:1:1, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β

จากรูปที่ 5.56 ค่า THDi ที่ได้จากข้อมูลชุดที่ 1 และชุดที่ 4 ค่าของ THDi จะมีค่าน้อยกว่าข้อมูลชุดที่ 2 กับ 3 แสดงให้เห็นว่าการกำหนดมุมให้ (α, β) ที่ไม่เท่ากันจะมีผลต่อการทำงานของระบบ

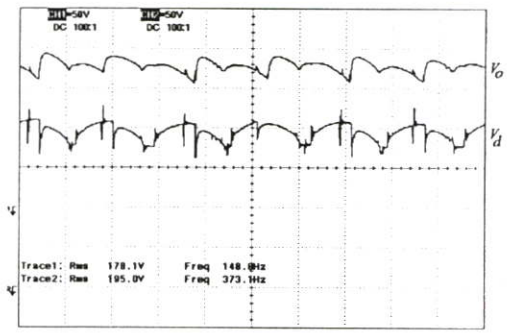
5.5 การทดสอบที่อัตราส่วนหม้อแปลง a = 1:1.5:1.5, k = 1:1

5.5.1 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

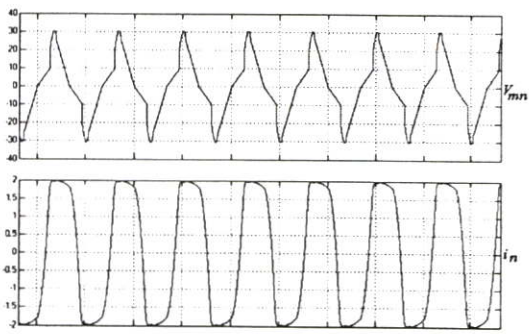
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

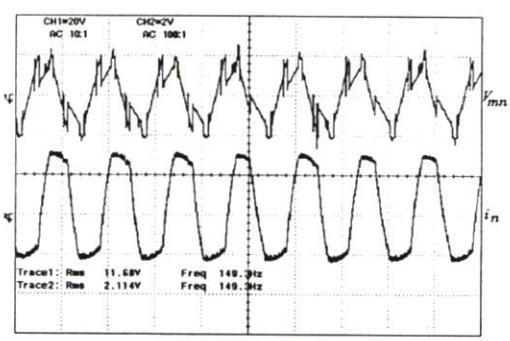
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.57 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

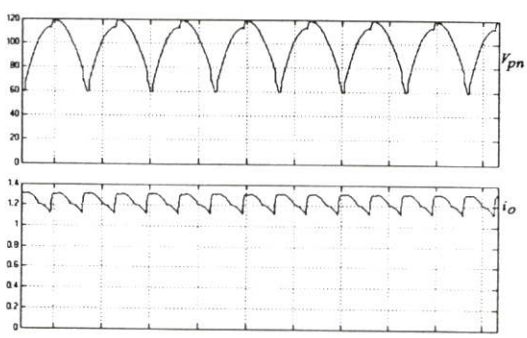
V_{mn} = 10V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

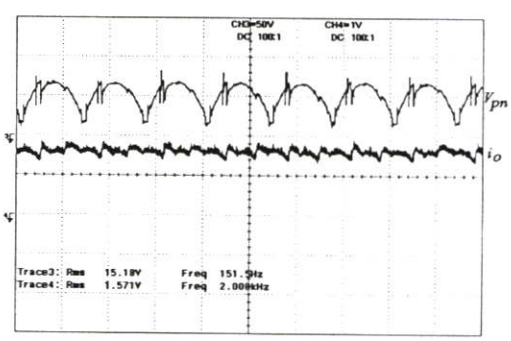
V_{mn} = 20V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.58 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

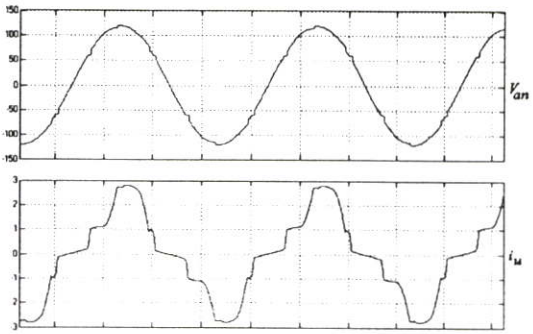
V_{pn} = 20V/div, i_o = 0.2A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

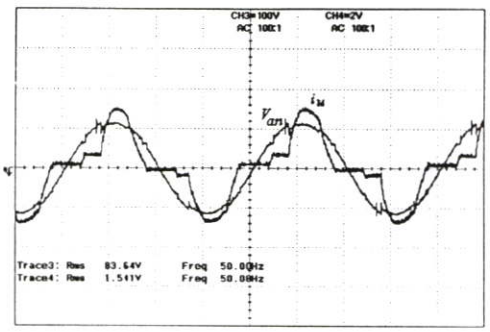
V_{pn} = 50V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.59 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

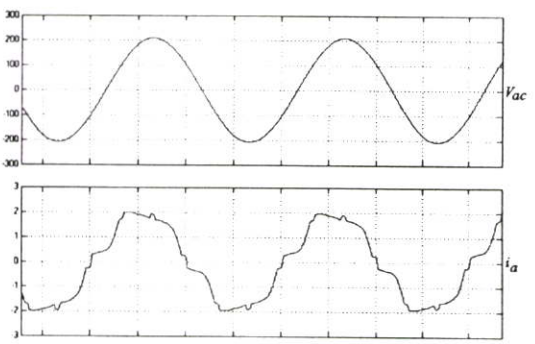
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

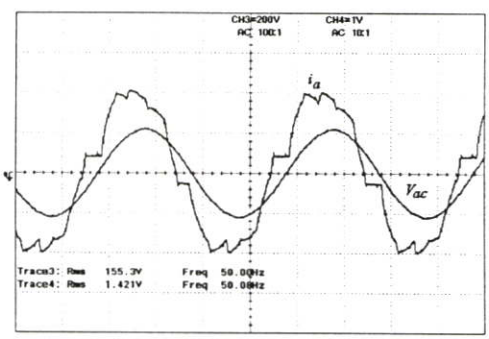
V_{an} = 100V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.60 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

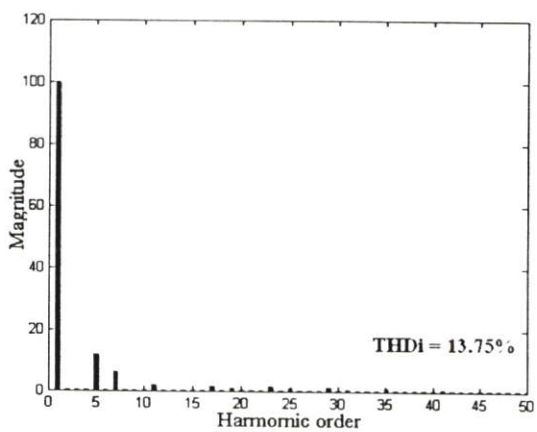
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



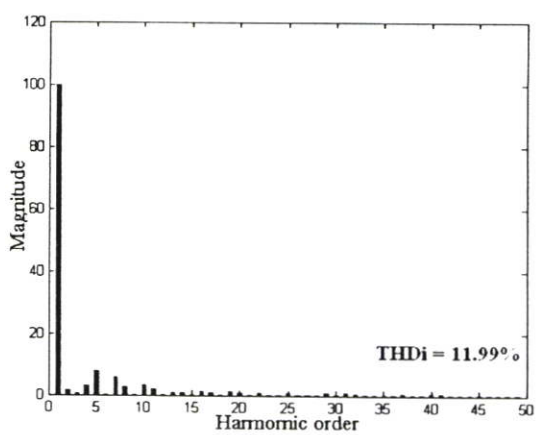
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 200V/div, i_a = 1A/div

รูปที่ 5.61 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



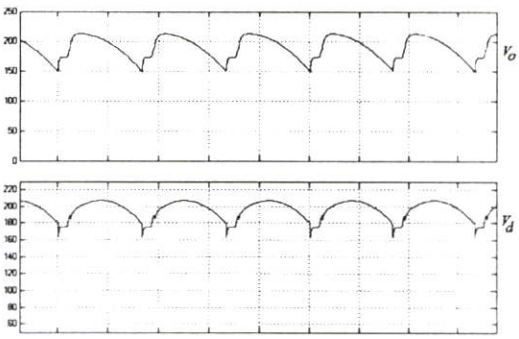
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

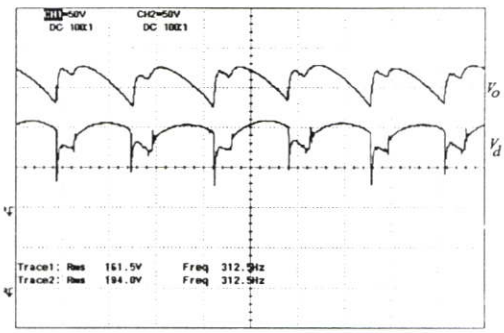
รูปที่ 5.62 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5

5.5.2 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

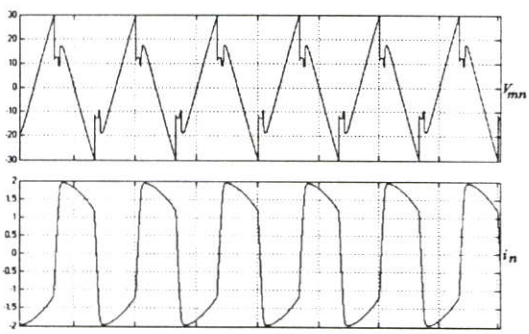
V_o = 50V/div, V_d = 20V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

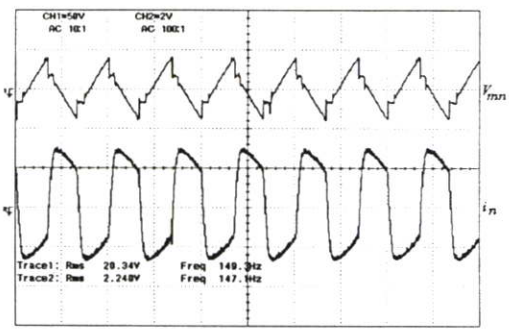
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.63 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

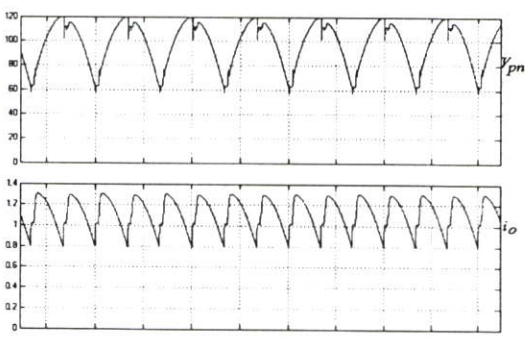
V_{mn} = 10V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

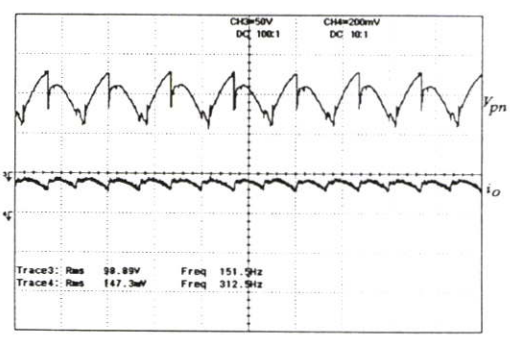
V_{mn} = 50V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.64 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

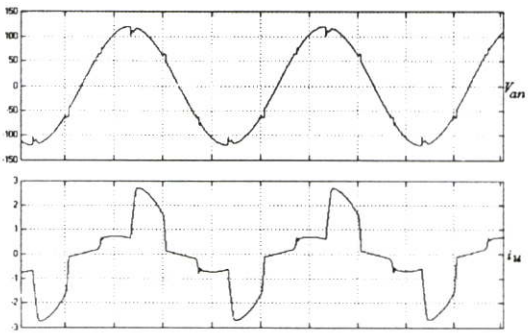
V_{pn} = 20V/div, i_o = 0.2A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

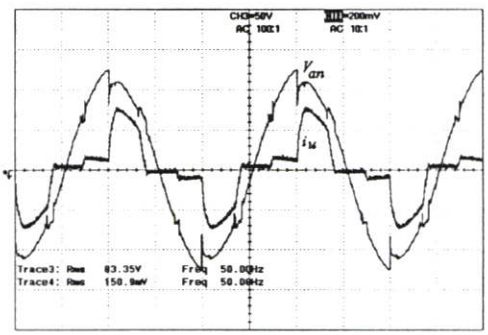
V_{pn} = 50V/div, i_o = 200mA/div

รูปที่ 5.65 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

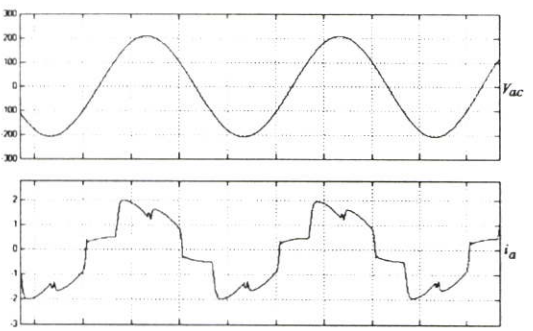
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

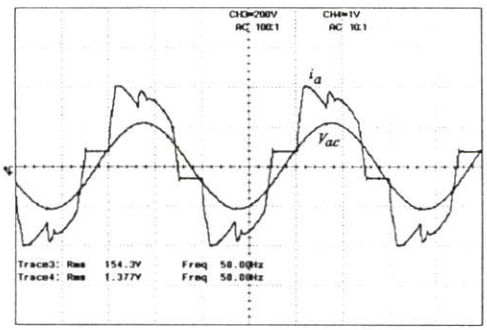
V_{an} = 50V/div, i_u = 200mA/div

รูปที่ 5.66 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

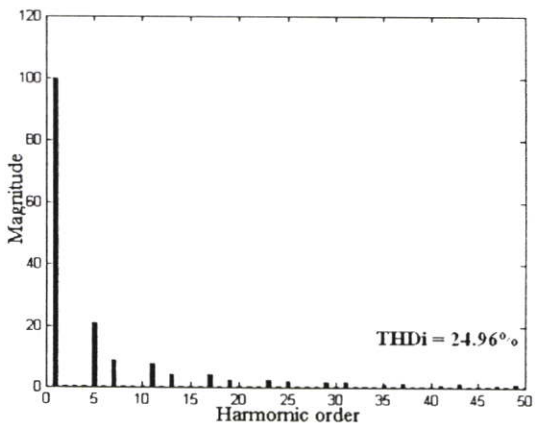
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



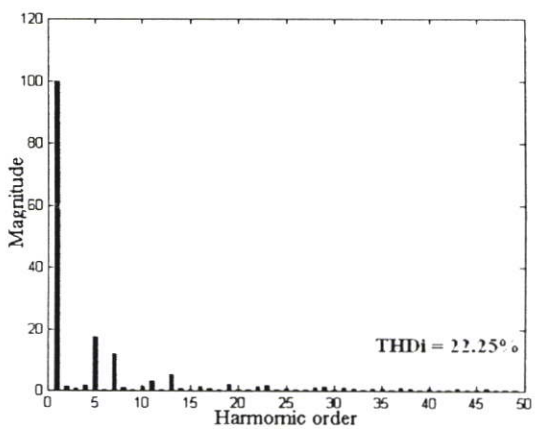
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 200V/div, i_a = 1A/div

รูปที่ 5.67 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



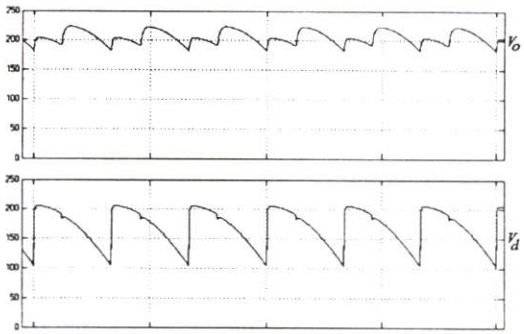
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ที่ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

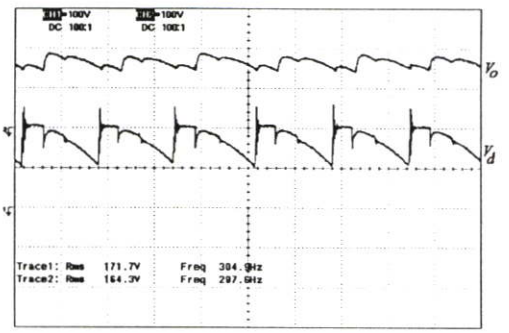
รูปที่ 5.68 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 0°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5

5.5.3 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$



(ก) รูปคลื่นสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

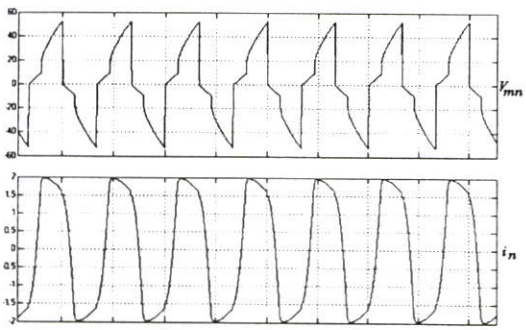
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

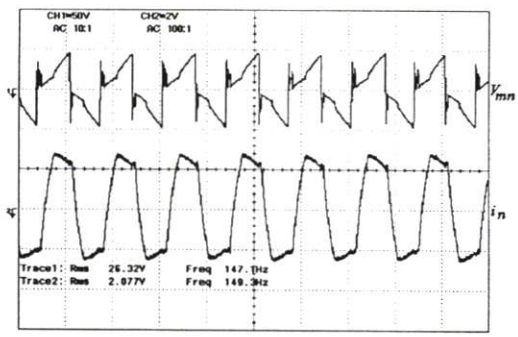
V_o = 100V/div, V_d = 100V/div

รูปที่ 5.69 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

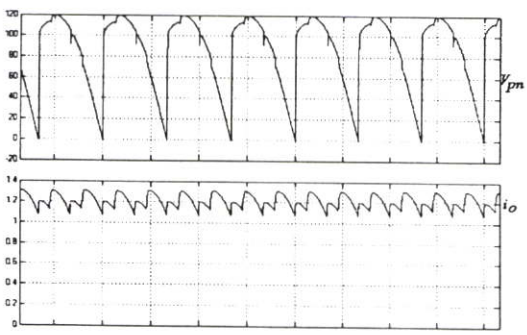
V_{mn} = 20V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

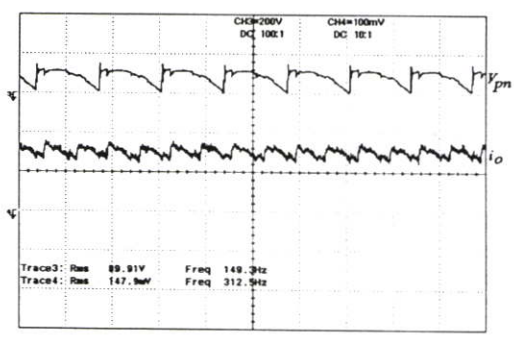
V_{mn} = 50V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.70 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

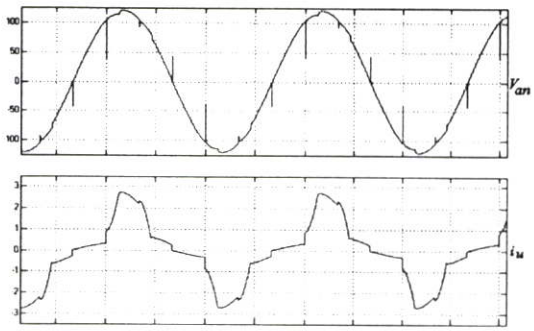
V_{pn} = 20V/div, i_o = 0.2A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

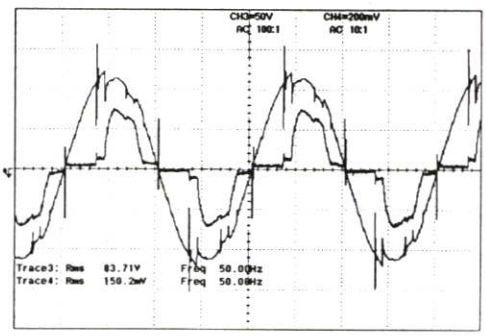
V_{pn} = 200V/div, i_o = 100mA/div

รูปที่ 5.71 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

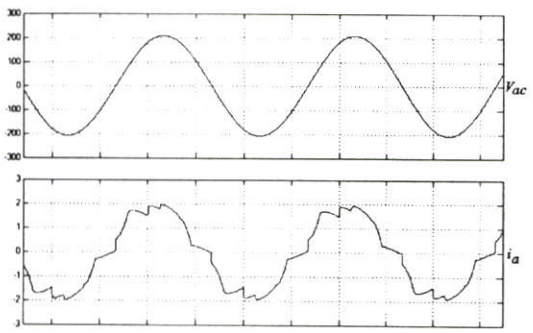
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

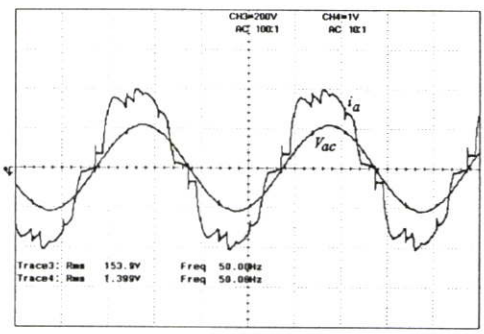
V_{an} = 50V/div, i_u = 200mA/div

รูปที่ 5.72 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

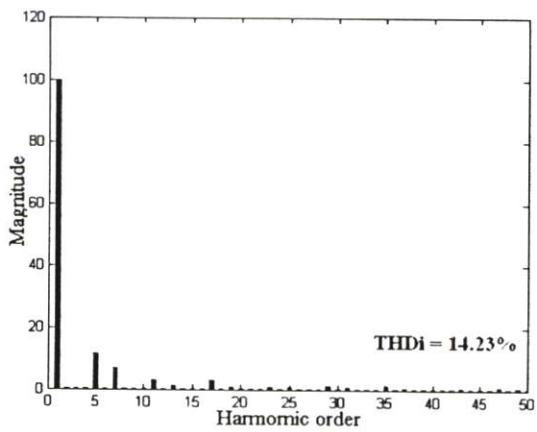
V_{ac} = 100V/div, i_a = 1A/div



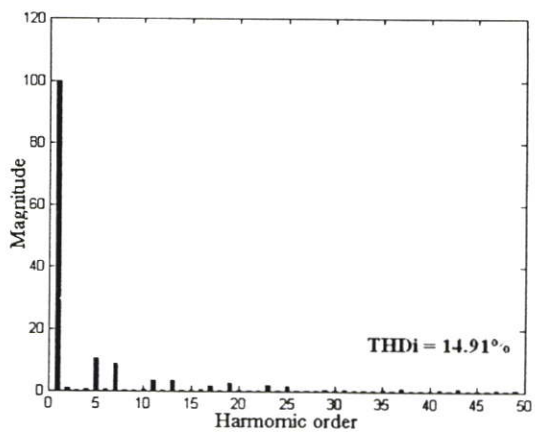
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 200V/div, i_a = 1A/div

รูปที่ 5.73 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



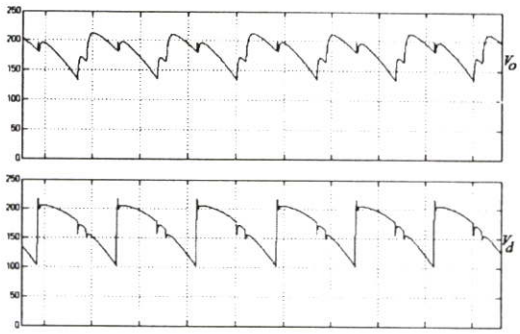
(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

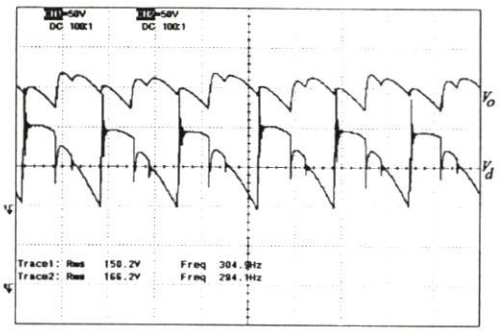
รูปที่ 5.74 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 0°$ ที่ a = 1:1.5:1.5

5.5.4 กำหนดให้มุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการจำลอง

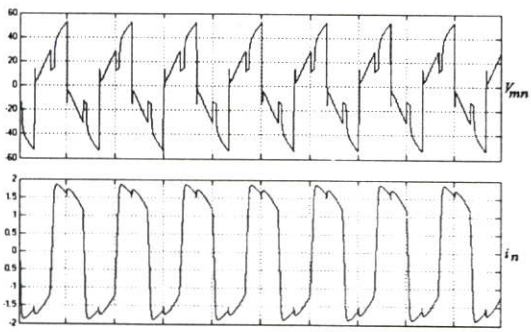
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่ได้จากการทดลอง

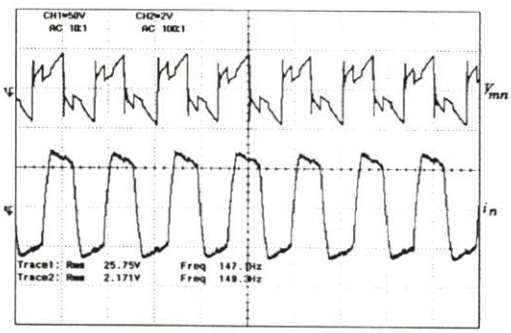
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div

รูปที่ 5.75 รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการจำลอง

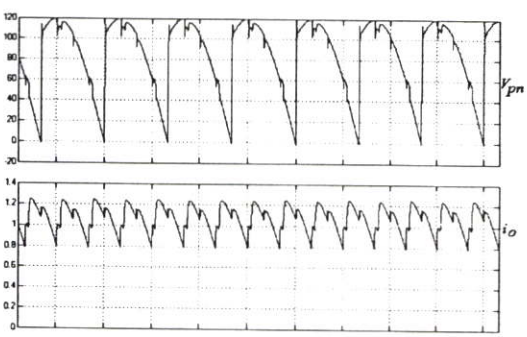
V_{mn} = 20V/div, i_n = 0.5A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่ได้จากการทดลอง

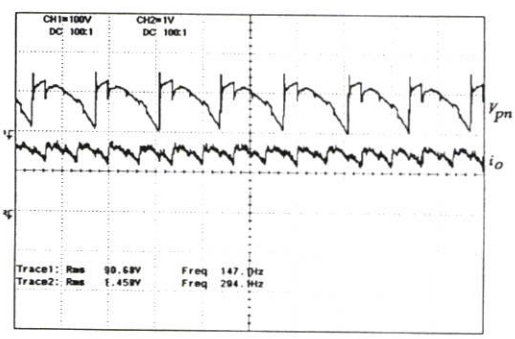
V_{mn} = 50V/div, i_n = 2A/div

รูปที่ 5.76 รูปสัญญาณ V_{mn}, i_n ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการจำลอง

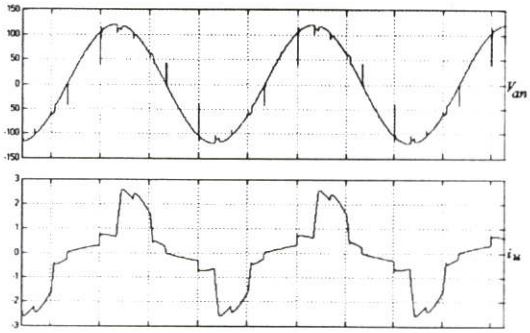
V_{pn} = 20V/div, i_o = 0.2A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่ได้จากการทดลอง

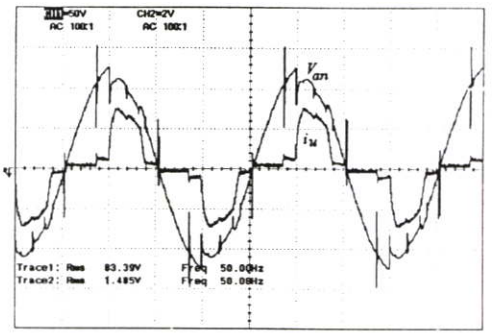
V_{pn} = 100V/div, i_o = 1A/div

รูปที่ 5.77 รูปสัญญาณ V_{pn}, i_o ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°, \beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการจำลอง

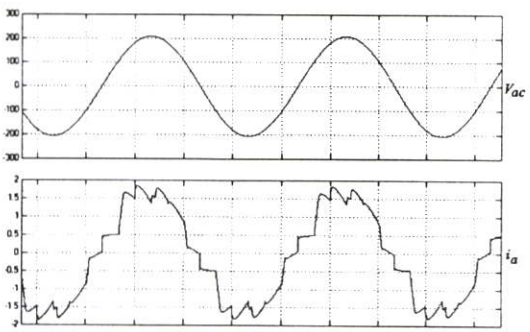
V_{an} = 50V/div, i_u = 1A/div



(ข) รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่ได้จากการทดลอง

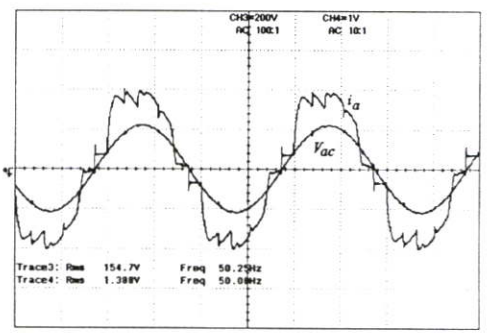
V_{an} = 50V/div, i_u = 2A/div

รูปที่ 5.78 รูปสัญญาณ V_{an}, i_u ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการจำลอง

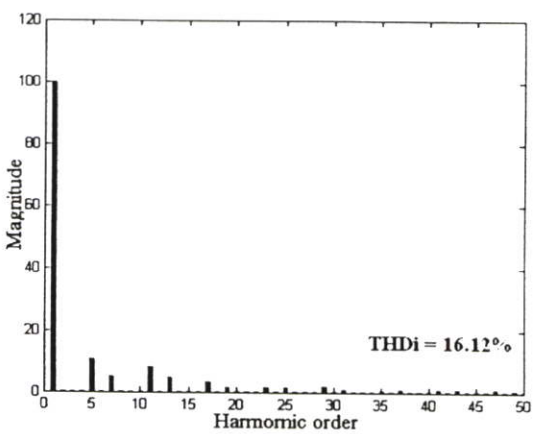
V_{ac} = 100V/div, i_a = 0.5A/div



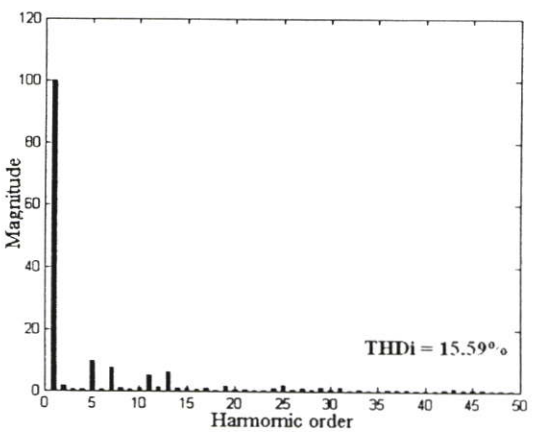
(ข) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 200V/div, i_a = 1A/div

รูปที่ 5.79 รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5



(ก) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการจำลอง



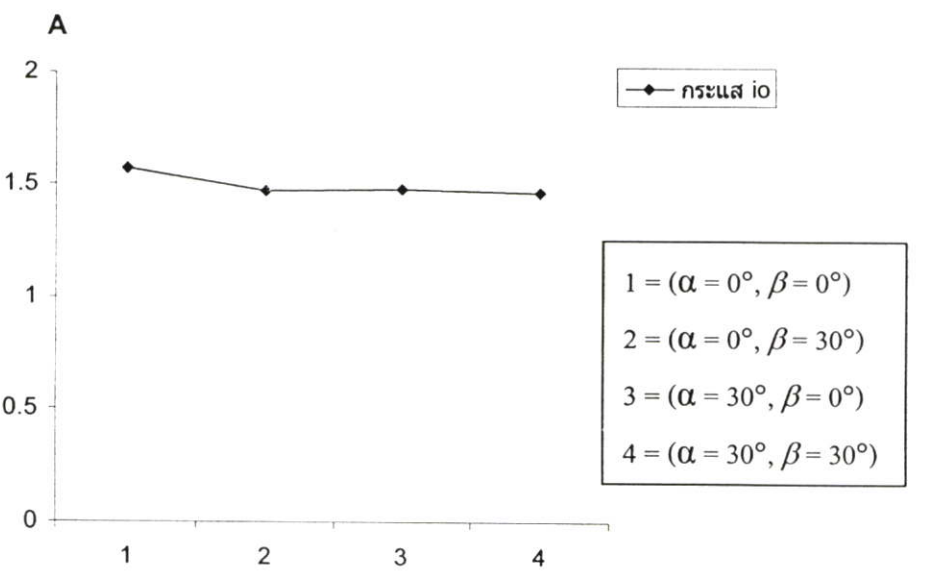
(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.80 ค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการกำหนดมุมนำกระแส $\alpha = 30°$, $\beta = 30°$ ที่ a = 1:1.5:1.5

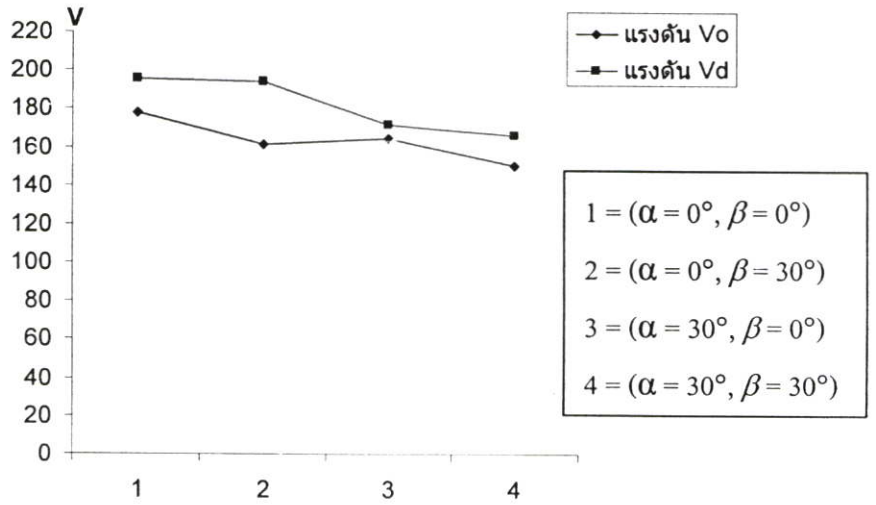
ตารางที่ 5.5 แสดงผลการทำงานที่การกำหนดค่า a = 1:1.5:1.5, k = 1:1, V_{LL} = 155V

α	β	V_o (V)	V_d (V)	i_o (A)	$THDi$ (%)
0°	0°	178.1	195	1.57	11.99
0°	30°	161.5	194	1.47	22.25
30°	0°	164.3	171.7	1.48	14.91
30°	30°	150.2	166.2	1.46	15.59

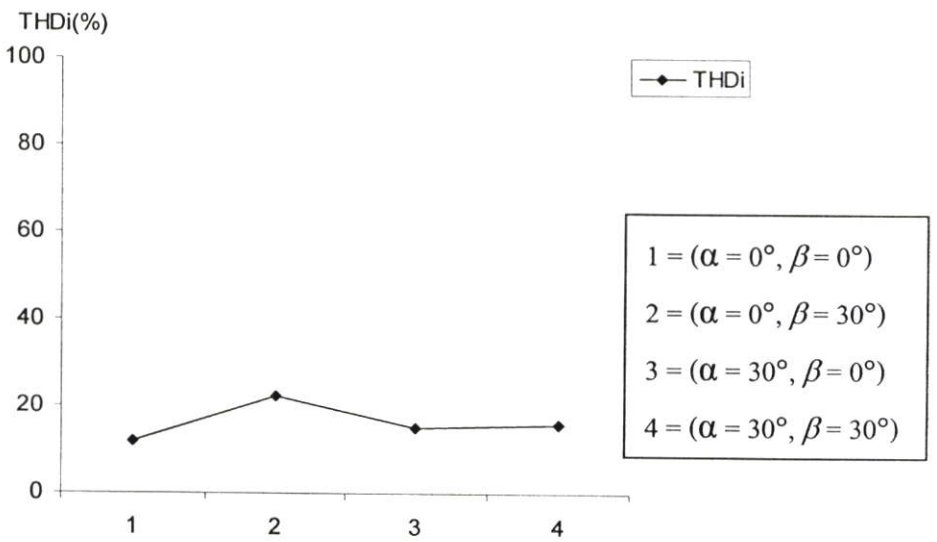
จากการทดสอบผลจากตารางที่ 5.5 เมื่อปรับมุมนำกระแสที่แตกต่างกัน ที่อัตราส่วน a = 1:1.5:1.5 ค่าของแรงดัน V_o จากรูปที่ 5.63 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 0° แรงดันพัลส์ V_d ที่ได้จะไม่เกิดมุมทริกของสัญญาณไทริสเตอร์ และที่แรงดัน V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่ มุม β = 30° ทำให้แรงดันทางเอาท์พุทเกิดมุมทริกที่ 30° ทำให้เกิดสัญญาณแรงดันพัลส์ V_o เท่ากัน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ และจากรูปที่ 5.69 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 30° แรงดันพัลส์ V_d จะเท่ากับ 6 คอนเวอร์เตอร์ และที่แรงดันพัลส์ V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่มุม β = 0° สัญญาณแรงดันพัลส์ V_o ที่ได้จะไม่เกิดมุมทริกของสัญญาณไทริสเตอร์ ทำให้แรงดันพัลส์ V_o เท่ากับ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 5.78 ที่วงจร 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อไทริสเตอร์เริ่มนำกระแสที่มุม α = 30° แรงดันพัลส์ V_d จะเท่ากับ 6 คอนเวอร์เตอร์ และที่แรงดันพัลส์ V_o ไทริสเตอร์ T_p และ T_q นำกระแสที่มุม β = 30° สัญญาณแรงดันพัลส์ V_o ที่ได้จะมีลักษณะที่ไม่เท่ากับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ สัญญาณ V_o ที่ได้จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันพัลส์ช่วงไทรีสเตอร์ T_p, T_q ที่อัตราส่วนของหม้อแปลงไทริสเตอร์ที่มีการเพิ่มแรงดันที่ a = 1:1.5:1.5 จะมีริปเปิ้ลที่สูงขึ้นทำให้รูปคลื่นสัญญาณแรงดันพัลส์เพี้ยนไปจาก 12 พัลส์



รูปที่ 5.81 แสดงกระแสเอาท์พุท i_o อัตราส่วน a = 1:1.5:1.5, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β



รูปที่ 5.82 แสดงแรงดัน V_o, V_d อัตราส่วน a = 1:1.5:1.5, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β



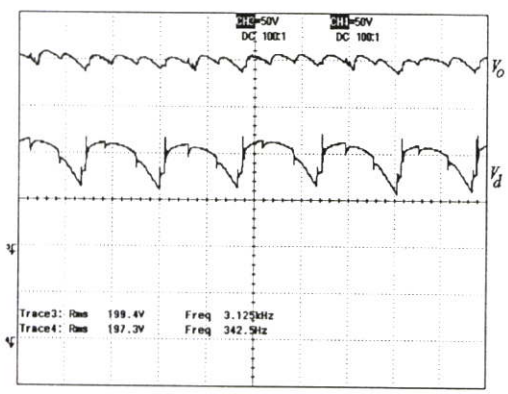
รูปที่ 5.83 แสดงค่า THDi อัตราส่วน a = 1:1.5:1.5, k = 1:1 ที่มีการปรับมุมนำกระแส α, β

จากรูปที่ 5.83 ค่า THDi ที่ได้จากข้อมูลชุดที่ 1 และชุดที่ 3 ค่าของ THDi จะมีค่าน้อยกว่าข้อมูลชุดที่ 2 กับ 4 จะเห็นว่าอัตราส่วนของหม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วยเมื่อมีอัตราส่วนทางด้านเอาท์พุทที่สูงขึ้นจะทำให้เกิดริปเปิ้ลของแรงดันสูงขึ้นตามทำให้สัญญาณกระแสอินพุท i_a ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์

5.6 ทดสอบการทำงาน 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง

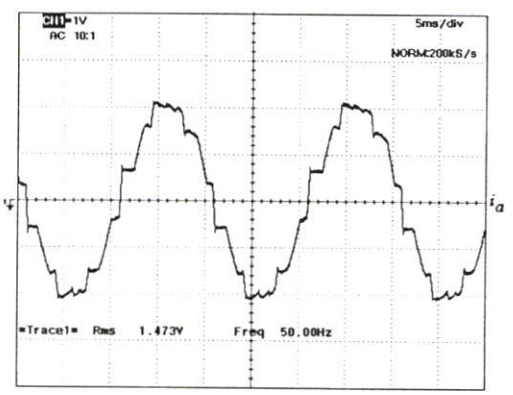
5.6.1 ทดสอบค่าการปรับมุมนำกระแสไทริสเตอร์ตั้งแต่ 10° ถึง 60°

ทดสอบโดยจะให้พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_{LL} ให้เท่ากับประมาณ 150V และกระแส i_o มีค่าไม่เกิน 2A ความถี่ 50Hz และกำหนดมุมนำกระแสที่คอนเวอร์เตอร์เท่ากับและปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° จนถึง 60° องศาโดยค่าโหลดคงที่ จากอัตราส่วนหม้อแปลงได้จากหัวข้อที่ทดสอบ 5.3 ถึง 5.5 จะเห็นว่าอัตราส่วนที่หม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ ค่าอัตราส่วนที่เหมาะสมจะเท่ากับ a = 1:1:1 และ k = 1:1 นำมาทำการทดสอบเพื่อดูความแต่งต่างของแรงดันเอาท์พุท และกระแสอินพุทเมื่อมีการปรับเปลี่ยนมุมนำกระแส



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 10°

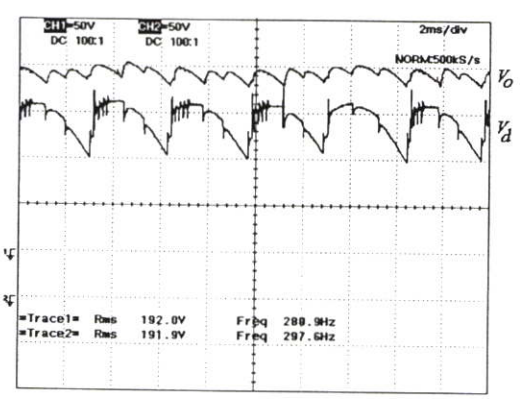
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 10°

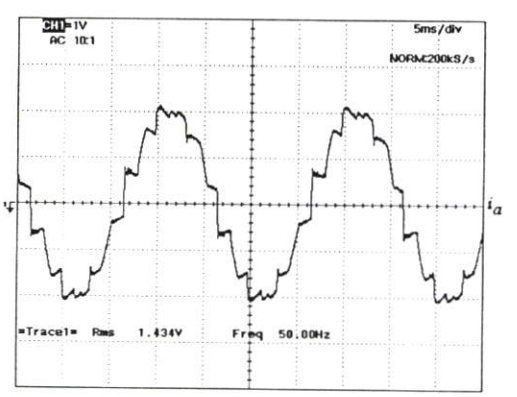
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.84 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 10° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 15°

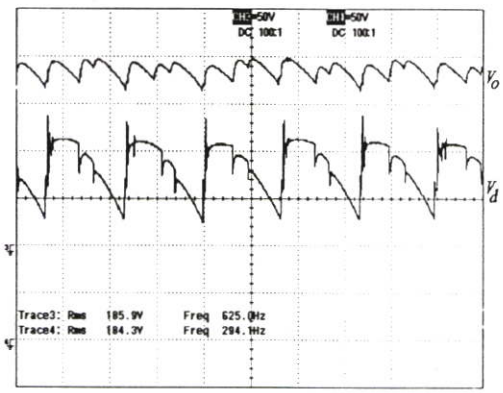
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 15°

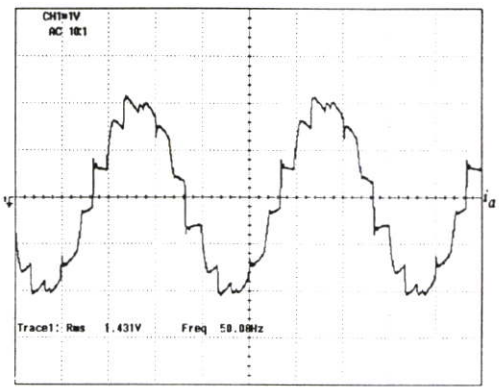
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.85 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 15° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 20°

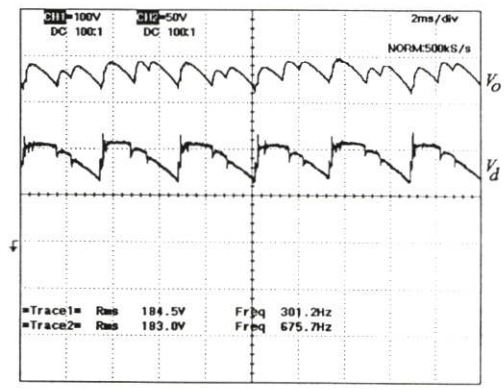
V_o = 50V/div, V_d = 50V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 20°

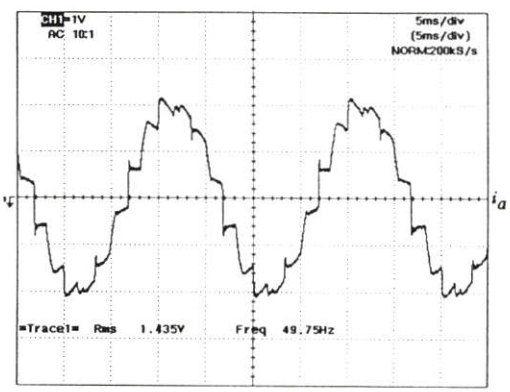
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.86 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 20° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 25°

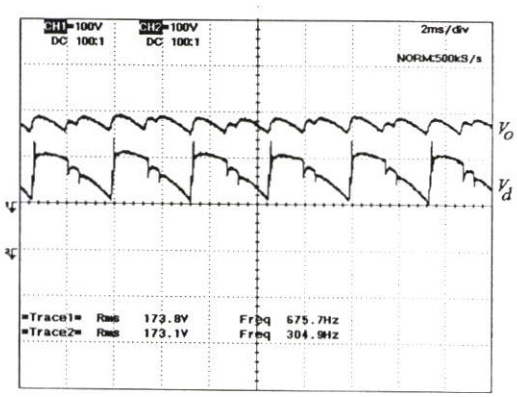
V_o = 50V/div, V_d = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 25°

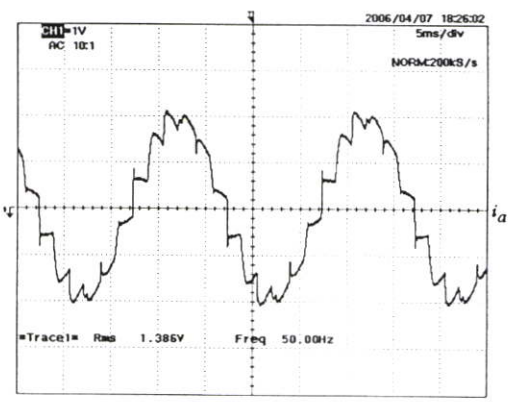
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.87 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 25° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 30°

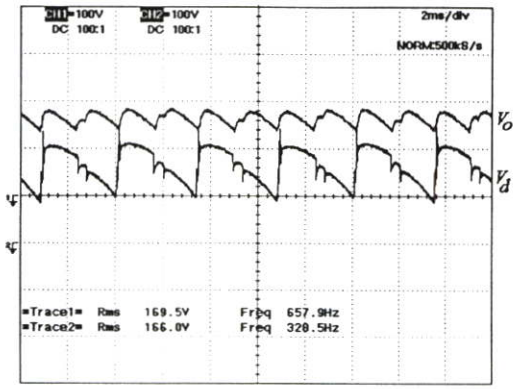
V_o = 100V/div, V_d = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 30°

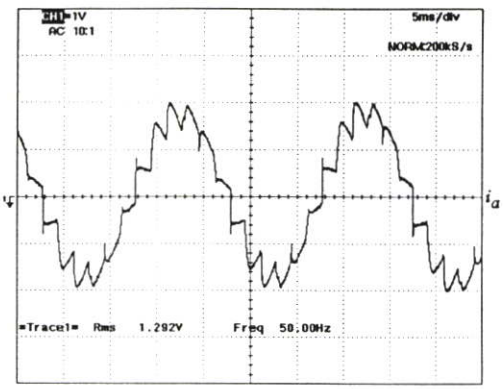
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.88 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 30° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 35°

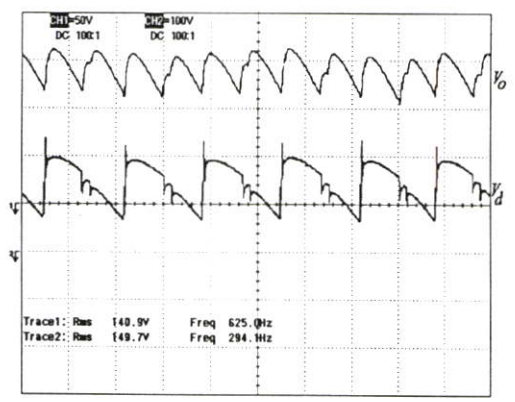
V_o = 100V/div, V_d = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 35°

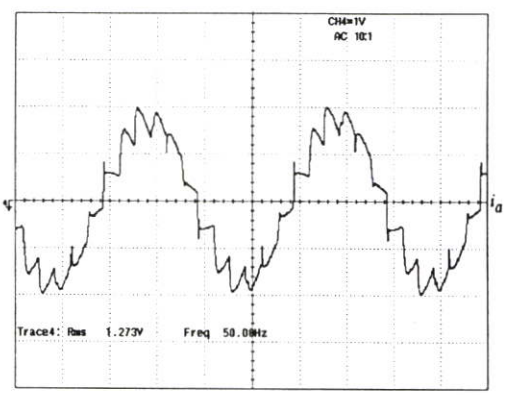
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.89 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 35° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 40°

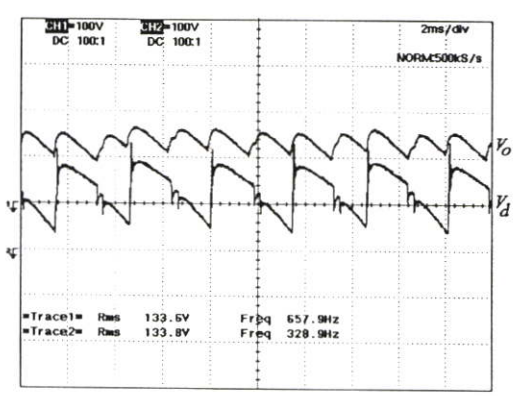
V_o = 50V/div, V_d = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 40°

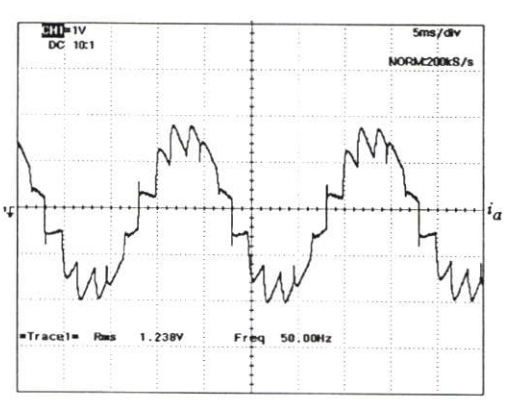
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.90 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 40° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 50°

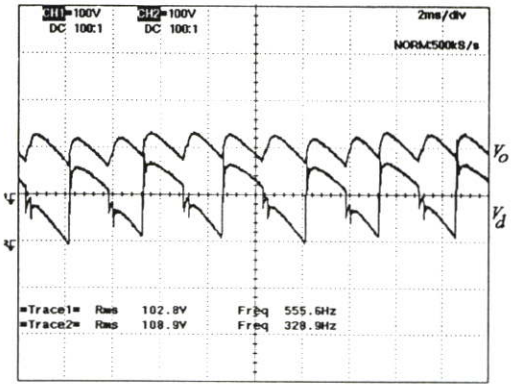
V_o = 100V/div, V_d = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 50°

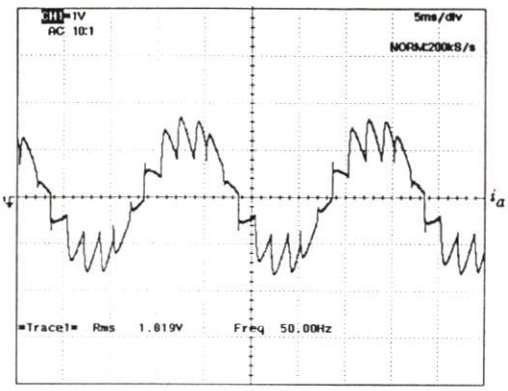
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.91 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 50° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_d ที่มุมนำกระแส 60°

V_o = 100V/div, V_d = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_a ที่มุมนำกระแส 60°

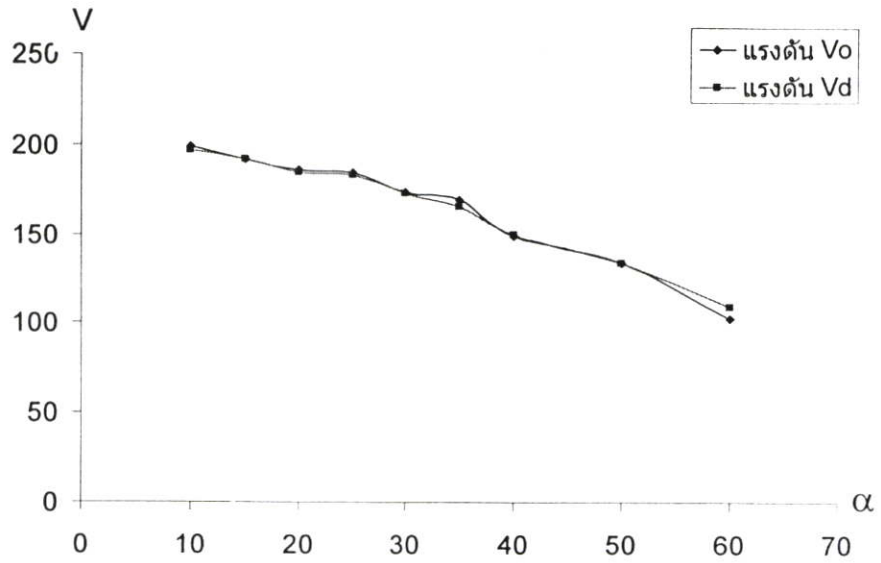
i_a = 1A/div

รูปที่ 5.92 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_d และกระแส i_a ที่มุมนำกระแส 60° ที่ a = 1:1:1, k = 1:1

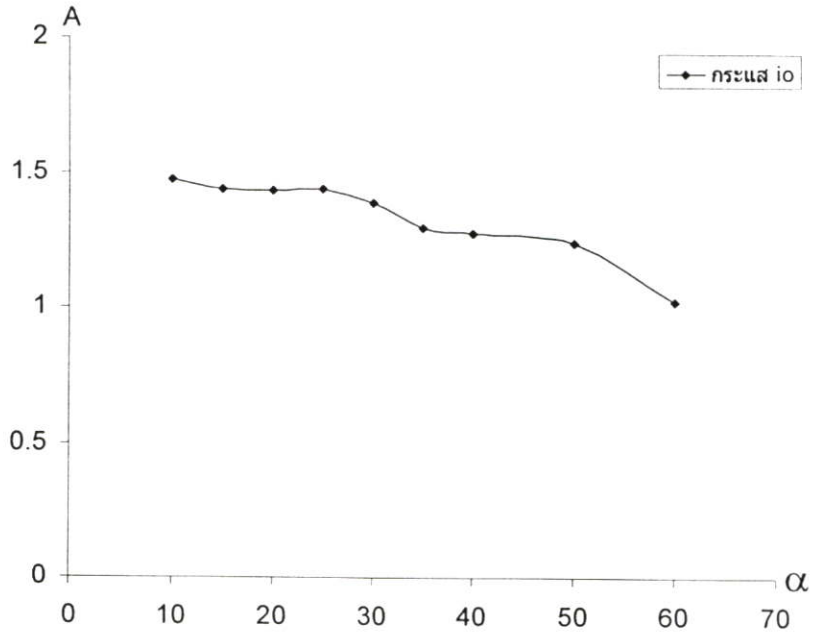
จากการทดสอบการปรับมุมนำกระแสไทริสเตอร์ตั้งแต่ 0° ถึง 60° พบว่าเมื่อปรับมุมนำกระแสมากขึ้นแรงดันทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงจะติดลบมากขึ้นจากรูปที่ 5.84 ถึง 5.92 กล่าวคือ ขณะที่มีการปรับมุมนำกระแสให้มากเกิน 90° คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ และมีการส่งคืนพลังงานไฟฟ้ากลับไปยังระบบไฟฟ้ากระแสสลับ โดยการทำงานในสภาวะอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 180° ลบกับมุมนำกระแส α ซึ่งจะให้แรงดันทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงติดลบมากขึ้น[9] และที่ความถี่ของสัญญาณทางด้านเอาท์พุทจะมีค่าของริปเปิ้ลเท่ากับ 12 เท่าของความถี่ทางด้านอินพุท (50Hz)

ตารางที่ 5.6 กำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°

(α, β)	V_o (V)	V_d (V)	i_o (A)	i_a (A)	*Power*(W)	*THDi* (%)
10°	199.4	197.3	1.39	1.473	277.1	9.88
15°	192	191.9	1.37	1.434	263	11.61
20°	185.9	184.3	1.34	1.431	249.1	11.81
25°	184.5	183	1.21	1.435	223.2	12.39
30°	173.8	173.1	1.15	1.386	199.8	12.98
35°	169.5	166	1.1	1.292	186.6	15.24
40°	140.9	149.7	0.94	1.273	140	15.35
50°	133.6	133.8	0.87	1.238	116.2	17.69
60°	102.8	108.9	0.83	1.019	85.3	21.44

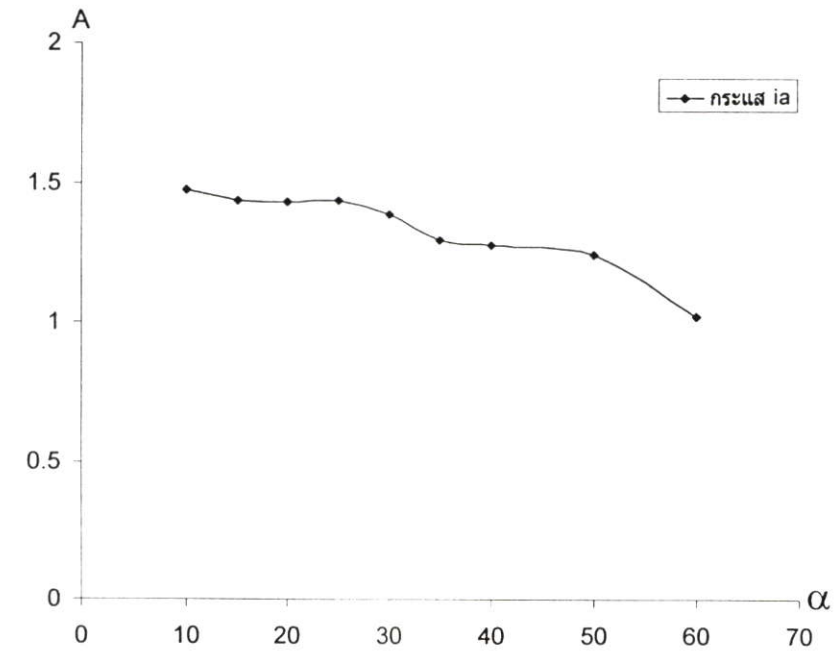


รูปที่ 5.93 แสดงค่าของแรงดัน V_o และแรงดัน V_d โดยกำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) และปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°

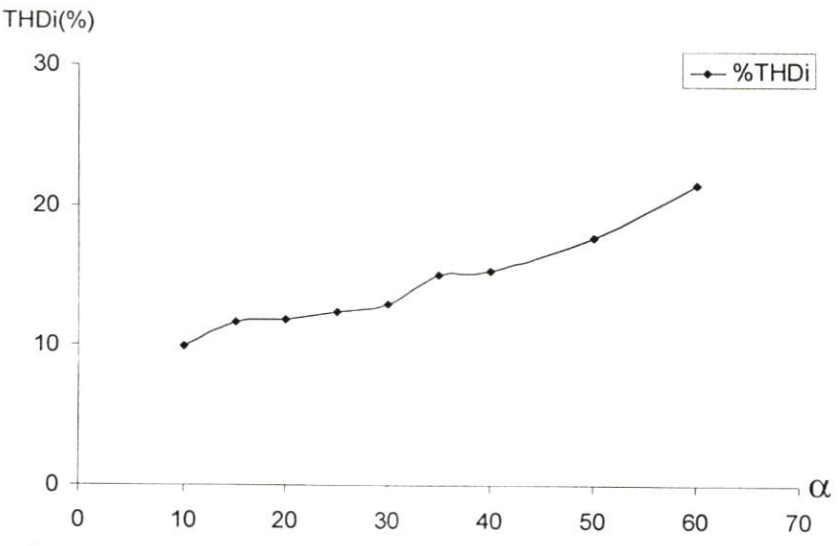


รูปที่ 5.94 แสดงค่าของกระแส i_o โดยกำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) และปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°

จากตารางที่ 5.6 ได้แสดงถึงสภาวะการทำงานที่ 10° ถึง 60° เมื่อกำหนดให้มีการปรับเปลี่ยนมุมนำกระแสมากขึ้นแรงดันเอาท์พุทจะลดลง และกระแสเอาท์พุทก็จะลดลง ส่วนค่าฮาร์มอนิกของกระแสอินพุทจะมีค่าสูงขึ้นสามารถดูได้จากรูปที่ 5.95



รูปที่ 5.95 แสดงค่าของกระแส i_a โดยกำหนดให้มุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) และปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°



รูปที่ 5.96 แสดงค่า THDi ที่การปรับมุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ตั้งแต่ 10° ถึง 60°

จากข้อมูลการทดลองที่หัวข้อ 5.6 เมื่อทำการปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60° โดยโหลดคงที่ จากตารางที่ 5.7 ผลการทดสอบเมื่อปรับมุมนำกระแสให้มีค่ามากขึ้นแรงดันทางด้านเอาท์พุทของระบบมีค่าต่ำลงจากรูปที่ 5.93 สัญญาณรูปคลื่นกระแสอินพุทในระบบจะเริ่มไม่เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ THDi จึงมีค่าเพิ่มขึ้น แรงดันทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าริปเปิ้ลสูงขึ้นตามรูปที่ 5.84

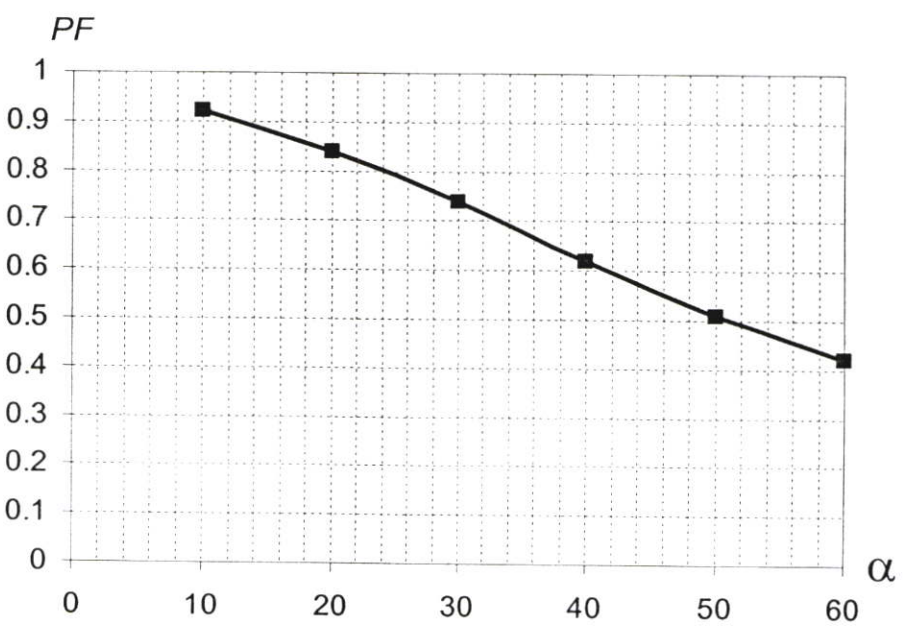
ถึง 5.92 เป็นผลจากการปรับมุมนำกระแสมากขึ้น จากรูปที่ 5.94 และ 5.95 ค่าของกระแส i_a, i_o จะลดลง ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าก็จะลดลงตาม

ค่าตัวประกอบกำลังจากการทดสอบวัดค่าทางด้านแรงดันอินพุท 3 เฟสที่ต่อแบบสตาร์ จากตารางที่ 5.7 จะเห็นว่าเมื่อมุมนำกระแสมากขึ้นค่าตัวประกอบกำลังก็จะลดลงดูได้จากรูปที่ 5.97

ตารางที่ 5.7 ค่า *PF* เมื่อค่ามุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ปรับมุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°

(α, β)	*PF*
10°	0.92
20°	0.86
30°	0.74
40°	0.62
50°	0.51
60°	0.42

ค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จากการทดสอบที่มุมนำกระแสตั้งแต่ 10° ถึง 60°

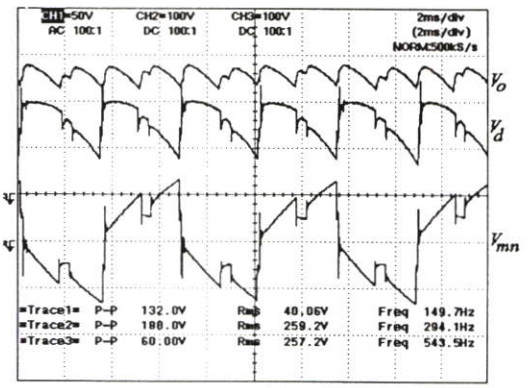


รูปที่ 5.97 แสดงค่า *PF* ที่การปรับมุมนำกระแส ($\alpha = \beta$) ตั้งแต่ 10° ถึง 60°

5.6.2 ทดสอบแรงดันเอาท์พุท

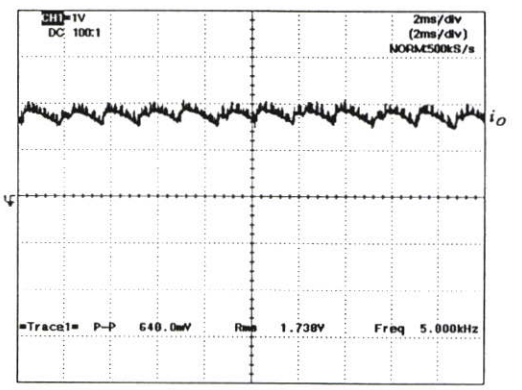
ทำการทดสอบแรงดันอินพุทเมื่อปรับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นโดยกำหนดให้กระแส i_o มีค่าไม่เกิน 2A ความถี่ 50Hz ที่มุมนำกระแสไทริสเตอร์ ($\alpha = \beta$) เท่ากับ 30° ที่โหลดเป็นหลอดไฟ

1. ทดสอบโดยให้พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่แรงดันอินพุท V_{LL} ประมาณ 220V



(ก) รูปสัญญาณ V_{mn}, V_d, V_o ที่มุมนำกระแส 30°

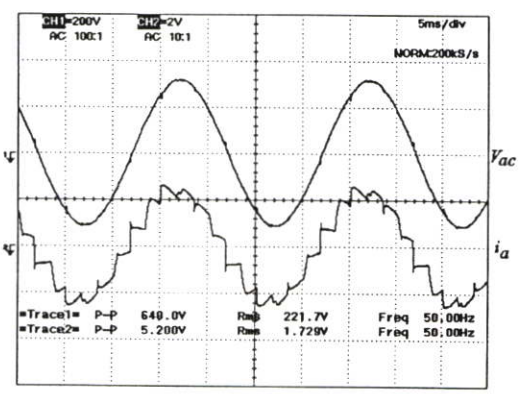
V_{mn} = 50V/div, V_d = 100V/div, V_o = 100V/div



(ข) รูปสัญญาณ i_o ที่มุมนำกระแส 30°

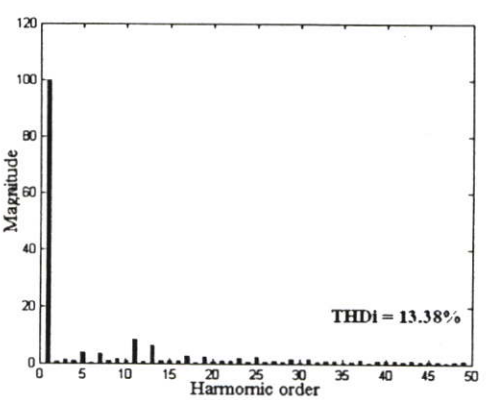
i_o = 1A/div

รูปที่ 5.98 รูปสัญญาณแรงดัน V_{mn}, V_o, V_d และกระแส i_o ที่มุมนำกระแส 30°



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 200V/div, i_a = 2A/div

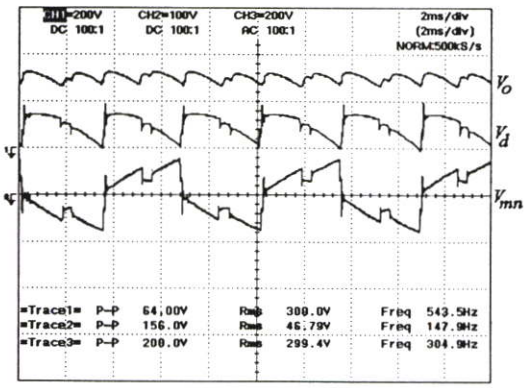


(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a

รูปที่ 5.99 รูปสัญญาณกระแสและแรงดัน V_{ac}, i_a และ ค่า THDi ของกระแส i_a

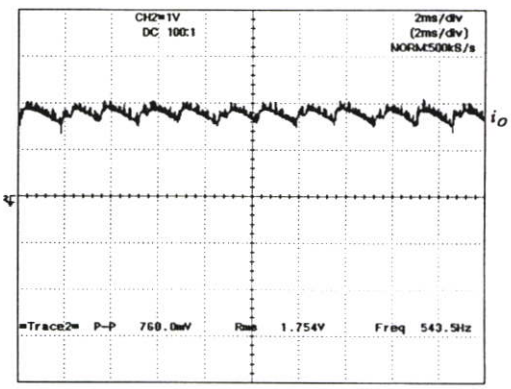
จากการทดสอบที่แรงดัน V_{LL} ประมาณ 220V จากรูปที่ 5.98 (ก) แรงดัน V_o จะได้เท่ากับ 257V และจากรูป 5.98 (ข) กระแส i_o จะได้เท่ากับ 1.738A เมื่อนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าจะได้เท่ากับ 380.2W ค่า THDi จากรูปที่ 5.99 (ข) จะได้เท่ากับ 13.38%

2. ทดสอบโดยให้พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_{LL} ประมาณ 256V



(ก) รูปสัญญาณ V_o, V_{mn}, V_d ที่มุมนำกระแส 30°

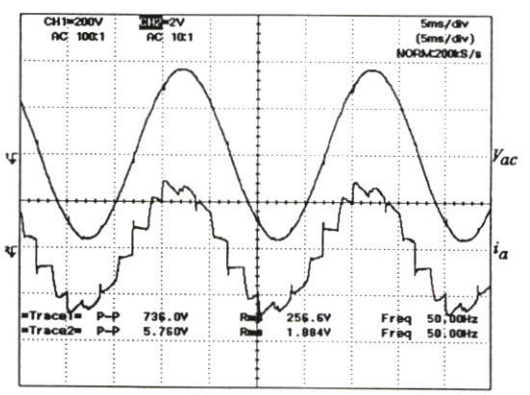
V_o = 200V/div, V_{mn} = 100V/div, V_d = 100V/div,



(ข) รูปสัญญาณ i_o ที่มุมนำกระแส 30°

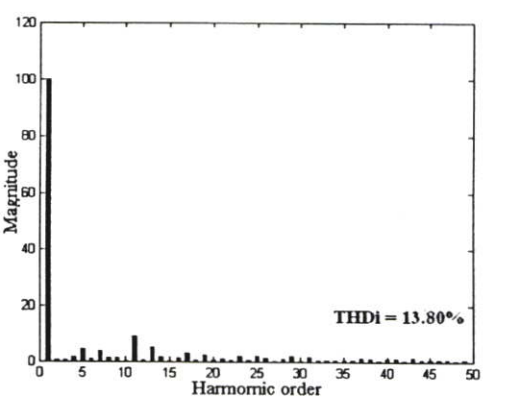
i_o = 1A/div

รูปที่ 5.100 รูปสัญญาณแรงดัน V_o, V_{mn}, V_d และกระแส i_o ที่มุมนำกระแส 30°



(ก) รูปสัญญาณ V_{ac}, i_a ที่ได้จากการทดลอง

V_{ac} = 200V/div, i_a = 2A/div



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a

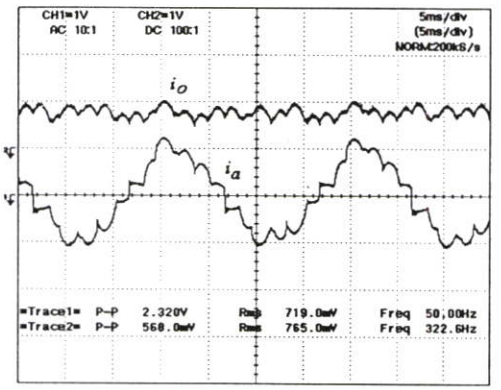
รูปที่ 5.101 รูปสัญญาณกระแสและแรงดัน V_{ac}, i_a และ ค่า THDi ของกระแส i_a

จากการทดสอบที่แรงดัน V_{LL} ประมาณ 256V จากรูปที่ 5.100 แรงดัน V_o จะได้เท่ากับ 300V และกระแส i_o จะได้เท่ากับ 1.754A เมื่อนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าจะได้เท่ากับ 526.2W ค่า THDi จากรูปที่ 5.101 (ข) จะได้เท่ากับ 13.8%

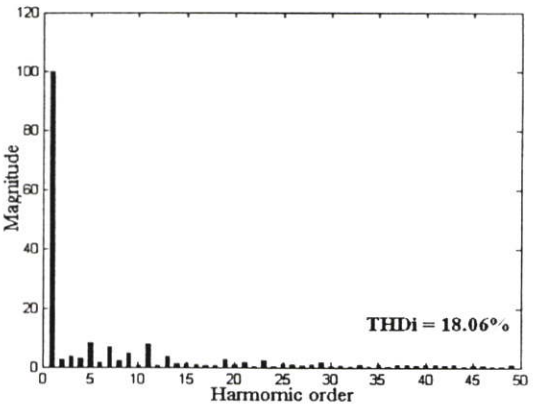
5.6.3 การทดสอบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

การทดสอบของวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในสภาวะไม่มีภาระทางกล โดยค่าพารามิเตอร์ที่ค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 130V ที่รอบสูงสุด 1800 รอบต่อนาที เมื่อแรงดันที่ขดลวดฟิวล์เท่ากับ 180V แล้วทำการทดสอบประสิทธิ์ภาพของมอเตอร์ที่

80%, 70%, 60% และ 50% เพื่อศึกษาผลของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุท (i_a) และกระแสทางด้านเอาท์พุท (i_o) และฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับระบบ โดยกำหนดให้มุมนำกระแส (α, $\beta = 30°$)

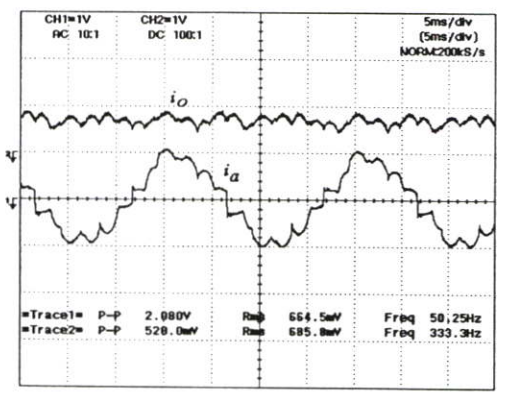


(ก) รูปสัญญาณ i_o:(1A/div), i_a:(1A/div)

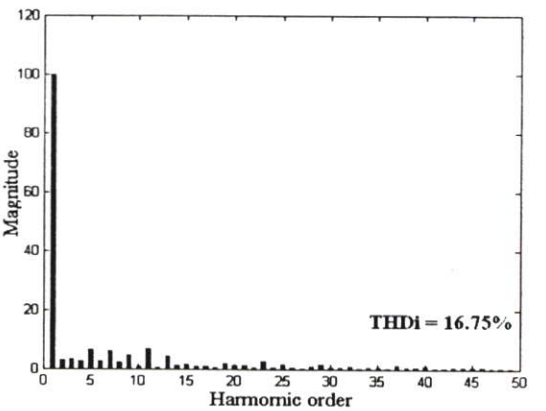


(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.102 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 80%

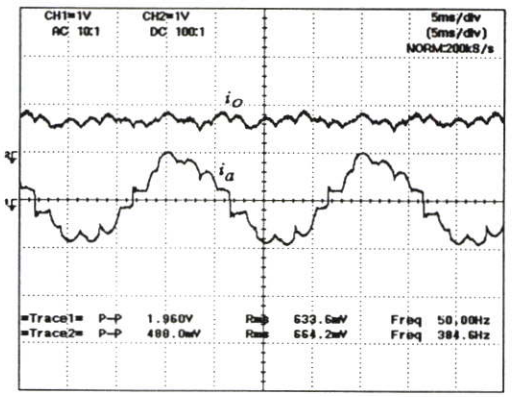


(ก) รูปสัญญาณ i_o:(1A/div), i_a:(1A/div)

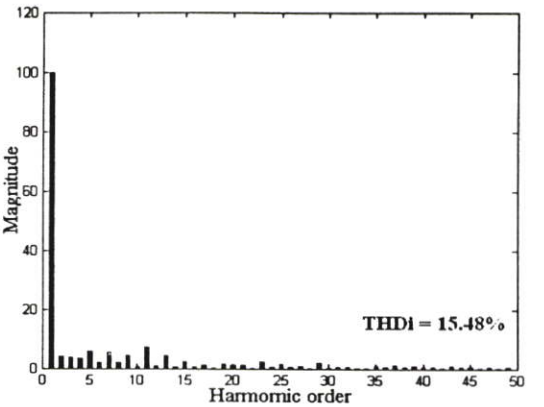


(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.103 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 70%

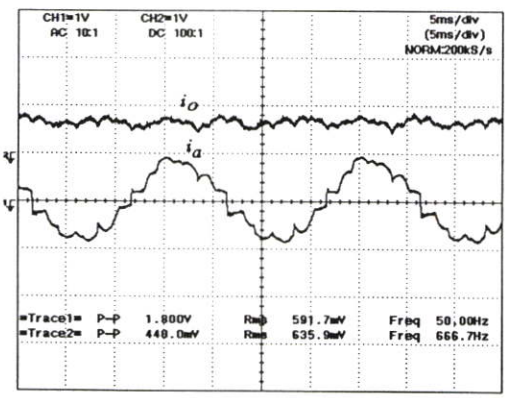


(ก) รูปสัญญาณ i_o:(1A/div), i_a:(1A/div)

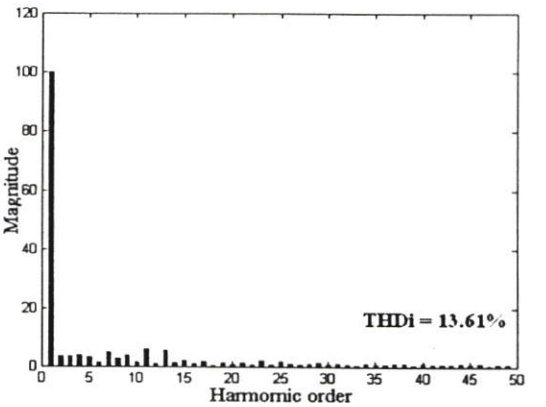


(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.104 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 60%



(ก) รูปสัญญาณ i_o:(1A/div), i_a:(1A/div)



(ข) ค่า THDi ของกระแส i_a ได้จากการทดลอง

รูปที่ 5.105 รูปสัญญาณแรงดัน i_o, i_a และฮาร์มอนิกของกระแส i_a ที่พิกัด 50%

ตารางที่ 5.8 การทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะไม่มีภาระทางกล

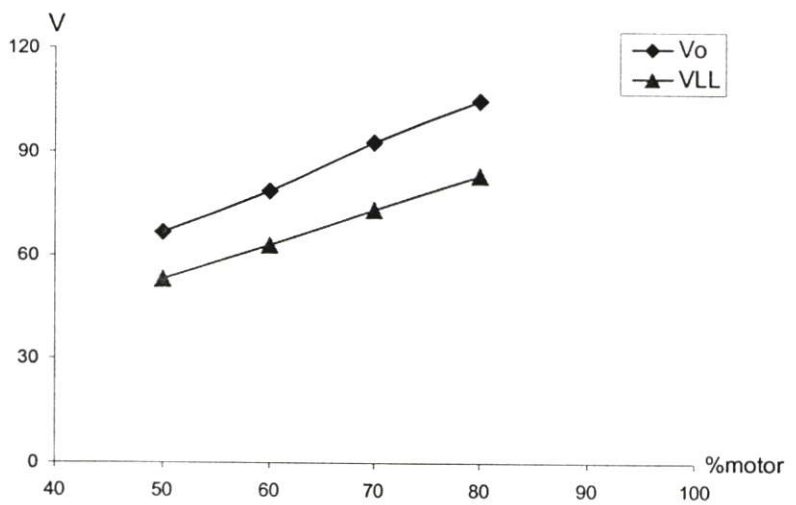
ทดสอบพิกัดมอเตอร์ (%)	แรงดัน V_o (V)	แรงดัน V_{LL} (V)	กระแส i_a (A)	กระแส i_o (A)	จำนวนรอบ (*rpm*)
80	104.6	83	0.765	0.719	1455.5
70	92.8	73	0.685	0.664	1294.4
60	78.8	63	0.664	0.633	1106.6
50	66.8	53	0.635	0.591	923.6

จากการทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ 80%, 70%, 60%, และ 50% จากรูปที่ 5.102 ถึง 5.105 จะเห็นว่าการทำงานที่สภาวะไม่มีภาระทางกลกระแสที่ได้จะมีค่าน้อย รูปคลื่นสัญญาณของกระแสอินพุท i_a จะมีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ กระแสเอาท์พุท i_o และกระแสอินพุท i_a จาก

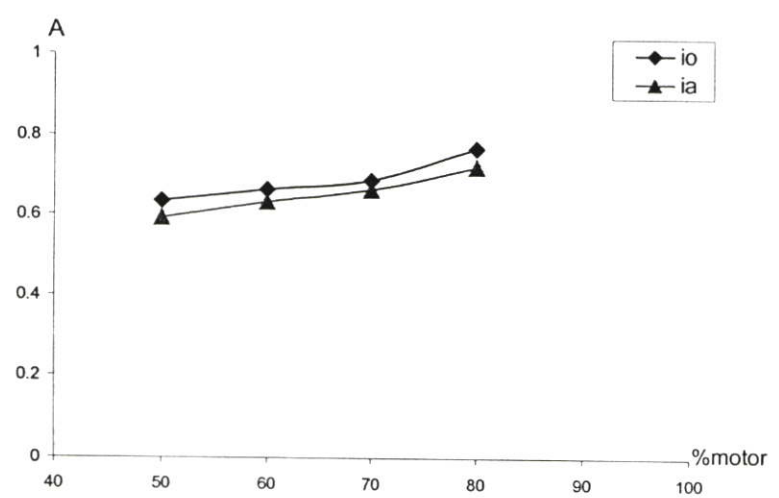
ตารางที่ 5.8 เมื่อมีการปรับแรงดันไฟฟ้าอินพุท V_{LL} กระแสและจำนวนรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าจะมีค่าแปรผันตามกัน กล่าวคือเมื่อลดแรงดัน ค่าของกระแสและจำนวนรอบมอเตอร์ก็จะลดลงตามค่า THDi ก็จะลดลงจากตารางที่ 5.9

ตารางที่ 5.9 ค่า THDi ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะไม่มีภาระทางกล

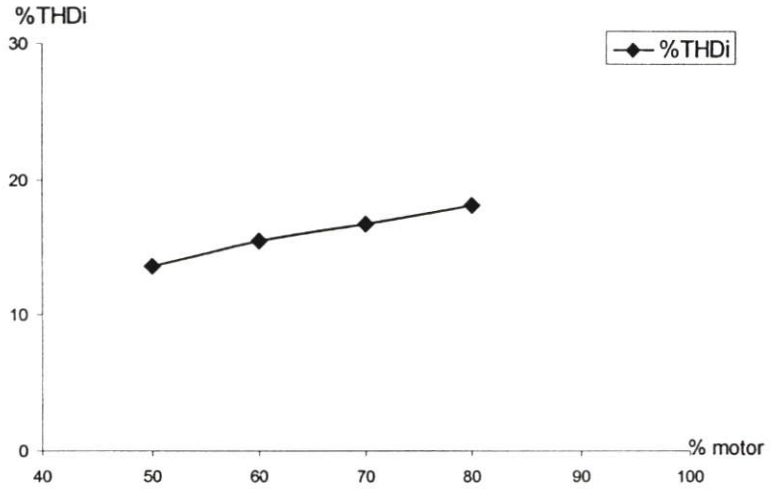
ทดสอบพิกัดมอเตอร์ (%)	THDi (%)
80	18.06
70	16.75
60	15.48
50	13.61



รูปที่ 5.106 แสดงค่าของแรงดัน V_o และแรงดัน V_{LL} ที่มีการปรับเปลี่ยนพิกัดมอเตอร์



รูปที่ 5.107 แสดงค่าของกระแส i_o และกระแส i_a ที่มีการปรับเปลี่ยนพิกัดมอเตอร์



รูปที่ 5.108 แสดงค่า THDi ของกระแส i_a ที่มีการปรับเปลี่ยนพิกัดมอเตอร์

5.7 สรุปผลการทดลอง

เมื่อนำการทำงานที่มุมนำกระแสไทริสเตอร์ (α, $\beta = 30°$) เปรียบเทียบการทำงานที่อัตราส่วนของหม้อแปลงที่มีความแตกต่างกัน เริ่มจากอัตราส่วน a = 1:0.5:0.5 การสร้างแรงดันพัลส์ที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ T_{Fm} ที่มีขนาดเล็กกว่า จากรูปที่ 5.21 สังเกตได้ว่าที่แรงดัน V_d การทำงาน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ จะทำงานในสภาวะปกติ ในขณะเดียวกันที่แรงดัน V_o ขนาดของพัลส์แรงดัน ที่สร้างระหว่างพัลส์แรงดัน V_d จะเกิดแค่ครึ่งหนึ่งของพัลส์แรงดัน V_d ซึ่งเกิดจากการออกแบบหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ ที่อัตราส่วน a = 1:0.5:0.5 เป็นการลดแรงดันทางด้านออกของหม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ T_{Fm} จากรูปที่ 5.25 รูปคลื่นสัญญาณกระแส i_a จะมีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ ฮาร์มอนิกของกระแสยังสูงอยู่ดูได้จากรูปที่ 5.26

ที่อัตราส่วน a = 1:1.5:1.5 การสร้างแรงดันพัลส์ที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ T_{Fm} ที่มีขนาดใหญ่กว่า จากรูปที่ 5.75 สังเกตได้ว่าที่แรงดัน V_d การทำงาน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ จะทำงานในสภาวะปกติ ในขณะเดียวกันที่แรงดัน V_o ขนาดของพัลส์แรงดัน ที่สร้างระหว่างพัลส์แรงดัน V_d จะเกินครึ่งหนึ่งของพัลส์แรงดัน V_d ซึ่งเกิดจากการออกแบบหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ที่อัตราส่วน a = 1:1.5:1.5 เป็นการเพิ่มแรงดันทางด้านออกของหม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ T_{Fm} จากรูปที่ 5.79 รูปคลื่นสัญญาณกระแส i_a จะมีลักษณะเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ฮาร์มอนิกของกระแสจะสูงขึ้นดูได้จากรูปที่ 5.80

ที่อัตราส่วน a = 1:1:1 ที่แรงดันด้านออกเท่ากับแรงดันทางด้านเข้าของหม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ T_{Fm} จากรูปที่ 5.48 รูปคลื่นสัญญาณกระแส i_a จะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และค่าฮาร์มอนิกของกระแส i_a ลดลงมากกว่าที่อัตราส่วน a = 1:0.5:0.5 กับ a = 1:1.5:1.5 ดูได้จากรูปที่ 5.53

แรงดัน V_{mn} จากรูปที่ 5.49 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นแบบฟันเลื่อยซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมของกระแส i_n ฉีดเข้าหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ T_{Fm} ทำให้เกิดแรงดัน V_{mn} เพื่อให้ T_p, T_q นำกระแสช่วยในการเพิ่มสัญญาณพัลส์ ขณะที่การปรับมุมนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองชุดจะต้องมีขนาดเท่ากัน จากรูปที่ 5.30 และ 5.48 แรงดัน V_d และแรงดัน V_o จะมีลักษณะเป็น 6 พัลส์และแรงดัน V_o จะมีลักษณะเป็น 12 พัลส์กล่าวคือเมื่อมีการกำหนดให้มุมนำกระแสมีขนาดเท่ากันและอัตราส่วนของหม้อแปลงวงจรช่วยไทรีสเตอร์ T_{Fm} ที่เท่ากัน การเกิดฮาร์โมนิกก็จะน้อยลง เช่นจากรูป 5.35 และ 5.53 ฮาร์โมนิกลำดับที่ 5^{th}, 7^{th} ลดลงมากกว่าการที่กำหนดมุมนำกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองชุดไม่เท่ากัน

สรุปได้ว่าการที่จะสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงใหม่นี้ จะต้องมีการกำหนดมุมนำกระแสที่ ($\alpha = \beta$) ให้มีค่าเท่ากัน และที่อัตราส่วน k ของหม้อแปลงอินเตอร์เฟส กับ อัตราส่วน a ของหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ จากการทดสอบจะเห็นว่าจำเป็นต้องกำหนดให้อัตราส่วนของหม้อแปลงทั้งสองมีขนาดเท่ากัน

ผลการทดสอบการจำลองระบบ กับการทดสอบจริงจะเห็นว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสจะมีลักษณะใกล้เคียงกันแสดงว่าวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงสามารถทำงานได้จริง

บทที่ 6
สรุปและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทและกระแสอินพุท โดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ จากการจำลองระบบ และการทดสอบจริงได้แสดงการเปรียบเทียบถึงแรงดัน V_d ที่การทำงาน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อทำการปรับปรุงใหม่แรงดัน V_o ที่ได้รูปคลื่นสัญญาณจะมีลักษณะเป็นแบบ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ส่วนกระแสอินพุท i_a จะมีลักษณะรูปคลื่นสัญญาณเข้าใกล้ไซน์

6.1 สรุปผลการทดสอบ

เมื่อกระแส i_n ถูกฉีดเข้าไปที่หม้อแปลง T_{Fm} ทางด้านปฐมภูมิเพื่อเกิดสัญญาณแรงดัน V_{mn} ขึ้นและนำไปควบคุมการทำงานที่วงจรไทรีสเตอร์ช่วย จากผลการทดลองทั้ง 2 ระบบจะเห็นว่ารูปคลื่นสัญญาณที่ได้จะสอดคล้องตามทฤษฎี

6.1.1 สรุปผลการทำงานของวงจร

จากการการทำงานของวงจรที่ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุง ได้นำเอาวงจรเรียงกระแสแบบมีการควบคุมมุมนำกระแสมาพัฒนาใหม่ให้มีการทำงานที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ และยังเป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อนมากโดยนำหลักการทำงานเดิมของ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์มาเพิ่มในส่วนของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสเพื่อให้เกิดการแบ่งแรงดันระหว่างซีกบวกกับซีกลบทางด้าน V_d เพื่อนำกระแส i_n ที่ได้ไปสร้างแรงดันที่หม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ แล้วนำวงจรไทริสเตอร์ช่วยมาควบคุมการทำงานของ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์อีกทีหนึ่ง วงจรช่วยไทริสเตอร์จะทำงานหลังจากเมื่อเกิดสัญญาณนำกระแสของวงจรเรียงกระแส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

6.1.2 สรุปการทำงานของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์

จากการทดสอบในบทที่ผ่านมา การออกแบบหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ที่อัตราส่วน k และ a นั้นจะขึ้นอยู่กับแรงดันทางด้านเอาท์พุทหรือแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ V_d เพื่อนำมาคำนวณหาค่าอินพุทของหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์ จากการออกแบบที่ผ่านได้แสดงให้เห็นว่าอัตราส่วนที่ไม่เท่ากันของทั้งสองหม้อแปลงจะมีผลกระทบมากเมื่อเกิดสภาวะแรงดันไม่สมดุล ดังนั้นการออกแบบจะต้องคำนึงถึงแรงดันระหว่างเฟสให้อยู่ในสภาวะแรงดันสมดุลเป็นหลักและกระแสที่เกิดขึ้นกับโหลด การออกแบบให้หม้อแปลงมีขนาดที่ทนกระแสสูงนั้นอาจจะเกิดผลกระทบของอินดักแตนซ์ที่แฝงอยู่ในหม้อแปลง

ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลาที่การทำงานไทริสเตอร์ตัวที่ 1 ยังนำกระแสอยู่ตัวที่ 2 เริ่มหยุดนำกระแส และตัวที่ 3 เริ่มนำกระแส

6.1.3 สรุปการเปรียบเทียบ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมและแบบปรับปรุง

การทำงานที่ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมนำมาเทียบกับระบบ 12 พัลส์แบบปรับปรุง เพื่อที่จะแสดงถึงราคาอุปกรณ์ในการใช้งานและต้องการดูค่าใช้จ่ายในภาพรวม

ตารางที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบราคา 12 พัลส์แบบดั้งเดิม

12 พัลส์แบบ ดั้งเดิม	แรงดัน (V)	กระแส (A)	จำนวน (ชุด)	ราคาต่อ หน่วย	รวม (บาท)
หม้อแปลง 3 เฟส	220/380	3	2	8,500	17,000
ไทริสเตอร์ (SKKT27/12E)	1,300	32	6	1,300	7,800
(IC785)	-	-	6	170	1,020
อุปกรณ์อื่นๆ	-	-	12	550	6,600
				รวม	32,420

ตารางที่ 6.2 แสดงการเปรียบเทียบราคา 12 พัลส์แบบปรับปรุง

12 พัลส์แบบ ปรับปรุงใหม่	แรงดัน (V)	กระแส (A)	จำนวน (ชุด)	ราคา ต่อหน่วย	รวม (บาท)
หม้อแปลง 1 เฟส	220/380	3	3	2,000	6,000
ไทริสเตอร์ (SKKT27/12E)	1,300	32	4	1,300	5,200
หม้อแปลง อินเตอร์เฟส	110/110	2	1	600	600
หม้อแปลง วงจรช่วย	110/110/110	2	1	900	900
(IC785)	-	-	4	170	680
อุปกรณ์อื่นๆ	-	-	8	550	4,400
				รวม	17,780

ตารางที่ 6.3 แสดงการเปรียบเทียบราคา 12 พัลส์แบบปรับปรุงที่แรงดัน 2 เท่าทางด้านอินพุท

12 พัลส์แบบ ปรับปรุง	แรงดัน (V)	กระแส (A)	จำนวน (ชุด)	ราคา ต่อหน่วย	รวม (บาท)
หม้อแปลง 1 เฟส	220/760	3	3	3,000	9,000
ไทริสเตอร์ (SKKT27/12E)	1,300	32	4	1,300	5,200
หม้อแปลง อินเตอร์เฟส	220/220	2	1	900	900
หม้อแปลง วงจรช่วย	220/220/220	2	1	1300	1300
(IC785)	-	-	4	170	680
อุปกรณ์อื่นๆ		-	8	550	4,400
				รวม	21,480

จากตารางที่ 6.1 กับตารางที่ 6.2 ได้แสดงการเปรียบเทียบให้เห็นว่าการทำงานที่ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมจะมีค่าใช้จ่ายที่สูงกว่าการทำงาน 12 พัลส์แบบปรับปรุงและเมื่อเทียบที่แรงดันทางด้านเอาท์พุทที่เท่ากับแรงดันเอาท์พุท 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมจากตารางที่ 6.3 แสดงที่ระดับแรงดันเท่ากับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงจะมีค่าใช้จ่ายน้อยกว่า 12 พัลส์แบบดั้งเดิม

6.2 สรุปผลการทำงาน

ที่แรงดันด้านเอาท์พุท V_o จะได้แรงดันพัลส์เป็นสองเท่าของแรงดัน V_d และกระแสที่แหล่งจ่าย i_a พบว่าวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงกระแสที่แหล่งจ่าย i_a จะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ มากกว่า 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นผลให้ฮาร์มอนิกลำดับ 5^{th}, 7^{th} ลดลงและจากการวิเคราะห์สัญญาณ V_o, i_a จะเห็นได้ว่า การทำงานของวงจรที่มีการปรับปรุงใหม่จะมีลักษณะคล้ายกับการทำงานที่ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม และเมื่อนำมาเทียบกับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไทริสเตอร์ถึง 12 ตัวนั้นจะมีความยุ่งยากทางด้านของหม้อแปลงแหล่งจ่าย ซึ่งจำเป็นจะต้องใช้หม้อแปลง 3 เฟส 2 ชุดที่มีการเลื่อนเฟสระหว่างกันแต่ด้วยเทคนิคนี้สามารถที่จะช่วยลดปัญหานี้ได้ และนอกจากนี้ยังสามารถช่วยลดอุปกรณ์ไทริสเตอร์ลงได้ ดูได้จากตารางที่ 6.1 ถึง 6.3 และสามารถทำงานได้จริง

6.3 ข้อเสนอแนะ

6.3.1 สำหรับงานวิจัยต่อไปควรนำระบบดิจิตอลใช้ในการควบคุมการทำงานเพื่อที่จะช่วยลดอุปกรณ์การทำงานและง่ายต่อการควบคุม

6.3.2 เทคนิคนี้ยังสามารถที่จะนำไปพัฒนาในการสร้างระบบการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง (HVDC)

6.3.3 สามารถที่จะหาเทคนิคการเพิ่มจำนวนพัลส์ได้อีกจากการวิจัย 12 พัลส์แบบปรับปรุงนี้ให้เป็น 18 พัลส์ หรือ 24 พัลส์

เอกสารอ้างอิง

[1] J.Arrlillaga, "Pluse multiplication in parallel convertors by multitap control of interphase reactor," *IEE Proc.*Vol. 139,No. 1, Jan. 1992.

[2] S.Miyairi et al., "New method for reducing harmonic involved input and output of rectifier with interphase transformer," *IEEE Trans. Ind, Applicat.*, vol. IA-22, pp.790-797, Sept./Oct. 1986.

[3] J.Arrillaga and M. Villablanca, "24-Pulse HVDC conversion," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, pt. C, Vol. 138, no. 1, pp. 57-64, Jan. 1991.

[4] S.Choi, B. Lee,and P. Enjeti, "New 24-pulse diode rectifier systems for utility interface of high-power ac motor drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp.531-541, Mar./Apr. 1997.

[5] D. J. Perreault and J. G. Kassakian, "Effects of firing of angle imbalance on 12-pulse rectifiers with interphase transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 257-262, May 1995.

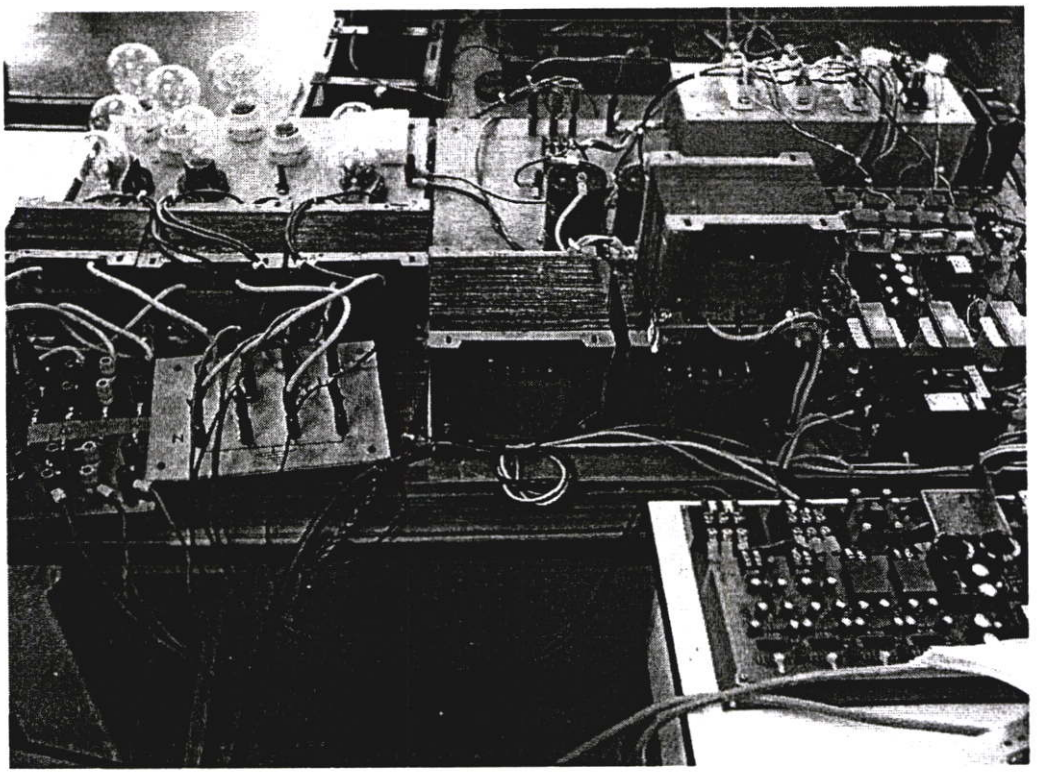
[6] Mohan N., Undeland T.M., Robins W.P. **Power Electronics Converters, Applications, and Design**. 2nd. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1995.

[7] ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล. **ระบบไฟฟ้ากำลัง เล่ม 1** สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, ปีพ.ศ. 2542

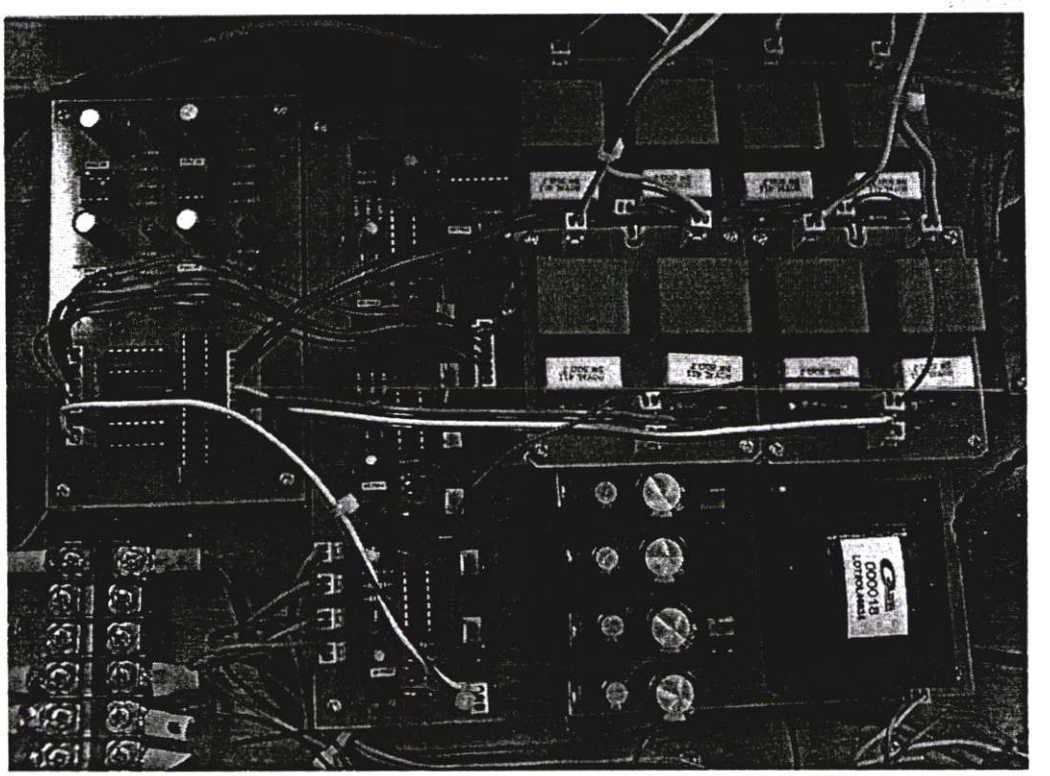
[8] สกล กลิ่นหรั่น และวิจิตร กิณเรศ. 2548. "การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสเอซี/ดีซี 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบปรับปรุงใหม่โดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟส" วิศวสารลาดกระบัง ปีที่ 22, ฉบับที่ 4 ธันวาคม 2548, ลำดับที่ 5 หน้า 25-30

[9] จักรพงษ์ จารุมิศร์. 2542. "คอนเวอร์เตอร์ 12 พัลส์ ประยุกต์ใช้ในระบบส่งถ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรม ไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

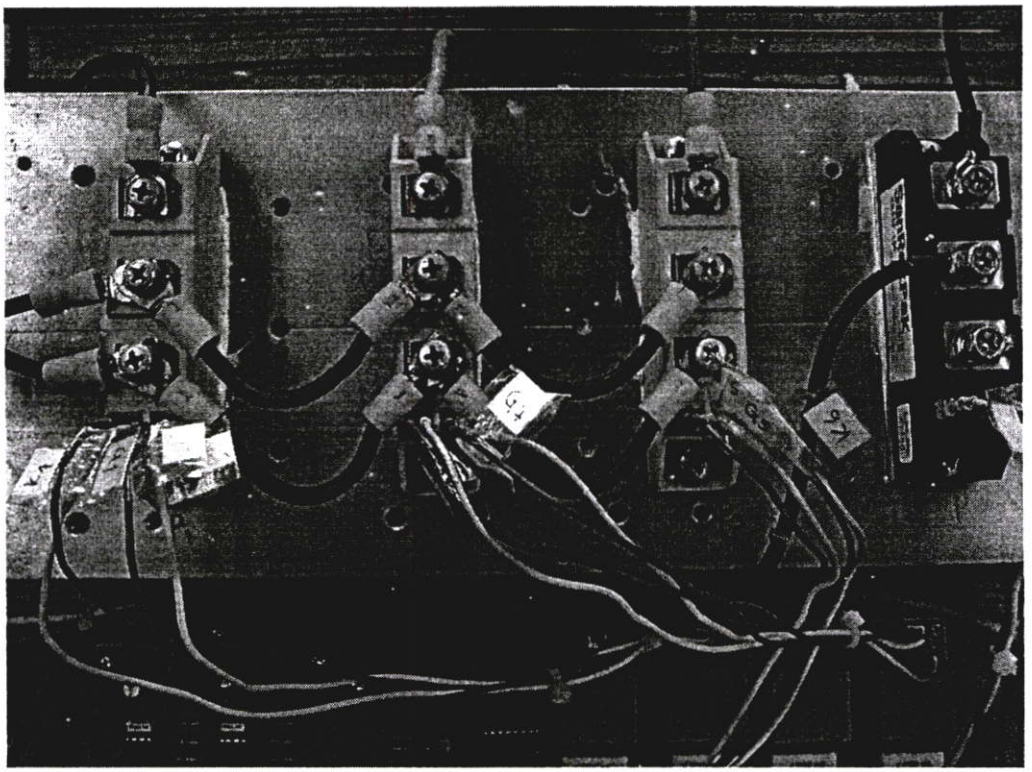
ภาคผนวก ก
รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง



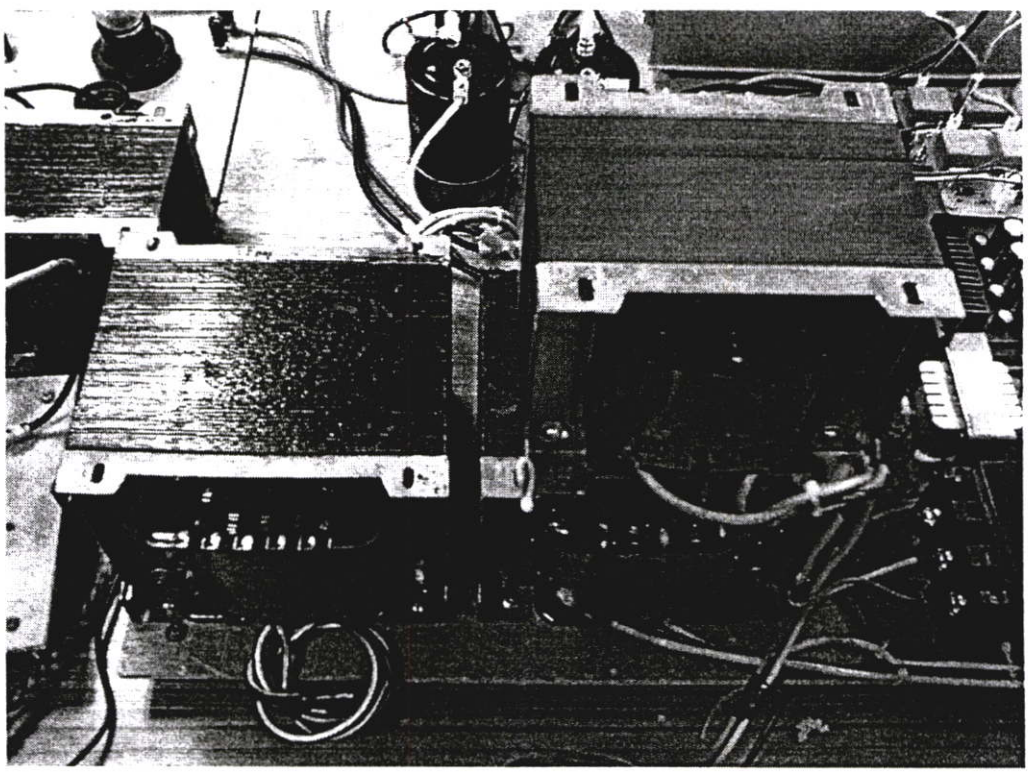
ระบบของชุดทดสอบ



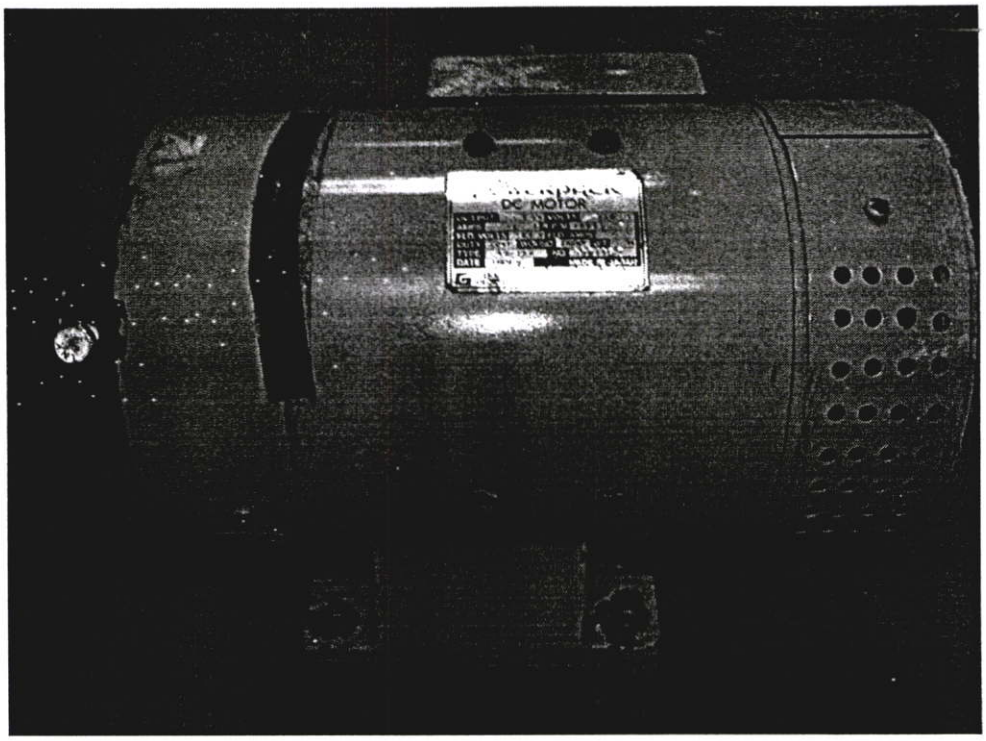
ชุดกำเนิดสัญญาณนำกระแสอุปกรณ์ไทริสเตอร์



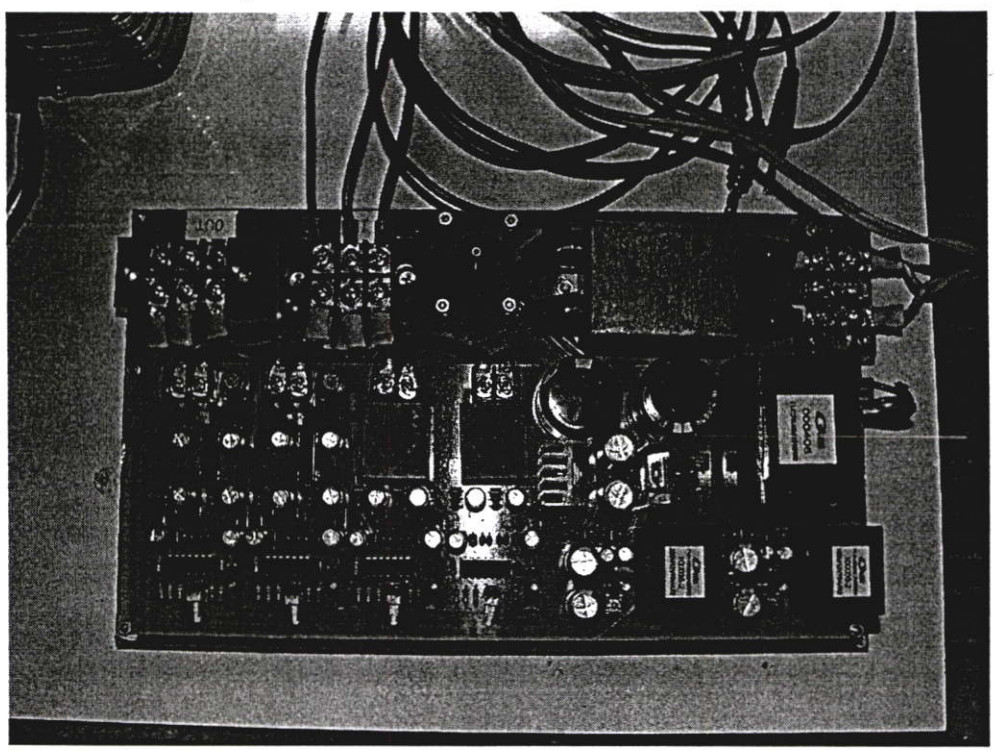
ชุดคอนเวอร์เตอร์



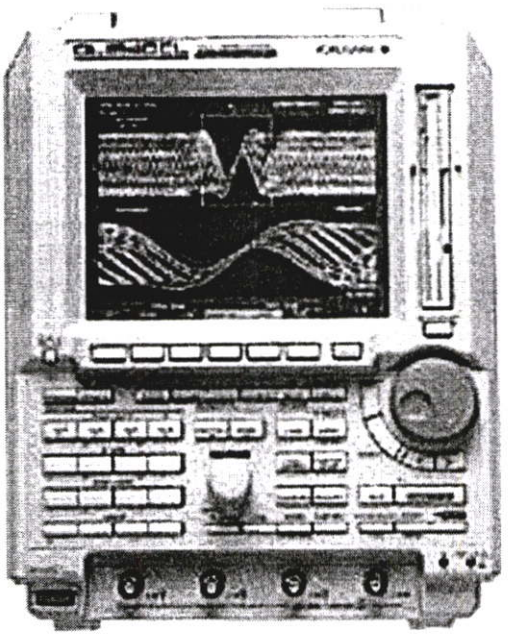
ชุดหม้อแปลงอินเตอร์เฟสและชุดหม้อแปลงวงจรช่วยไทริสเตอร์



มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

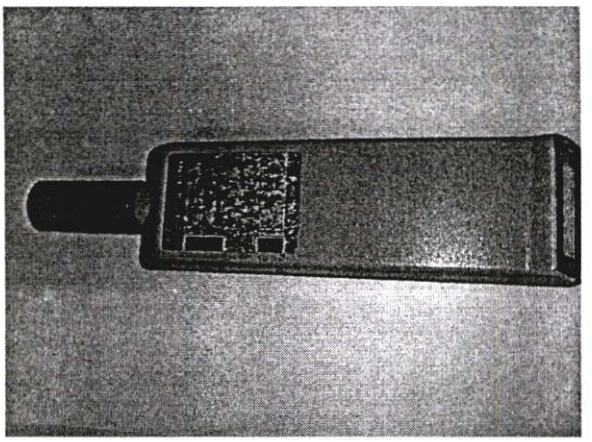


วงจรตรวจจับแรงดันและกระแสอินพุท



Digital Oscilloscope (YOKOGAWA)

DL1540C (4 Channel)



เครื่องวัดรอบ (YOKOGAWA Model 3631)

ภาคผนวก ข

เอกสารกำกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

SIEMENS

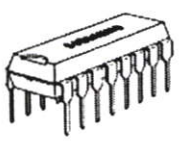
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range

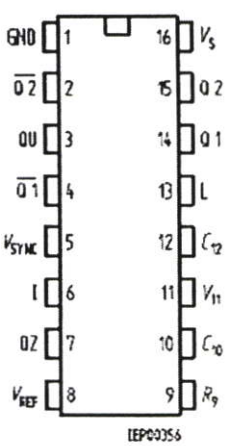


P-DIP-16-1

Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 ° and 180 °. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.



Pin Configuration
(top view)

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	$\overline{Q2}$	Output 2 inverted
3	Q U	Output U
4	$\overline{Q2}$	Output 1 inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	Q Z	Output Z
8	V_{REF}	Stabilized voltage
9	R_9	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V_S	Supply voltage

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_5). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11}, the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0° to 180°.

For every half wave, a positive pulse of approx. 30 µs duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12}. If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180° will result.

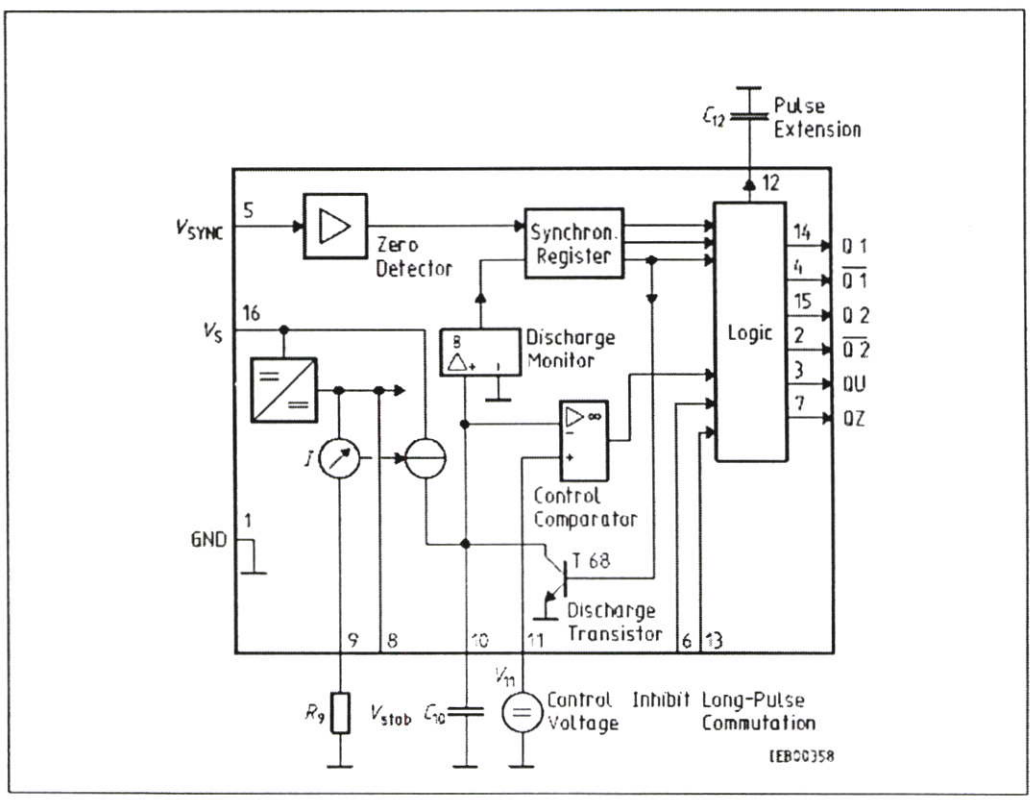
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of φ +180° which can be used for controlling an external logic,is available at pin 3.

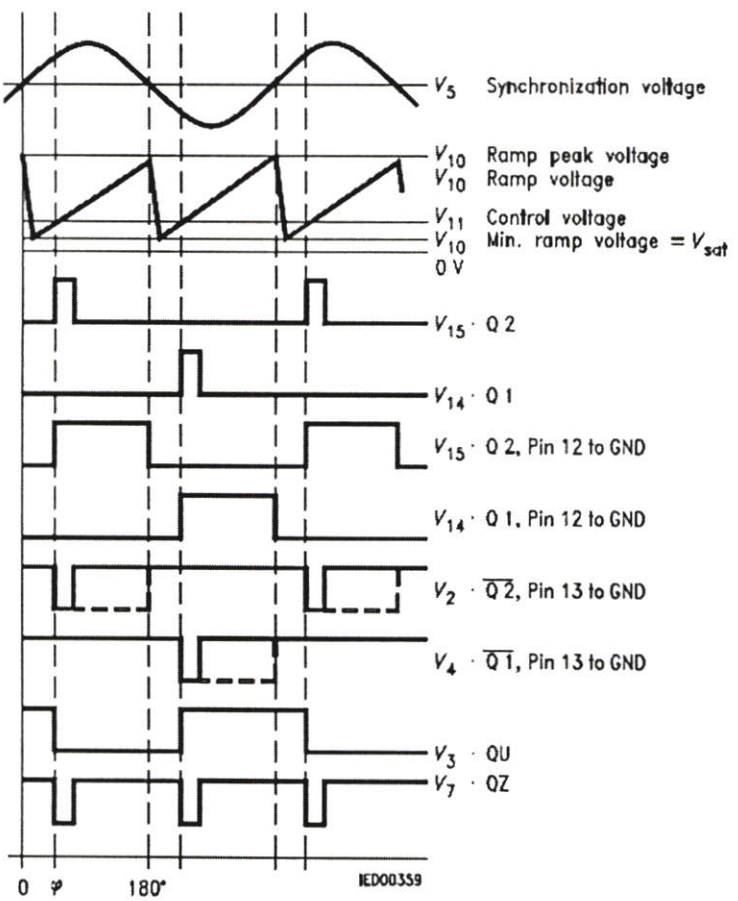
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

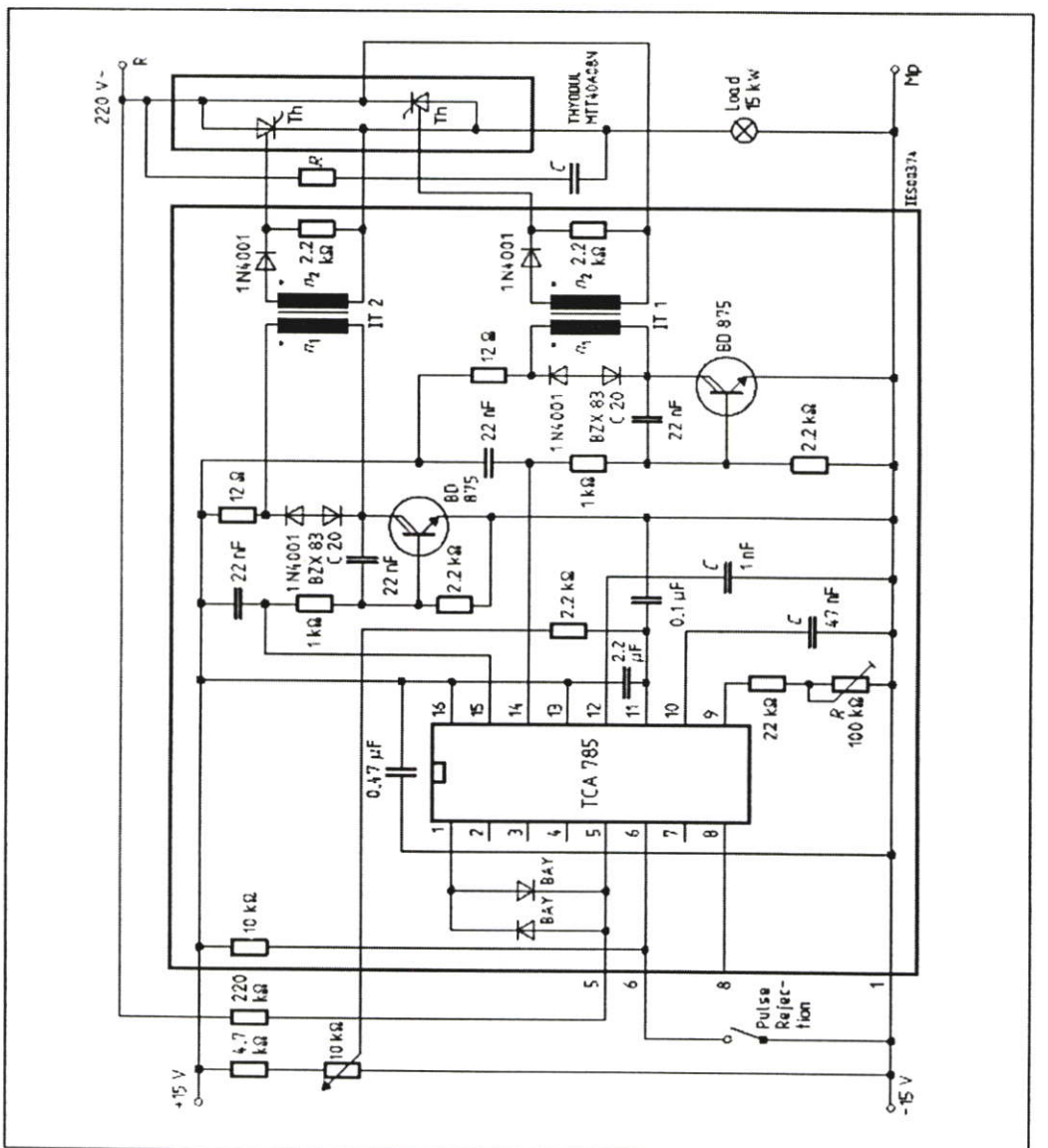
Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length (180° – φ).



Block Diagram



Pulse Diagram



Fully Controlled AC Power Controller Circuit for Two High-Power Thyristors

Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0° and 180° by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.

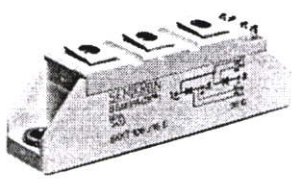
SEMIKRON

V_{RSM} V	V_{RRM} V_{DRM} V	$(dv/dt)_{cr}$ V/µs	I_{TRMS} (maximum value for continuous operation) 50 A; I_{TAV} (sin. 180; T_{case} = 68 °C) 32 A			
500	400	500	–	–	SKKH 26/04 D	–
700	600	500	SKKT 26/06 D	–	SKKH 26/06 D	SKKH 27/06 D
900	800	500	SKKT 26/08 D	SKKT 27/08 D[1]	SKKH 26/08 D	SKKH 27/08 D
1300	1200	1000	SKKT 26/12 E	SKKT 27/12 E[1]	SKKH 26/12 E	SKKH 27/12 E
1500	1400	1000	SKKT 26/14 E	SKKT 27/14 E[1]	SKKH 26/14 E	SKKH 27/14 E
1700	1600	1000	SKKT 26/16 E	SKKT 27/16 E[1]	SKKH 26/16 E	SKKH 27/16 E
1900	1800	1000	SKKT 26/18 E	–	–	SKKH 27/18 E

Symbol	Conditions		SKKT 26 SKKH 26	SKKT 27 SKKT 27B SKKH 27	Units
I_{TAV}	sin. 180;	T_{case} = 68 °C	32		A
		T_{case} = 85 °C	25		A
I_D	B2/B6	T_{amb} = 45 °C; P 3/180	38 / 50		A
		T_{amb} = 35 °C; P 3/180 F	60 / 77		A
I_{RMS}	W1/W3	T_{amb} = 45 °C; P 3/180	52 / 3 x 37		A
I_{TSM}	T_{vj} = 25 °C; 10 ms		550		A
	T_{vj} = 125 °C; 10 ms		480		A
i^2t	T_{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms		1 500		A^2s
	T_{vj} = 125 °C; 8,3 ... 10 ms		1 150		A^2s
t_{gd}	T_{vj} = 25 °C; I_G = 1 A				
		di_G/dt = 1 A/µs	1		µs
t_{gr}	$V_D = 0{,}67 \cdot V_{DRM}$		1		µs
$(di/dt)_{cr}$	T_{vj} = 125 °C		150		A/µs
t_q	T_{vj} = 125 °C		typ. 80		µs
I_H	T_{vj} = 25 °C; typ./max.		100 / 200		mA
I_L	T_{vj} = 25 °C; R_G = 33 Ω; typ./max.		250 / 400		mA
V_T	T_{vj} = 25 °C; I_T = 75 A		max. 1,8		V
$V_{T(TO)}$	T_{vj} = 125 °C		0,9		V
r_T	T_{vj} = 125 °C		12		mΩ
I_{DD}; I_{RD}	T_{vj} = 125 °C; $V_{RD} = V_{RRM}$				
		$V_{DD} = V_{DRM}$	max. 10		mA
V_{GT}	T_{vj} = 25 °C; d.c.		3		V
I_{GT}	T_{vj} = 25 °C; d.c.		150		mA
V_{GD}	T_{vj} = 125 °C; d.c.		0,25		V
I_{GD}	T_{vj} = 125 °C; d.c.		5		mA
R_{thjc}	cont.	per thyristor / per module	0,9 / 0,45		°C/W
	sin. 180		0,95 / 0,48		°C/W
	rec. 120		1,0 / 0,5		°C/W
R_{thch}			0,2 / 0,1		°C/W
T_{vj}			– 40 ... + 125		°C
T_{stg}			– 40 ... + 125		°C
V_{isol}	a. c. 50 Hz; r.m.s; 1 s/1 min		3600 / 3000		V~
M_1	to heatsink	SI (US) units	5 (44 lb. in.) ± 15 %[2]		Nm
M_2	to terminals	SI (US) units	3 (26 lb. in.) ± 15 %		Nm
a			5 · 9,81		m/s^2
w	approx.		95		g
Case	→ page B 1 – 95	SKKT 26: A 5; SKKH 26: A 6	SKKT 27: A 46; SKKT 27B: A 48; SKKH 27: A 47		

SEMIPACK® 1
Thyristor / Diode Modules

SKKT 26 **SKKH 26**
SKKT 27 **SKKH 27**
SKKT 27B



SKKT 26

SKKH 26

SKKT 27
SKKT 27B

SKKH 27

Features

- Heat transfer through aluminium oxide ceramic isolated metal baseplate
- Hard soldered joints for high reliability
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications

- DC motor control (e.g. for machine tools)
- AC motor soft starters
- Temperature control (e.g. for ovens, chemical processes)
- Professional light dimming (studios, theaters)

[1] Also available in SKKT 27B configuration (case A 48)
[2] See the assembly instructions

I:\Marketin\FRAMEDAT\datbl\B01-Sempacks\SKKTH26-27-27B.fm

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

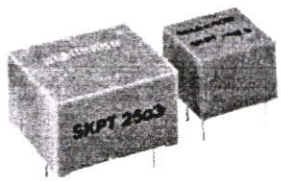
© by SEMIKRON

14.2 Pulse Transformers

Range of preferred types

Absolute Maximum Ratings		
Symbol	Conditions	Values
V_{ww}	Crest working voltage	400 ... 650 V
V_{isol}	A.C. rms; 1 minute, see table below [1]	2,5 ... 5 kV
T_{op}	Operating Temperature	– 40 ... + 85 °C
T_{stg}	Storage Temperature	– 50 ... + 90 °C

Pulse Transformers
SKPT 14 to SKPT 27



Characteristics [2]

Types • New Type	N_p/N_s s	$\int Vdt$ µVs	R_p Ω	R_s Ω	L_p mH	L_{ss} µH	C_{ps} pF	I_M mA	t_r µs	R_L Ω	V_{ww} V	V_{isol} kV	Winding conf
SKPT 14b2,5	1:1:1	250	0,86	0,86	1,8	85	10	150	2	80	500	4	B
SKPT 14k2,5	1:1:1	250	0,86	0,86	1,8	85	10	150	2	80	500	4	C
SKPT 14c2,5	2:1	250	1,6	0,86	7,5	400	12	150	2,5	80	500	4	D
SKPT 14a3	1:1	350	1,25	1,25	2,8	135	12	150	2,5	80	500	4	A
SKPT 14i3	1:1	350	1,25	1,25	2,8	135	12	150	2,5	80	500	4	D
SKPT 14g3	2:1:1	330	3,5	1,6	11	148	10	150	5	80	500	4	B
SKPT 14c3,5	2:1	350	3,5	2,4	13,5	82	9	150	2,5	80	500	4	D
SKPT 14i5	1:1	500	2,7	2,7	5,5	75	10	150	2,5	80	500	4	D
SKPT 14k6	1:1:1	600	2,8	2,8	9	290	10	150	2,5	80	500	4	C
SKPT 25j2	1:2:2	200	0,8	1,6	0,9/1,6	30/60	7	250	1,5	47	500	5	H
SKPT 25a3	1:1	300	0,55	0,55	2	45	8	250	1,5	47	500	4	A
SKPT 25b3	1:1:1	300	0,55	0,55	2	48	9	250	1,5	47	500	4	B
SKPT 25e3	3:1:1	300	1,7	0,55	15	300	10	250	1,5	47	500	4	B
SKPT 25h3	1:1:1:1	300	0,55	0,55	2	48	9	250	1,5	47	500	4	C
SKPT 25k3/650	1:1:1	300	0,55	0,55	2	38	9	250	1,5	47	650	4	F
SKPT 25m3	1:1	300	0,55	0,55	1,8	105	7	250	1,5	47	1000	6	G
SKPT 25n3	3:1	300	1,7	0,55	15	870	7	250	1,5	47	1000	6	G
SKPT 25p3/650	3:1:1	300	1,7	0,55	15	300	10	250	1,5	47	650	4	F
SKPT 25a4	1:1	400	0,6	0,6	4	50	10	250	2	47	500	4	A
SKPT 25b4	1:1:1	400	0,6	0,6	4	52	10	250	2	47	500	4	B
SKPT 25g4	2:1:1	400	2,3	1,1	9/15	260/490	7	250	1,5	47	500	5	H
SKPT 25a5	1:1	500	1	1	5,5	85	11	100 250	1,1 3	100 47	500	4	A

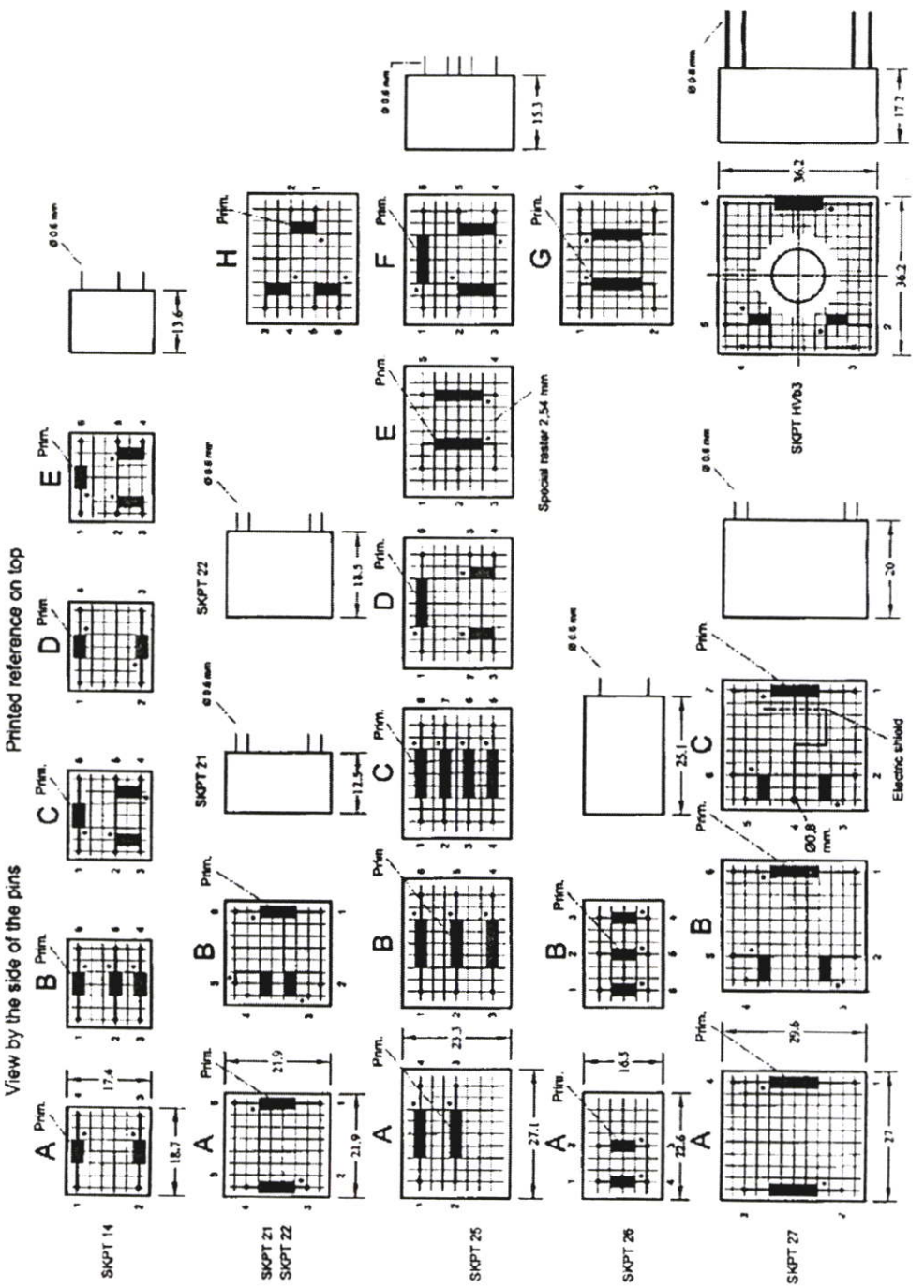
continued on next page

[1] Material used is according to UL94-V0. Isolation test and pin distance according to IEC 60664-1(1992); (VDE 0110-1:1997-4)
[2] Explanations see Chapter A, Section 14.2

© by SEMIKRON

SEMIKRON

Winding Configurations and Dimensions in mm
2,5 mm grid



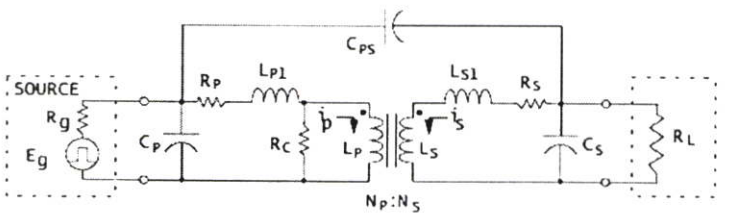
© by SEMIKRON

PULSE TRANSFORMERS

TRANSFORMER EQUIVALENT CIRCUIT:

The influences of a transformer's parameters can best be understood by considering the equivalent circuit in below.

This circuit shows a typical output pulse waveform. Assuming that this output pulse is the result of injecting an ideal rectangular input pulse, one can see that a number of parameters are distorted. Overshoot, droop, back swing, rise time, etc. appear as unwanted signal distortion on the output pulse. Assuming the pulse transformer is properly matched and the source is delivering an ideal rectangular pulse, the transformer should have low values of leakage inductance and distributed capacitance while having a high open circuit inductance. This will limit the deterioration of the pulse shape. Also, the fact that the source will never produce an ideal rectangular pulse adds to the problems of distortion.



Transformer Equivalent Circuit.

Where:

R_g = Internal resistance of the driving source.
E_g = Open circuit source voltage.
R_P = DC Resistance of the primary winding.
R_S = DC Resistance of the secondary winding.
R_L = Load Resistance on the secondary winding.
R_C = Core losses expressed as a shunt resistance in parallel with the primary windings.
C_P = Primary shunt and distributed capacitance.
C_S = Secondary shunt and distributed capacitance.
C_{PS} = Primary-to-Secondary capacitance (inter-winding capacitance).
L_P = Primary inductance that is mutually coupled to the secondary.
L_S = Secondary inductance that is mutually coupled to the primary.
L_{P1} = Primary inductance that does not link the secondary (Primary leakage inductance).
L_{S1} = Secondary inductance that does not link the primary (Secondary leakage inductance).
i_P = Current in the primary turns.
i_S = Current in the secondary turns.
N_p = Number of turns on the primary.
N_S = Number of turns on the secondary.

National Semiconductor

February 2000

LM555
Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

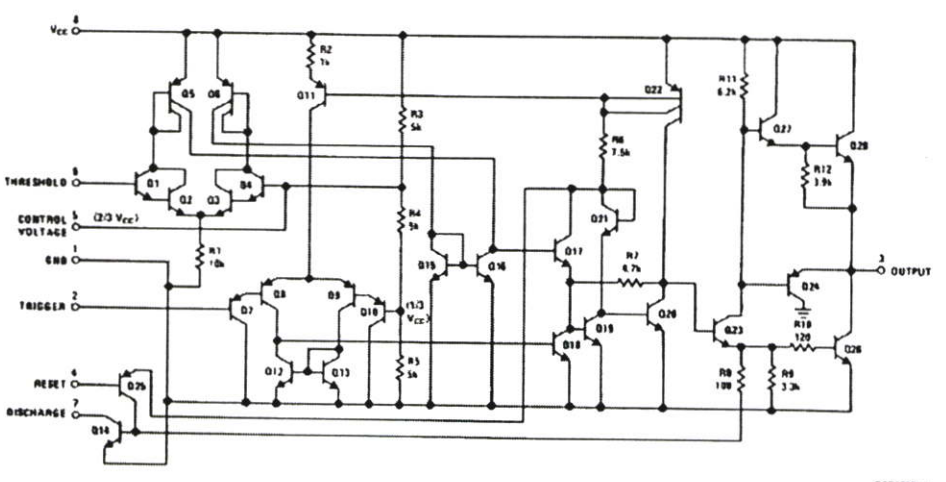
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

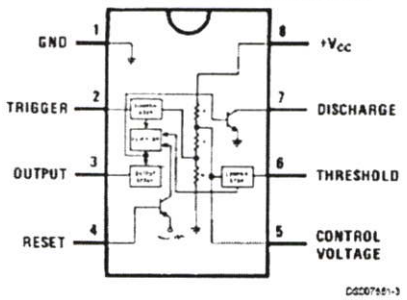
Schematic Diagram



© 2000 National Semiconductor Corporation

Connection Diagram

Dual-In-Line, Small Outline
and Molded Mini Small Outline Packages



Top View

Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Rails	M08A
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LM555CMMX	Z55	3.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Rails	N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages	
(SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

(T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	V_{CC} = 5V, R_L = ∞		3	6	mA
	V_{CC} = 15V, R_L = ∞ (Low State) (Note 4)		10	15	mA
Timing Error, Monostable					
Initial Accuracy			1		%
Drift with Temperature	R_A = 1k to 100kΩ, C = 0.1μF, (Note 5)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	R_A, R_B = 1k to 100kΩ, C = 0.1μF, (Note 5)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		x V_{CC}
Trigger Voltage	V_{CC} = 15V		5		V
	V_{CC} = 5V		1.67		V
Trigger Current			0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V_{CC} = 15V	9	10	11	V
	V_{CC} = 5V	2.6	3.33	4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	V_{CC} = 15V, I_7 = 15mA		180		mV
Output Low	V_{CC} = 4.5V, I_7 = 4.5mA		80	200	mV

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)

(T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	V_{CC} = 15V				
	I_{SINK} = 10mA		0.1	0.25	V
	I_{SINK} = 50mA		0.4	0.75	V
	I_{SINK} = 100mA		2	2.5	V
	I_{SINK} = 200mA		2.5		V
	V_{CC} = 5V				
	I_{SINK} = 8mA				V
	I_{SINK} = 5mA		0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	I_{SOURCE} = 200mA, V_{CC} = 15V		12.5		V
	I_{SOURCE} = 100mA, V_{CC} = 15V	12.75	13.3		V
	V_{CC} = 5V	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 106°C/W (DIP), 170°C/W (S0-8), and 204°C/W (MSOP) junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.

Note 5: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.

Note 6: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_B$) is 20MΩ.

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

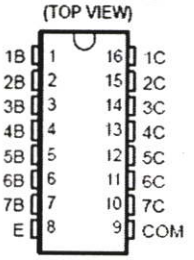
Note 8: Refer to RETS555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

ULN2003AI
HIGH-VOLTAGE, HIGH-CURRENT DARLINGTON TRANSISTOR ARRAY

SLRS054A – JULY 2003 – REVISED MARCH 2004

- **500-mA-Rated Collector Current (Single Output)**
- **High-Voltage Outputs . . . 50 V**
- **Output Clamp Diodes**
- **Inputs Compatible With Various Types of Logic**
- **Relay-Driver Applications**

D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description/ordering information

The ULN2003AI is a high-voltage, high-current Darlington transistor array. This device consists of seven npn Darlington pairs that feature high-voltage outputs with common-cathode clamp diodes for switching inductive loads. The collector-current rating of a single Darlington pair is 500 mA. The Darlington pairs can be paralleled for higher current capability. Applications include relay drivers, hammer drivers, lamp drivers, display drivers (LED and gas discharge), line drivers, and logic buffers.

The ULN2003AI has a 2.7-kΩ series base resistor for each Darlington pair for operation directly with TTL or 5-V CMOS devices.

ORDERING INFORMATION

T_A	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
−40°C to 105°C	PDIP (N)	Tube of 425	ULN2003AIN	ULN2003AIN
	SOIC (D)	Tube of 40	ULN2003AID	ULN2003AI
		Reel of 2500	ULN2003AIDR	

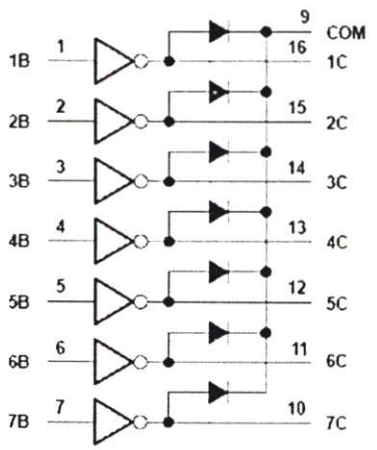
† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

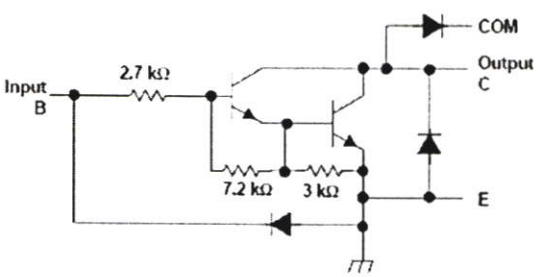
PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated

logic diagram



schematics (each Darlington pair)



All resistor values shown are nominal.

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†

Collector-emitter voltage ..... 50 V
Clamp diode reverse voltage (see Note 1) ..... 50 V
Input voltage, V_I (see Note 1) ..... 30 V
Peak collector current (see Notes 2 and 4) ..... 500 mA
Output clamp current, I_{OK} ..... 500 mA
Total emitter-terminal current ..... −2.5 A
Operating free-air temperature range, T_A ..... −40°C to 105°C
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3): D package ..... 73°C/W
N package ..... 67°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J ..... 150°C
Storage temperature range, T_{stg} ..... −65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTES: 1. All voltage values are with respect to the emitter/substrate terminal E, unless otherwise noted.
2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JA}, and T_A. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

electrical characteristics, T_A = 25°C

PARAMETER		TEST FIGURE	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{I(on)}$	On-state input voltage	5	V_{CE} = 2 V	I_C = 200 mA			2.4	V
				I_C = 250 mA			2.7	
				I_C = 300 mA			3	
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	4	I_I = 250 µA,	I_C = 100 mA		0.9	1.1	V
			I_I = 350 µA,	I_C = 200 mA		1	1.3	
			I_I = 500 µA,	I_C = 350 mA		1.2	1.6	
I_{CEX}	Collector cutoff current	1	V_{CE} = 50 V,	I_I = 0			50	µA
V_F	Clamp forward voltage	7	I_F = 350 mA			1.7	2	V
$I_{I(off)}$	Off-state input current	2	V_{CE} = 50 V,	I_C = 500 µA,	50	65		µA
I_I	Input current	3	V_I = 3.85 V			0.93	1.35	mA
I_R	Clamp reverse current	6	V_R = 50 V				50	µA
C_i	Input capacitance		V_I = 0,	f = 1 MHz		15	25	pF

electrical characteristics, T_A = –40°C to 105°C

PARAMETER		TEST FIGURE	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{I(on)}$	On-state input voltage	5	V_{CE} = 2 V	I_C = 200 mA			2.7	V
				I_C = 250 mA			2.9	
				I_C = 300 mA			3	
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	4	I_I = 250 µA,	I_C = 100 mA		0.9	1.2	V
			I_I = 350 µA,	I_C = 200 mA		1	1.4	
			I_I = 500 µA,	I_C = 350 mA		1.2	1.7	
I_{CEX}	Collector cutoff current	1	V_{CE} = 50 V,	I_I = 0			100	µA
V_F	Clamp forward voltage	7	I_F = 350 mA			1.7	2.2	V
$I_{I(off)}$	Off-state input current	2	V_{CE} = 50 V,	I_C = 500 µA	30	65		µA
I_I	Input current	3	V_I = 3.85 V			0.93	1.35	mA
I_R	Clamp reverse current	6	V_R = 50 V				100	µA
C_i	Input capacitance		V_I = 0,	f = 1 MHz		15	25	pF

switching characteristics, T_A = 25°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	Propagation delay time, low- to high-level output	See Figure 8			0.25	1	µs
t_{PHL}	Propagation delay time, high- to low-level output	See Figure 8			0.25	1	µs
V_{OH}	High-level output voltage after switching	V_S = 50 V, See Figure 9	I_O = 300 mA,	V_S–20			mV

switching characteristics, T_A = –40°C to 105°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	Propagation delay time, low- to high-level output	See Figure 8			1	10	µs
t_{PHL}	Propagation delay time, high- to low-level output	See Figure 8			1	10	µs
V_{OH}	High-level output voltage after switching	V_S = 50 V, See Figure 9	I_O = 300 mA,	V_S–50			mV

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

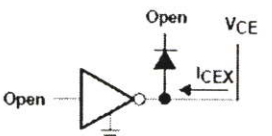


Figure 1. I_{CEX} Test Circuit

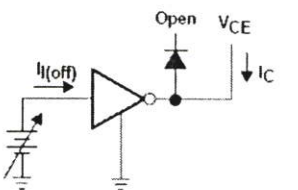


Figure 2. $I_{I(off)}$ Test Circuit

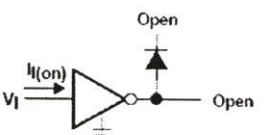
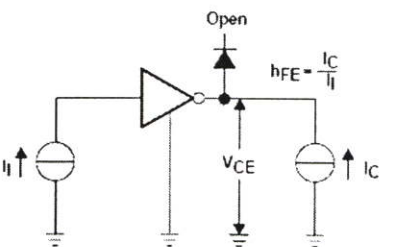


Figure 3. I_I Test Circuit



NOTE: I_I is fixed for measuring $V_{CE(sat)}$, variable for measuring h_{FE}.

Figure 4. h_{FE}, $V_{CE(sat)}$ Test Circuit

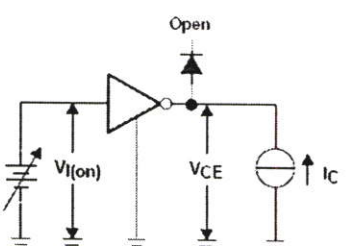


Figure 5. $V_{I(on)}$ Test Circuit

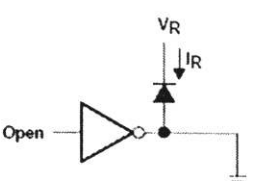


Figure 6. I_R Test Circuit

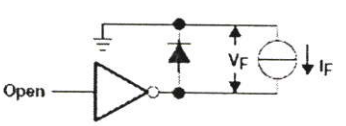


Figure 7. V_F Test Circuit

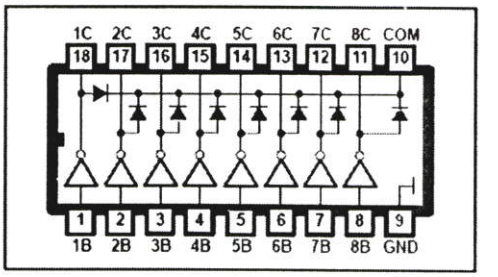
ULN2804A
DARLINGTON TRANSISTOR ARRAY

SLLS311 – JUNE 1998

HIGH-VOLTAGE, HIGH-CURRENT DARLINGTON TRANSISTOR ARRAY

- 500-mA-Rated Collector Current (Single Output)
- High-Voltage Outputs . . . 50 V
- Output Clamp Diodes
- Inputs Compatible With Various Types of Logic
- Relay Driver Applications
- Compatible With ULN2800A-Series

N DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)



description

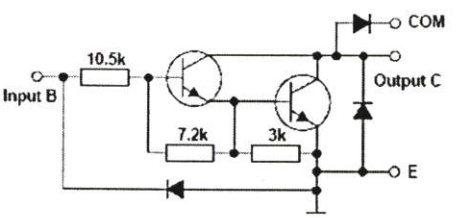
The ULN2804A is a monolithic high-voltage, high-current Darlington transistor array, comprising eight npn Darlington pairs. All units feature high-voltage outputs with common-cathode clamp diodes for switching inductive loads. The collector-current rating of each Darlington pair is 500 mA. Outputs and inputs can each be paralleled for higher current capability.

Applications include relay drivers, hammer drivers, lamp drivers, display drivers (LED and gas discharge), line drivers, and logic buffers.

The ULN2804A has an approximate 10.5-kΩ series input resistor to allow its operation directly from CMOS or PMOS, utilizing supply voltages of 6 to 15 volts.

The ULN2804A is characterized for operation from –20°C to 85°C.

schematic (each Darlington pair)



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ULN2804A
DARLINGTON TRANSISTOR ARRAY

SLLS311 – JUNE 1998

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Collector-emitter voltage ..... 50 V
Input voltage (see Note 1) ..... 30 V
Continuous collector current ..... 500 mA
Output clamp diode current ..... 500 mA
Total substrate-terminal current ..... –2.5 A
Continuous dissipation (total package) at (or below) 25°C free air temperature (see Note 2) ..... 1150 mW
Operating free-air temperature range ..... –20°C to 85°C
Storage temperature range ..... –65°C to 150°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds ..... 260°C

NOTES: 1. All voltages values, unless otherwise noted, are with respect to the emitter/substrate terminal E.
2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to the Dissipation Derating Curves in the Thermal Information section.

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST FIGURE	TEST CONDITIONS		ULN2804A MIN	ULN2804A TYP	ULN2804A MAX	UNIT
I_{CEX}	Collector cutoff current	1	V_{CE} = 50 V,	I_I = 0			50	µA
		2	T_A = 70°C, V_I = 1 V, V_{CE} = 50 V				500	
$I_{I(off)}$	Off-state input current	3	V_{CE} = 50 V, I_C = 500 µA, T_A = 70°C		50	65		µA
$I_{I(ON)}$	Input current	4	V_I = 3.85 V					mA
			V_I = 5 V			0.35	0.5	
			V_I = 12 V			1.0	1.45	
$V_{I(on)}$	On-state input voltage	6	V_{CE} = 2 V,	I_C = 125 mA			5	V
			V_{CE} = 2 V,	I_C = 200 mA			6	
			V_{CE} = 2 V,	I_C = 250 mA				
			V_{CE} = 2 V,	I_C = 275 mA			7	
			V_{CE} = 2 V,	I_C = 300 mA				
			V_{CE} = 2 V,	I_C = 350 mA			8	
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	5	I_I = 250 µA,	I_C = 100 mA		0.9	1.1	V
			I_I = 350 µA,	I_C = 200 mA		1.0	1.3	
			I_I = 500 µA,	I_C = 350 mA		1.3	1.6	
I_R	Clamp-diode reverse current	7	V_R = 50 V				50	µA
V_F	Clamp-diode forward voltage	8	I_F = 350 mA			1.7	2	V
C_i	Input capacitance		V_I = 0 V,	f = 1 MHz		15	25	pF

switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{PLH}	Propagation delay time, low- to high-level output	See Figure 9		0.25	1	µs
t_{PHL}	Propagation delay time, high- to low-level output			0.25	1	µs
V_{OH}	High-level output voltage after switching	V_S = 50 V, I_O = 300 mA, See Figure 10	V_S – 20			mV

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

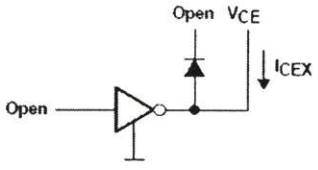


Figure 1. I_{CEX}

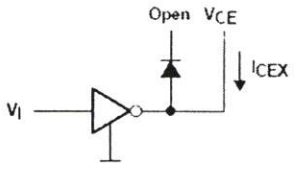


Figure 2. I_{CEX}

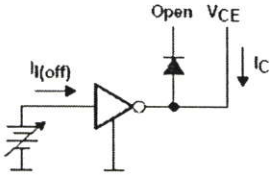


Figure 3. $I_{I(off)}$

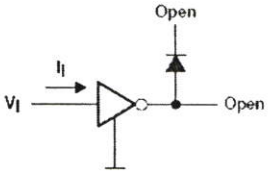


Figure 4. $I_{I(on)}$

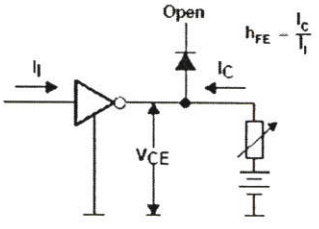


Figure 5. h_{FE}, $V_{CE(sat)}$

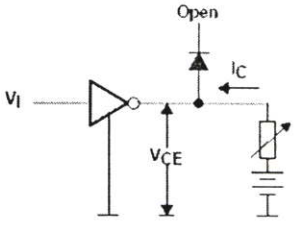


Figure 6. $V_{I(on)}$

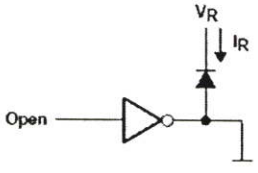


Figure 7. I_R

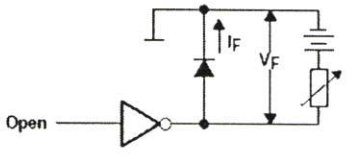


Figure 8. V_F

ภาคผนวก ค
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ENGINEERING

ปีที่ 22 ฉบับที่ 4 ธันวาคม 2548

1. Self-Organizing Map หลายลำดับขั้นสำหรับการตรวจจับการบุกรุก 1
สุรพล โรจนประดิษฐ เอื้อน ปิ่นเงิน

2. การจัดกลุ่มโหนดใน Self-Organizing Map โดยใช้เจเนติกอัลกอริทึม 7
กสานติ์ ศรีกุลนาถ พรเทพ โรจนวสุ ไพฑูรย์ ศรีนิล เอื้อน ปิ่นเงิน

3. การวิเคราะห์โครงสร้างการเชื่อมต่อบน IPv6 ภายในองค์กรและการประยุกต์ใช้งาน 13
สุริยา เจริญชูติถาวร กอบชัย เตชหาญ

4. การออกแบบและสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าแรงสูงความถี่สูงขนาด 20 kV 2 mA 19
กิตติพงษ์ ตันมิตร อำนาจ สุชศรี ชัยพร อัคโคตร

5. การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสเบรีดจี 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท และกระแสอินพุท 25
สกล กลิ่นหรั่น วิจิตร กิณเรศ

6. ผลกระทบของน้ำยาเคมี และน้ำ DI ที่มีต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของหัวอ่าน-เขียนข้อมูล 31
สมเกียรติ ปราภา วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง ลัดดาวัลย์ สุภาศิ

7. การสังเคราะห์คาร์บอนนาโนทิวป์ด้วยวิธี CVD แบบขดลวดความร้อนที่ความดัน 1 บรรยากาศ โดยใช้แอลกอฮอร์ และไนโตรเจนเป็นก๊าซพาหะ 36
ณรงวรรษ กสิกรุ่งโรจน์ ปฏิคม ศรีชมพล สุธีชัย ชัยสิทธิศักดิ์

8. วงจรกำเนิดฟังก์ชันเอ็กซ์โพแนนเชียลทำงานในโหมดกระแสใช้แรงดันต่ำด้วยเทคโนโลยีซีมอส 42
มนตรี คำเงิน รัฐพล บุญมา กอบชัย เตชหาญ

9. วงจรบวกทางเวกเตอร์นลายหน้าที่ด้วยซีมอส 46
มนตรี คำเงิน ลมกฤช ไกมลเจิดศิริ กอบชัย เตชหาญ

10. ผลกระทบของเครือข่ายที่ใช้ชุดควบคุมหลักสั่งการชุดควบคุมย่อยเพียงชุดควบคุมเดียวของระบบแจ้งเหตุเพลิงไหม้ 52
วิลิตต์ แก้วไพรเทียม กอบชัย เตชหาญ

11. การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-QPSK CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิ 57
เกรียงวุฒิ จรภักดี กอบชัย เตชหาญ

การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสเอซี/ดีซี 6 พัลส์ คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทและกระแสอินพุท

Design and Analysis of a 6-Pulse Converter with Improved Output Voltage and Input Current Wave-Shapes

นายสกล กลิ่นหรั่น วิจิตร กิณเรศ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรียงกระแสเอซี/ดีซี 6 พัลส์ คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทและกระแสอินพุท โดยใช้วงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่มีวงจรไทริสเตอร์ช่วย ต่อเข้ากับแทปหม้อแปลงอินเตอร์เฟส โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อช่วยในการกำจัด ฮาร์มอนิก ของกระแสทางด้านอินพุท และการเพิ่มจำนวนพัลส์ แรงดันทางด้านเอาท์พุท โดยการกำหนดมุมนำกระแสให้กับไทริสเตอร์ ซึ่งในหลักการที่จะนำเสนอนี้จะมีโครงสร้างที่ง่าย ด้วยการใช้ชุดอุปกรณ์ไทริสเตอร์ทั้งหมด 8 ตัว และในงานวิจัยยังได้มีการออกแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อยืนยันความถูกต้อง การทำงานของวงจรพร้อมด้วยผลการทดลอง

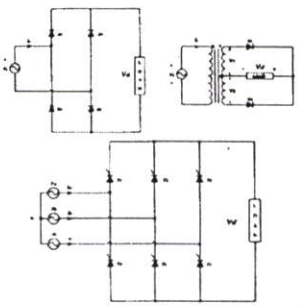
Abstract

This paper presents the design and analysis of a 6-pulse converter with improved output voltages and input current wave-shapes using a conventional three-phase full bridge converter having auxiliary thyristors connected to taps on the interphase transformer. The objective of this study is to multiply the pulse number and eliminate the harmonic input current by controlling the firing angle of thyristors. The proposed structure is simple with 8 thyristors. Designed circuit simulation using MATLAB/SIMULINK is also given in order to verify circuit operations together with experimental results.

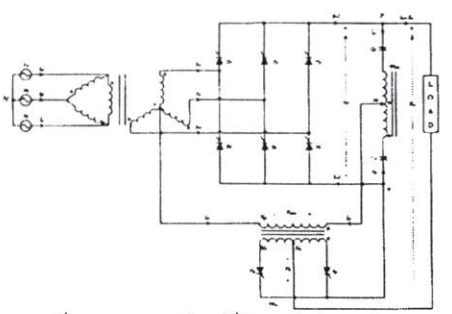
1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้การใช้ระบบกำลังไฟฟ้ากระแสตรงได้มีการใช้อย่างแพร่หลาย เพราะมีค่ากำลังงานที่สม่ำเสมอคงที่ไม่แปรเปลี่ยนไปตามเวลาทำให้มีความสามารถส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าสูงสุด เมื่อเทียบกับระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ[1] และสามารถนำไปใช้ในอุปกรณ์ไฟฟ้าในโรงงานอุสาหกรรม เช่นระบบควบคุมมอเตอร์[2] ระบบการควบคุมความร้อน ระบบส่งผ่านพลังงาน(HVDC) เป็นต้น ซึ่งการแปลงระบบไฟฟ้ากระแสสลับ ให้เป็นระบบไฟฟ้ากระแสตรง นั้นมีอยู่หลากหลายวิธีด้วยกัน เช่นวงจรเรียงกระแส 1 เฟสโดยใช้ไดโอดแบบเต็มคลื่น วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบควบคุมเฟส ดังรูปที่ 1 เป็นต้น ซึ่งวงจรเรียงกระแสเหล่านี้ก่อให้เกิดฮาร์มอนิกปะปนเข้ามา กับกระแสด้านเข้าของวงจร ยกตัวอย่างเช่นวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้อุปกรณ์ไทริสเตอร์เรียงกระแส จะมีกระแสไหลผ่านก็ต่อเมื่อขนาดของแรงดันทางด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสมีค่ามากกว่าแรงดันทางด้านออก ส่งผลให้รูปคลื่นของกระแสทางด้านเข้าผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ กระแสฮาร์มอนิกนี้เองจะเข้าไปสร้างปัญหา โดยการเข้าไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆในระบบ และได้มีงานวิจัยอยู่หลายวิธีด้วยกันที่ต้องการลดค่าฮาร์มอนิก ทางด้านกระแสอินพุท โดยให้รูปคลื่นใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์มากที่สุด และลดขนาดริปเปิ้ลของแรงดันทางด้านเอาท์พุท

ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนอ เทคนิคการออกแบบการสร้างและการจำลองระบบ โดยแบ่งเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนที่ 1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบเต็มคลื่น ชนิด 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ เชื่อมต่อกับส่วนที่ 2 วงจรไทริสเตอร์ช่วยโดยใช้หม้อแปลงอินเตอร์เฟส[3] ช่วยในการสวิตช์ซึ่งเพื่อเพิ่มจำนวนพัลส์[4] โดยใช้ไทริสเตอร์(SCR) ทำหน้าที่ควบคุมมุมนำกระแส จากรูปที่ 2 จะเห็นได้ว่าการออกแบบไม่ซับซ้อนมากนัก และสามารถที่จะลดฮาร์มอนิกทางด้านกระแสอินพุท[4],[5] และช่วยให้การเกิดริปเปิ้ลที่แรงดันเอาท์พุทน้อยลง ในส่วนของหม้อแปลงอินเตอร์เฟส $T_{F_{INT}}$ จะเป็นตัวคูคชับแรงดันที่แตกต่างระหว่างคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ส่วน ที่เกิดอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแส 1 เฟสโดยใช้ไดโอดแบบเต็มรูปคลื่นและวงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบควบคุมเฟส



รูปที่ 2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงแรงดันเอาท์พุท และกระแสอินพุท

2. การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

จากวงจรรูปที่ 2 แสดงถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท และกระแสอินพุท ซึ่งจะเพิ่มในส่วนที่ 2 คือวงจรไทริสเตอร์ช่วยที่เชื่อมต่ออยู่กับหม้อแปลง $T_{F_{INT}}$ ซึ่งจะต่อระหว่างแทปของหม้อแปลงอินเตอร์เฟส $T_{F_{INT}}$ (เพื่อช่วยในการฉีดกระแส i_x) และต่อเข้ากับจุดนิวตรอนของหม้อแปลง 3 เฟส แบบสตาร์ส่วนของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ V_d จะเพิ่มในส่วนของตัวเก็บประจุ C_p และ C_n เพื่อช่วยในการลดค่าริปเปิ้ล โดยสมมติให้ค่าริปเปิ้ลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าน้อยและกำหนดให้ C ทั้ง 2 ตัวมีค่าการเก็บประจุมากๆ กระแส i_x ที่มาจากหม้อแปลงอินเตอร์เฟส $T_{F_{INT}}$ เมื่อไหลเข้าสู่วงจรไทริสเตอร์ช่วยที่เชื่อมต่ออยู่กับหม้อแปลง $T_{F_{INT}}$ จะสร้างแรงดัน V_{INT}

Ladkrabang Engineering Journal, Vol. 22, No. 4, December 2005

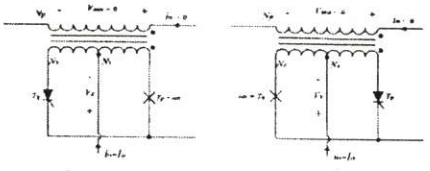
ทางด้านขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งจะมีลักษณะสัญญาณรูปคลื่นแรงดัน V_{ac} เป็นรูปคลื่นแบบฟันเลื่อยจากรูปที่ 4 แรงดัน V_{ac} หาได้จากสมการที่ (1) ขณะที่กระแส i_a จะได้รูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม จากรูปที่ 4 หาได้จากสมการที่ (2) โดยกำหนดมุมนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ส่วน ให้เท่ากับ 30° จากรูปที่ 2 เมื่อมีการทำงานตามวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่ T_p, T_1 นำกระแสทำให้มีกระแส i_{a1} ไหลเข้าจุด p และถูกแบ่งกระแสที่ i_p และ i_q เมื่อ i_q ไหลเข้าทางด้านขั้วบวกของโหลด และไหลออกที่ขั้วลบ โดยจะไหลเข้าทางหม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วยในขณะที่แรงดัน V_{ac} เป็นแรงดันทางด้านบวกก็จะทำให้ T_p นำกระแสจะมีกระแสไหลออกจากจุด q และก็จะถูกแบ่งกระแสเป็น i_{a2} และ i_q เพื่อที่จะสร้างสัญญาณพัลส์เพิ่มในทางกลับกันที่ T_1, T_2 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลออก i_{a1} ไหลเข้าจุด p และถูกแบ่งกระแสที่ i_p เมื่อ i_a ไหลเข้าทางด้านขั้วบวกของโหลดและไหลออกที่ขั้วลบ โดยให้ไหลเข้าทางหม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วยเมื่อแรงดัน V_{ac} เป็นแรงดันทางด้านลบก็จะให้ T_q นำกระแสเพื่อที่จะสร้างพัลส์เพิ่ม ดังนั้นการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในช่วงเวลาต่อไป ก็จะมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกัน

$$V_{ac} = V_{an} - \frac{V_d}{2} \qquad (1)$$

$$i_a = I_a \frac{N_1}{N_p} \quad \text{และ} \quad i_a = -I_a \frac{N_1}{N_p} \qquad (2)$$

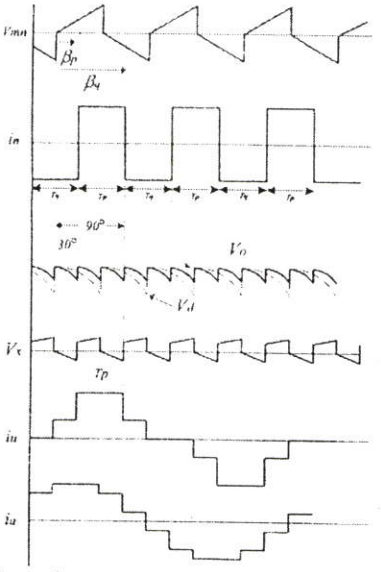
กำหนดให้ α แทนมุมนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 1 และ β_p, β_q แทนมุมนำกระแสของวงจรช่วยไทริสเตอร์คอนเวอร์เตอร์ในส่วนที่ 2 จากรูปที่ 3 ถ้าแรงดัน V_{ac} เป็นบวก ($V_{ac} > 0$) ไทริสเตอร์ T_p จะนำกระแส ส่วน T_q จะหยุดนำกระแส ขณะเดียวกันถ้าแรงดัน V_{ac} เป็นลบ ที่ ($V_{ac} < 0$) ไทริสเตอร์ T_q จะนำกระแส ส่วน T_p จะหยุดนำกระแส

กระแส i_p และ i_q ทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้จากสมการที่ (3) ส่วนกระแส i_a, i_b, i_c จะเป็นกระแสทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่หม้อแปลงแบบเดลต้า-สตาร์ สามารถวิเคราะห์หาค่าของกระแสที่ไหลรวมกับของกระแส i_a ได้จากสมการที่ (4-5)



รูปที่ 3 แสดงการทำงานของไทริสเตอร์ T_p, T_q

$$i_p = i_q = \frac{I_a}{2} \qquad (3)$$



รูปที่ 4 รูปคลื่นสัญญาณตามทฤษฎีจากวงจรในรูปที่ 2 โดยการกำหนดมุม $\alpha = 30°$ และ $\beta_p = 30°$, $\beta_q = 90°$

$$\begin{aligned} i_{ap} &= a i_a + \frac{i_a}{3} \\ i_{bp} &= a i_b + \frac{i_b}{3} \\ i_{cp} &= a i_c + \frac{i_c}{3} \end{aligned} \qquad (4)$$

ดังนั้น

$$i_a = i_{a1} - i_{a2} \quad (5)$$

กระแสทางเอาท์พุท i_{a1} และ i_{a2} ที่เชื่อมต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 1 และวงจรไทริสเตอร์ช่วย ในส่วนที่ 2 ได้จากสมการที่ (6)

$$i_{a1} = I_a + \frac{i_a}{2}$$
$$i_{a2} = I_a - \frac{i_a}{2} \quad (6)$$

กระแสทางด้านอินพุทจะขึ้นอยู่กับการนิคกระแส i_a และอัตราส่วน a ของหม้อแปลงวงจรไทริสเตอร์ช่วยที่ $a = (N_p/N_s)$ กำหนดที่ 1:1 และที่อัตราส่วน k ของหม้อแปลงอินเตอร์เฟส $k = (N_p/N_s)$ กำหนดที่ 2:1 เมื่อกำหนดให้คอนเวอร์เตอร์ส่วนที่ 1 มุมนำกระแส α = 30° การคิดมุมนำกระแสวงจรไทริสเตอร์ช่วยในส่วนที่ 2 ที่มุม β_p และ β_q จะได้ว่า $\beta_p = \alpha$ และ $\beta_q = \alpha + 60°$ ดังนั้นจากรูปที่ 4 ที่ β_p = 30° และ β_q = 90° ในส่วนของแรงดัน V_d เท่ากับการทำงานแบบ 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์

แรงดัน V_d เป็นแรงดันที่ตกคร่อมไทริสเตอร์ T_p, T_q ส่วนแรงดันทางด้านเอาท์พุท V_o จะถูกเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_d จะสังเกตได้ว่ารูปคลื่นสัญญาณของแรงดันเอาท์พุทมีลักษณะเป็น 12 พัลส์ และรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุท จะมีลักษณะเข้าใกล้ไซน์ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการทำงานจะมีลักษณะเป็น 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งแสดงอยู่ในรูปที่ 4 ดังนั้นที่แรงดันของ V_o และ V_1 จะหาได้จากสมการที่ (7-9)

$$V_o = V_d + V_1 \quad (7)$$

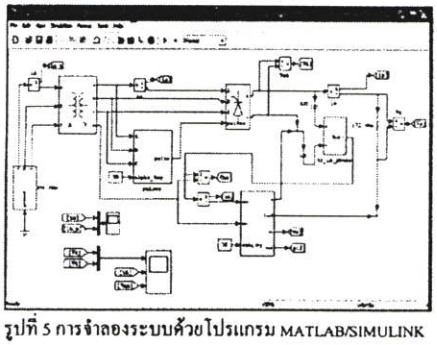
T_p ทำงาน แรงดัน V_1 เท่ากับ $V_1 = V_{ac}\frac{N_s}{N_p}$ (8)

T_q ทำงาน แรงดัน V_1 เท่ากับ $V_1 = -V_{ac}\frac{N_s}{N_p}$ (9)

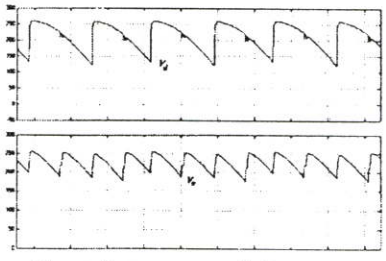
3. ผลการทดลอง

3.1 การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

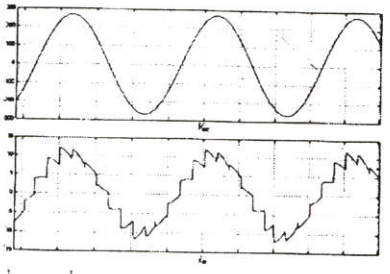
ทำการศึกษาการทำงานของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อที่ในการทดสอบระบบจริงจะไม่เกิดปัญหาต่อระบบ และทำการเปรียบเทียบดูความแตกต่างระหว่างการทำงานของระบบทดลองจริง กับการจำลองระบบ เพื่อดูลักษณะของสัญญาณ โดยนำวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการควบคุมแรงดันเฟสในโครงสร้างรูปที่ 1 เพื่อนำมาทำการปรับปรุงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันเอาท์พุทและกระแสอินพุท ตามโครงสร้างในรูปที่ 2 วงจรคอนเวอร์เตอร์มีการปรับปรุงรูปคลื่นสัญญาณ เริ่มจากการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK จากรูปที่ 5 ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ V_{LL} = 190V, R = 243 Ω, a = 1:1, k = 2:1, C_p และ C_q = 2200 μF, α = 30°, β_p = 30° และ β_q = 90°



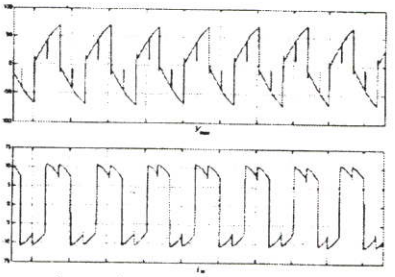
รูปที่ 5 การจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK



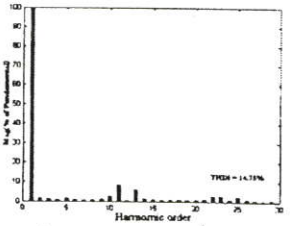
รูปที่ 6 รูปคลื่นสัญญาณ V_d, V_o ที่ได้จากการจำลอง



รูปที่ 7 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันอินพุท V_{in} และ กระแสอินพุท i_a ที่ (i_a : 0.1A/div)



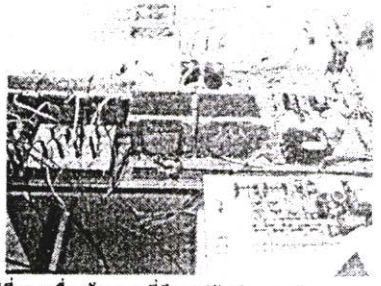
รูปที่ 8 รูปคลื่นสัญญาณ V_{ab}, i_a ที่ (i_a : 0.1A/div)



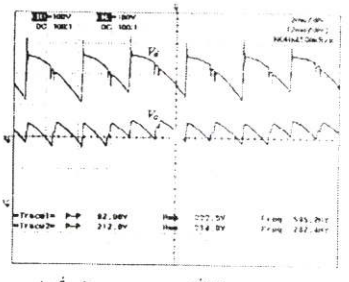
รูปที่ 9 สเปกตรัมของกระแส i_a ที่ THDi = 14.75%

3.2 การทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

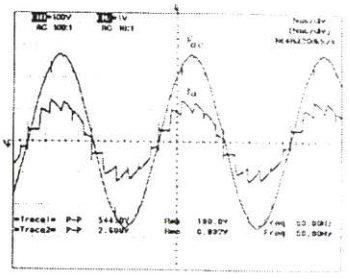
การทดสอบเครื่องต้นแบบของวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันเอาท์พุทและกระแสอินพุท ได้แสดงอยู่ในรูปที่ 10 ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ V_{LL} = 190V, a = 1:1, k = 2:1, C_p และ C_q = 2200 μF , α = 30°, β_p = 30° และ β_q = 90°



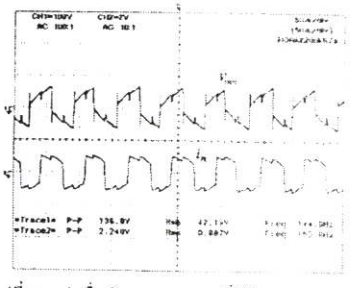
รูปที่ 10 เครื่องต้นแบบ ที่มีการปรับปรุงแรงดันและกระแส



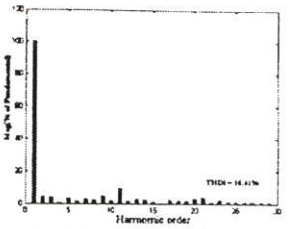
รูปที่ 11 รูปคลื่นสัญญาณ V_{ab}, V_{pq} ที่ได้จากการทดสอบ



รูปที่ 12 รูปคลื่นสัญญาณ V_{ab}, i_a ที่ได้จากการทดสอบ



รูปที่ 13 รูปคลื่นสัญญาณ V_{ab}, i_a ที่ได้จากการทดสอบ



รูปที่ 14 สเปกตรัมของกระแส i_a ที่ THDi = 16.41%

4. ผลการทดลอง

ในบทความได้นำเสนอวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท และกระแสอินพุท โดยมีวงจรไทริสเตอร์ช่วยจากการจำลองระบบ ในรูปที่ 6 แสดงการเปรียบเทียบถึงแรงดัน V_d ที่การทำงาน 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม เมื่อทำการปรับปรุงใหม่แรงดัน V_d ที่ได้รูปคลื่นสัญญาณจะมีลักษณะเป็นแบบ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ ส่วนกระแส i_a จะมีลักษณะรูปคลื่นสัญญาณเข้าใกล้ไซน์คู ได้จากรูปที่ 7 ส่วนในรูปที่ 8 แสดงถึงเมื่อกระแส i_a ถูกฉีดเข้าไปที่หม้อแปลง T_{r_m} ทางด้านปฐมภูมิและจะเกิดสัญญาณแรงดัน $V_{...}$ ขึ้นเพื่อนำไปควบคุมการทำงานของวงจรไทริสเตอร์ช่วย ในรูปที่ 9 แสดงถึงสเปกตรัมของกระแส i_a ที่ฮาร์มอนิกลำดับ 5^{th}, 7^{th} ลดลง โดยมีค่า THDi = 14.75% และส่วนของการทดสอบเครื่องต้นแบบ จากรูปที่ (11-13) แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากการทดลองจริง จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้จะเหมือนกับการจำลองระบบ แต่มีลักษณะของสัญญาณที่ไม่เรียบบากนักจึงทำให้ ฮาร์มอนิกอันดับ 5^{th} 7^{th} สูงกว่าการจำลองระบบเล็กน้อยที่สเปกตรัมของกระแส i_a ค่า THDi = 16.41% คูได้จากรูปที่ 14 จากผลการทดลองทั้ง 2 ระบบจะเห็นว่ารูปคลื่นสัญญาณที่ได้จะสอดคล้องตามทฤษฎี

5. บทสรุป

ที่แรงดันด้านเอาท์พุท V_d จะได้แรงดันพัลส์เป็นสองเท่าของแรงดัน V_d และกระแสที่แหล่งจ่าย i_a พบว่าวงจรเรียงกระแส 3 เฟส 6 พัลส์คอนเวอร์เตยร์ ที่มีการปรับปรุงกระแสที่แหล่งจ่าย i_a จะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ มากกว่า 6 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นผลให้ฮาร์มอนิกลำดับ 5^{th}, 7^{th} ลดลงและจากการวิเคราะห์สัญญาณ V_d, i_a จะเห็นได้ว่า การทำงานของวงจรที่มีการปรับปรุงใหม่จะมีลักษณะคล้ายกับการทำงานที่ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม และเมื่อนำมาเทียบกับ 12 พัลส์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไทริสเตอร์ถึง 12 ตัวนั้นจะมีความยุ่งยากทางด้านหม้อแปลงแหล่งของจ่าย ซึ่งจำเป็นจะต้องใช้หม้อแปลง 3 เฟส 2 ชุดที่มีการเลื่อนเฟสระหว่างกันแต่ด้วยเทคนิคนี้สามารถที่จะช่วยลดปัญหานี้ได้ และนอกจากนี้ยังสามารถลดอุปกรณ์ไทริสเตอร์ลงได้และทำงานได้จริง โดยมีผลสอดคล้องกันกับการจำลองระบบและเป็นไปตามทฤษฎี

6. เอกสารอ้างอิง

[1] J.Arrillaga and M. Villablanca, "24-Pulse HVDC conversion," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, pt. C, Vol. 138, no. 1, pp. 57-64, Jan. 1991.

[2] S.Choi, B. Lee,and P. Enjeti, "New 24-pulse diode rectifier systems for utility interface of high-power ac motor drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp.531-541, Mar./Apr. 1997.

[3] D. J. Perreault and J. G. Kassakian, "Effects of firing of angle imbalance on 12-pulse rectifiers with interphase transformers." *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 257-262, May 1995.

[4] J.Arrlillaga, "Pluse multiplication in parallel convertors by multitap control of interphase reactor," *IEE Proc.*Vol. 139,No. 1, Jan. 1992.

[5] S.Miyairi et al., "New method for reducing harmonic involved input and output of rectifier with interphase transformer." *IEEE Trans. Ind, Applicat.*, vol. IA-22, pp.790-797,Sept./Oct. 1986.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสกล กลิ่นหรั่น
วัน เดือน ปีเกิด	19 พฤษภาคม 2518 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ
ที่อยู่	292/2 หมู่ 4 ซ.เสนาวัฒนา ถ.พหลโยธิน ต.คลองถนน อ.สายไหม จ.กรุงเทพฯ 10220
ประวัติการศึกษา	2542 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-ไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร