

การลดฮาร์มอนิกของ 3-เฟส คอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคการจุด

REDUCTION OF HARMONICS ON THE THREE-PHASE CONTROLLED
CONVERTER BY USING FIRING TECHNIQUE



จพ.
๐๖๒๓
๒๕๔๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60857
วัน,เดือน,ปี - 6 ก.ค. 2549

b..... 11๕๙๐๙๒๐
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2548

ISBN 974-15-1795-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**REDUCTION OF HARMONICS ON THE THREE-PHASE CONTROLLED
CONVERTER BY USING FIRING TECHNIQUE**



ARTITE PATTANAPONGCHAI

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

2005

ISBN 974-15-1795-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การลดฮาร์มอนิกของ 3-เฟส คอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคการจุด
REDUCTION OF HARMONICS ON THE THREE-PHASE CONTROLLED
CONVERTER BY USING FIRING TECHNIQUE

ชื่อนักศึกษา นายอาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย
รหัสประจำตัว 45060409
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.พิพัฒน์ เล่าหสังคราม

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ | ลายมือชื่อ |
|--------------------------|------------|
| รศ.ประภาส อุดคคิมาพันธ์ | |
| รศ.สักรียา ชิดวงศ์ | |
| รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร | |
| รศ.วิริยะ กองรัตน์ | |
| รศ.พิพัฒน์ เล่าหสังคราม | |

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 26 พฤษภาคม 2548 เวลา 9.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-402)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จรัสวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๒๒.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.๒๕๔๘

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|-----------------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | การลดฮาร์มอนิกของ 3-เฟส คอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคการจุด |
| นักศึกษา | นายอาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย |
| รหัสนักศึกษา | 45060409 |
| ปริญญา | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมการวัดคุม |
| พ.ศ. | 2548 |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ | รศ. พิพัฒน์ เลาหสงคราม |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวิธีการลดฮาร์มอนิก โดยใช้เทคนิคการจุดมุมทริกของวงจร 6 พัลส์ เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในทุกๆ 1/6 คาบ เพื่อลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกในสามเฟสไทรสเตอร์ เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ รูปคลื่นที่ได้จากการทดลองนำมาวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสแรงดันไฟฟ้า ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม การใช้เทคนิคการจุดทำให้เกิดซีโรเวกเตอร์ของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต โดยอาศัยทฤษฎี Park Vector ในการอธิบายการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ในรูปแบบของสวิตชิงฟังก์ชันและนำวงจรที่ได้ออกแบบไปใช้ในการขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง การลดลงของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกที่ได้จากวิธีนี้ นำไปสู่การออกแบบและสร้างชุดขับเคลื่อน มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีประสิทธิภาพและช่วยลดการเกิดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลังได้ โดยได้นำค่ามาตรฐานของขีดจำกัดของกระแสฮาร์มอนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดๆ ที่จุดต่อรวม PCC (Point of common coupling) ของการไฟฟ้าแห่งประเทศไทยมาเปรียบเทียบด้วย

Thesis Reduction of harmonics on the three-phase controlled converter by using firing technique

Student Mr.Artite Pattanapongchai

Student ID. 45060409

Degree Master of Engineering

Programme Instrument Engineering

Year 2005

Thesis Advisor Assoc.Prof Phiphat Laohasongkram

ABSTRACT

This thesis presents a method of reducing harmonics distortion by using the technique of firing method of six-pulse phase-controlled converter at every $1/6$ period. The purpose of this method is to reduce harmonic distortion in three-phase thyristor phase-controlled converter. The waveform obtained from the study was analyzed for the spectrum of the input current, output voltage, and the total harmonic distortion. The use of the firing method results in zero vector of output voltage and input current. The simulation of control converter used in driving DC motor was done according to Park Vector theory in the uniform of switching function. The reduction of harmonic distortion obtained in this study lead to the design and the invention of an efficient driving DC motor system which also reduces the harmonic in the power system. Finally, the comparison between the simulation and limit of harmonic current standard for the general user at the point of common coupling of the Power Board (Thailand) was performed.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ ได้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ พิพัฒน์ เลาหสงคราม ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า รวมทั้ง ได้กรุณาตรวจสอบและแก้ไขจนสำเร็จเรียบร้อย

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ประภาส อุกกิกิมาพันธ์ และรองศาสตราจารย์ สักกริยา ชิตวงศ์ กรรมการสอบหัวข้อและ โครงร่างวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะ จนในที่สุด ทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ คุณไพโรจน์ สัตยเวชชากุล เลขานุการสำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม คุณสุทธิณีย์ พุ่มภา รองเลขานุการสำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม และคุณศักดิ์ชัย อุทองทรัพย์ ผู้อำนวยการกลุ่มรับรองห้องปฏิบัติการ 4 สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรมที่ให้การสนับสนุนการวิจัยนี้

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทางอุตสาหกรรมและภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้ความรู้และสถานที่ในการทำงานวิจัยตั้งแต่ระดับปริญญาตรีเป็นต้นมา

ขอขอบคุณศูนย์บริการและพัฒนาวิศวกรรมที่ให้เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ คุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

สุดท้ายต้องขอขอบคุณ เพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ พร้อมทั้งยังช่วยตรวจสอบและแก้ไขทฤษฎีอื่นๆที่ผิดพลาด จนสำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้น และยังให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กบบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

อาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย

สารบัญ

| | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | II |
| กิตติกรรมประกาศ..... | III |
| สารบัญ..... | IV |
| สารบัญตาราง..... | VII |
| สารบัญรูป..... | VII |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... | 1 |
| 1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา..... | 2 |
| 1.3 สมมุติฐานของการศึกษา..... | 2 |
| 1.4 ขอบเขตของการศึกษา..... | 3 |
| 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา..... | 3 |
| 1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์..... | 4 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง..... | 5 |
| 2.1 บทนำ..... | 5 |
| 2.2 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส..... | 5 |
| 2.2.1 ระยะเวลาของสัญญาณเทริก..... | 6 |
| 2.3 องค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสเอชไอไลน์สำหรับเอชไอ/ดีซีคอนเวอร์เตอร์..... | 7 |
| 2.4 อินพุทเพาเวอร์เฟคเตอร์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์..... | 9 |
| 2.5 การเกิดกำลังงานรีแอกทีฟ..... | 12 |
| 2.5.1 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง..... | 12 |
| 2.5.1.1 ตัวประกอบกำลัง (Power Factor)..... | 12 |
| 2.5.1.2 การชดเชยกำลังรีแอกทีฟ..... | 13 |
| 2.5.1.3 ประโยชน์จากการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ..... | 14 |
| 2.6 การขั้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง..... | 15 |
| 2.6.1 ค่าตัวแปรต่างๆ..... | 15 |
| 2.6.1.1 ตัวแปรของมอเตอร์..... | 16 |
| 2.6.1.2 พารามิเตอร์ของแหล่งจ่ายอินพุท..... | 16 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| บทที่ 3 การแปลงเวกเตอร์วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์..... | 19 |
| 3.1 บทนำ..... | 19 |
| 3.2 ทฤษฎีของ Park Vector | |
| 3.2.1 คุณสมบัติของระบบเวกเตอร์สามเฟส..... | 19 |
| 3.2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณไลน์และเฟส..... | 20 |
| 3.2.3 องค์ประกอบของ x, y | 22 |
| 3.2.4 กำลังไฟฟ้า..... | 23 |
| 3.2.5 การทำงานของระบบสามเฟส..... | 23 |
| 3.2.6 Steady-state Sinusoidal negative-sequence operation..... | 24 |
| 3.2.7 การวิเคราะห์ฮาร์มอนิกของระบบเวกเตอร์สามเฟส..... | 24 |
| 3.3 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์..... | 25 |
| 3.3.1 การทริกไทรสเตอร์..... | 27 |
| 3.3.1.1 ผลการทดลองแสดงการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟส คอนโทรลคอนเวอร์เตอร์..... | 34 |
| 3.3.2 เทคนิคการจุ่มมทริก..... | 36 |
| บทที่ 4 แบบจำลองระบบในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกและมาตรฐานทางฮาร์มอนิก..... | 39 |
| 4.1 บทนำ..... | 39 |
| 4.2 แบบจำลองของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิก..... | 39 |
| 4.2.1 แบบจำลองของระบบไฟฟ้า..... | 40 |
| 4.2.2 แบบจำลองของหม้อแปลง..... | 41 |
| 4.2.3 แบบจำลองของโหลดเชิงเส้น..... | 42 |
| 4.2.4 แบบจำลองของแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิก..... | 43 |
| 4.3 การตรวจสอบระดับจำกัดของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิก | |
| 4.3.1 การคำนวณค่าแรงดันฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า..... | 43 |
| 4.3.1.1 แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกที่โหลด..... | 43 |
| 4.3.1.2 แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกที่จุดต่อร่วม (PCC)..... | 44 |
| 4.3.2 การคำนวณค่ากระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบไฟฟ้า..... | 45 |

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| 4.4 มาตรฐานทางฮาร์โมนิก..... | 44 |
| 4.4.1 มาตรฐานการไฟฟ้า..... | 44 |
| 4.4.1.1 ค่าจำกัดของกระแสและแรงดันฮาร์โมนิก..... | 44 |
| 4.4.2 มาตรฐาน <i>IEEE Std.519-1992</i> | 45 |
| บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง..... | 49 |
| 5.1 บทนำ..... | 49 |
| 5.2 การทดลองและผลการทดลอง..... | 51 |
| 5.3 การคำนวณค่ากระแสและแรงดันฮาร์โมนิกในส่วนต่างๆ ของระบบไฟฟ้า..... | 57 |
| 5.3.1 วิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์โมนิกในระบบ..... | 58 |
| 5.3.2 การวิเคราะห์ระบบที่มีการใช้เทคนิคการแทรกมมทริก..... | 60 |
| บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ..... | 65 |
| 6.1 บทสรุป..... | 65 |
| 6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา..... | 66 |
| เอกสารอ้างอิง..... | 67 |
| ภาคผนวก ก..... | 69 |
| ภาคผนวก ข..... | 82 |
| ภาคผนวก ค..... | 86 |
| ประวัติผู้เขียน..... | 93 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|---|------|
| 3.1 แสดงค่าของสวิตซ์ขั้วฟังกซ์ชัน..... | 30 |
| 4.1 ขีดจำกัดของกระแสฮาร์โมนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดๆที่จุดต่อรวม PCC (Point of common coupling)..... | 45 |
| 4.2 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดันฮาร์โมนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดๆที่จุดต่อรวม PCC (Point of common coupling)..... | 45 |
| 4.3 ค่าจำกัดกระแสฮาร์โมนิกตาม <i>IEEE Std.519-1992</i> | 46 |
| 4.4 ค่าจำกัดระดับแรงดันฮาร์โมนิก ตาม <i>IEEE Std.519-1992</i> | 48 |
| 5.1 ทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบที่ใช้ในการทดลอง..... | 51 |
| 5.2 คุณสมบัติของดีซีมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง..... | 51 |
| 5.3 คุณสมบัติของดีซีเจนเนอเรเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง..... | 52 |
| 5.4 เปรี่อ์เซ็นต์ของกระแสและแรงดันฮาร์โมนิกที่ 5 และ 7..... | 58 |
| 5.5 เปรี่อ์เซ็นต์ของกระแสฮาร์โมนิกที่ 5 และ 7 ($THD_v(\%)$) ที่ 50% พิกัดโหลด..... | 58 |
| 5.6 ข้อมูลของระบบเบื้องต้นของระบบที่ทำการทดลอง..... | 58 |
| 5.7 กระแสฮาร์โมนิกที่วัดได้จากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่พิกัดโหลด 50% ... | 59 |
| 5.8 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์โมนิกทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง T1..... | 60 |
| 5.9 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์โมนิกทางด้านแรงดันสูงของหม้อแปลง T1..... | 60 |
| 5.10 ผลการคำนวณแรงดันฮาร์โมนิกของ T1..... | 61 |
| 5.11 ผลการวิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์โมนิกจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรล คอนเวอร์เตอร์ที่ไหลในหม้อแปลงและเข้าระบบส่งจ่าย..... | 61 |
| 5.12 ข้อมูลกระแสฮาร์โมนิกที่วัดได้จากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ที่พิกัดโหลด 50% ของเฟส A..... | 61 |
| 5.13 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์โมนิกทางด้านแรงดันสูงและด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง..... | 62 |
| 5.14 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์โมนิกของระบบ..... | 62 |
| 5.15 ผลการวิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์โมนิกจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ที่ไหลในหม้อแปลงและเข้าระบบส่งจ่าย..... | 62 |

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 วงจร 3 เฟส เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส..... | 6 |
| 2.2 รูปคลื่นแรงดันดีซีขาออก (e_{dc}) และแรงดันกับกระแสด้านขาเข้า (v_d, i_d)..... | 6 |
| 2.3 เวล่าน้อยที่สุดที่ต้องรักษาสัญญาณทริก..... | 7 |
| 2.4 กระแสเอชไลน์..... | 8 |
| 2.5 ขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ ของกระแสเอชไลน์..... | 9 |
| 2.6 สามเหลี่ยมกำลัง..... | 12 |
| 2.7 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง..... | 13 |
| 3.1 Natural coordinate system สำหรับการนิยามค่าของเวกเตอร์สามเฟส..... | 20 |
| 3.2 กฎของการ โปเรจชั่น..... | 20 |
| 3.3 แรงดันของไลน์และเฟสของการต่อแบบสตาร์ของระบบ 3 เฟส..... | 21 |
| 3.4 ระบบโคออดิเนตสำหรับความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเวกเตอร์ของไลน์และเฟส..... | 22 |
| 3.5 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า..... | 26 |
| 3.6 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ $\alpha = \pi/4$ เรเดียน..... | 26 |
| 3.7 (ก) แรงดันไฟฟ้าดีซีเอาต์พุตที่มุมทริก α และ (ข) ควอดแรนท์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์..... | 27 |
| 3.8 การสวิตช์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์..... | 28 |
| 3.9 หลักการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์..... | 29 |
| 3.10 ผลการทดลองแสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ $\alpha = 0$ เรเดียน..... | 31 |
| 3.11 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = 0$ เรเดียน..... | 34 |
| 3.12 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = \pi/6$ เรเดียน..... | 35 |
| 3.13 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = \pi/3$ เรเดียน..... | 35 |
| 3.14 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = 4\pi/9$ เรเดียน..... | 35 |
| 3.15 เทคนิคการจูนมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ เมื่อ i_{G1} สัญญาณทริกกระแสของไทรสเตอร์ TH_1 และ i_{G191} สัญญาณทริกกระแสที่ทริกจุดขึ้น..... | 37 |
| 3.16 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 4\pi/9, \beta = \pi/9$ เรเดียน..... | 38 |
| 4.1 แผนภาพเส้นเคี้ยวของระบบที่ทำการวิเคราะห์..... | 39 |
| 4.2 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่มีวงจรขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรงที่ความถี่หลักมูล..... | 40 |
| 4.3 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิกใดๆ..... | 40 |
| 4.4 แบบจำลองของระบบไฟฟ้า..... | 41 |

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 4.5 แบบจำลองของหม้อแปลงไฟฟ้า..... | 41 |
| 4.6 แบบจำลองของ โหลดเชิงเส้น..... | 43 |
| 4.7 แบบจำลองแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์มอนิก..... | 43 |
| 5.1 วงจรกำลังที่ใช้ในการทดลอง..... | 50 |
| 5.2 วงจรที่ใช้ในการทดลอง..... | 51 |
| 5.3 โมเดลของวงจรสร้างสัญญาณทริก (i_{TH1}) ของไทรสเตอร์ TH_1 | 53 |
| 5.4 ผลการทดลองรูปคลื่นของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = 4\pi/9$ เรเดียน และที่การจุดมุมทริก $\beta = \pi/3$ เรเดียน..... | 54 |
| 5.5 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = 4\pi/9$ เรเดียน และ $\beta = \pi/3$ เรเดียน..... | 54 |
| 5.6 ผลการทดลองรูปคลื่นของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3$ เรเดียน และ $\beta = 0$ เรเดียน..... | 55 |
| 5.7 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3$ เรเดียน และ $\beta = 0$ เรเดียน..... | 55 |
| 5.8 ผลการทดลองรูปคลื่นของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = 2\pi/3$ เรเดียน และ $\beta = \pi/3$ เรเดียน..... | 56 |
| 5.9 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = 2\pi/3$ เรเดียน และ $\beta = \pi/3$ เรเดียน..... | 56 |
| 5.10 เปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองที่ได้จากวิธีการทริกแบบปกติและการใช้เทคนิค การจุดมุมทริกของแรงดันเอาต์พุต (ก) ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3$ เรเดียน (ข) ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3, \beta = \pi/6$ เรเดียน..... | 57 |
| 5.11 ค่าขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ $V_6, V_{12}, V_{18}, V_{24}, V_{30}$ ของแรงดันเอาต์พุต..... | 58 |
| 5.12 ไดอะแกรมของระบบที่ทำการทดลอง (ก) แผนภาพเส้นเดี่ยวของระบบที่ทำการวิเคราะห์ (ข) วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิก..... | 59 |
| 5.13 สเปกตรัมของแรงดันฮาร์มอนิกที่ด้านแรงดันค่าของหม้อแปลง T1..... | 63 |
| 5.14 สเปกตรัมของแรงดันฮาร์มอนิกที่จุดต่อร่วม..... | 64 |
| 5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกที่จุดต่อร่วม..... | 64 |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้กันโดยทั่วไปในวงการอุตสาหกรรมหนักในปัจจุบันจะเป็นแบบเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase-controlled) ซึ่งใช้ไทรสเตอร์เป็นสวิตช์ตัดต่อในวงจรกำลัง มีข้อดี คือ สามารถคอมมิวเตท (Commutation) ได้โดยอาศัยธรรมชาติไหลบจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับโดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มเติมวงจรภายนอกเข้ากับวงจรกำลังเพื่อทำให้เกิดการคอมมิวเตทแต่อย่างใด รวมถึงมีโครงสร้างง่ายและวงจรกำลังจะมีอุปกรณ์เพียงไม่กี่ชิ้น แต่การใช้งานเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในอุตสาหกรรมขนาดกลางและขนาดใหญ่สร้างปัญหาให้กับระบบไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นปัญหาของค่าประกอบกำลัง อินพุตหรือกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในเอชไลน์ การเกิดแรงดันกระแสเฟืองทางด้านเอาต์พุต และความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกมีสูง โดยเฉพาะเมื่อนำไปใช้กับระบบที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตน้อยกว่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุด[1]

ในระบบไฟฟ้าทั่วไปที่มีการใช้งานวงจรเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ จะมีการต่อตัวเก็บประจุเพื่อปรับปรุงค่าประกอบกำลังของระบบไฟฟ้า[2] เนื่องจากในระบบกำลังไฟฟ้าจะมีค่าอินดักแตนซ์แบบอินดักทีฟและตัวประกอบกำลังแบบล่าหลัง ซึ่งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในระบบ จึงต้องมีการชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟ โดยการใช้ตัวเก็บประจุต่อขนานกับระบบเพื่อจ่ายกำลังงานรีแอกทีฟชดเชยให้ระบบ แต่ในบางครั้งอาจเกิดการเท่ากันของค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์รวมของระบบกับค่าคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับระบบเนื่องจากมีความถี่ฮาร์มอนิกค่าหนึ่งไหลในระบบ ซึ่งอาจเกิดความเสียหายจากกระแสฮาร์มอนิกไหลในระบบไฟฟ้าที่ร้ายแรงที่สุดคือ สภาวะที่เกิดการเท่ากันของความถี่ธรรมชาติของระบบไฟฟ้ากำลังกับความถี่ของกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบไฟฟ้า ซึ่งส่งผลให้เกิดการขยายของกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบด้วยอัตราส่วนของค่ารีแอกแตนซ์ต่อค่าความต้านทาน (X/R) จนเกินค่ากระแสพิคคของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ในระบบ ทำให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายหรือเกิดระเบิดขึ้นได้ เช่น ตัวเก็บประจุ เป็นต้น และยังทำให้มีกระแสฮาร์มอนิกไหลเข้าไปในระบบไฟฟ้า ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการผิดเพี้ยนของแรงดันและกระแสที่จุดต่อร่วม (PCC) ในระบบ

การก่อกำหนดกำลังงานรีแอกทีฟสามารถลดลงได้โดยใช้วิธีการควบคุมมุมทริกที่ไทรสเตอร์ในเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบไม่สมมาตร แต่วิธีนี้มีข้อเสียคือ จะเกิดฮาร์มอนิกลำดับที่สามที่แรงดันเอาต์พุต นอกจากนี้จะเกิดฮาร์มอนิกอันดับที่สองและฮาร์มอนิกอันดับคู่อื่นๆที่กระแสอินพุต ทำให้เกิดปัญหาความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกเข้าสู่ระบบมากยิ่งขึ้น[1]

ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการจุดมุมทริก (Firing method) ที่พัลส์ของวงจรเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในทุกๆ 1/6 คาบ[1] การจุดมุมทริกทำให้เกิดค่าซีโรเวกเตอร์ (Zero vector) ของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต วิธีการนี้ลดได้ไม่เฉพาะการกำเนิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของกำลังไฟฟ้าอินพุตแต่สามารถลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตเมื่อแรงดันดีซีเอาต์พุตมีการใช้งานอยู่ในช่วงบวกลบครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันดีซีเอาต์พุตสูงสุดที่เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะจ่ายได้ ดังนั้นการออกแบบและการเลือกช่วงเวลาที่เหมาะสมในการทริกไทรสเตอร์ในเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะลดการเกิดฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงการออกแบบ วิเคราะห์และทดสอบวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโดยอาศัยการบังคับการคอมมิวเตท โดยการใช้เทคนิคการจุด (Firing technique) ที่พัลส์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในทุกๆ 1/6 คาบ ซึ่งได้พัฒนาจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบปกติ (Conventional-firing phase-controlled) โดยการเพิ่มวงจรสร้างสัญญาณพัลส์อีก 6 ชุดเข้ากับวงจรกำลังของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เพื่อลดการเกิดฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต โดยเปรียบเทียบผลที่ได้กับวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทริกแบบปกติ ทำการอธิบายการทำงานของวงจร โดยอาศัยการแปลงเวกเตอร์ของ Park (Park vector transform)[3] ในส่วนของกระแสอินพุตในเอซีไลน์ก็ได้ศึกษาและทำการวิเคราะห์ห่องค์ประกอบของฮาร์มอนิกในลำดับต่างๆ เพื่อทำการวิเคราะห์และใช้เทคนิคที่เหมาะสม เพื่อให้สามารถลดทอนการเกิดฮาร์มอนิกได้มากที่สุด โดยที่วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้อย่างเป็นปกติ

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การเกิดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตที่เกิดจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ควบคุมการนำกระแส ที่มีการทริกแบบปกติสามารถลดได้โดยการใช้วิธีการแทรกมุมทริกในช่วง 1/6 คาบ โดยที่ช่วงเวลาในการแทรกมุมทริกเพื่อทำให้เกิดเฟสนำ (Leading phase) ในทันทีที่ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุด[4] มีผลต่อการลดการเกิดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ดังนั้นงานวิจัยนี้จะนำเสนอการนำเทคนิคการจุด (Firing technique) ที่สัญญาณพัลส์ของไทรสเตอร์แต่ละตัวของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและแสดงพฤติกรรมของคอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะดังกล่าว โดยนำเสนอวิธีการ

วิเคราะห์ และการสร้างวงจรสมมูลของการวิเคราะห์และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม OrCAD PSpice A/D เพื่อใช้จำลองหาพฤติกรรมทางไฟฟ้าของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่นำเทคนิคการจุดไปใช้

1.4 ขอบเขตของศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอเทคนิคการจุดที่มุมทริกเพื่อใช้ในการควบคุมมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยอาศัยการแปลงเวกเตอร์ของ Park ในการอธิบายการทำงาน ของวงจรเพื่อใช้ในการลดความคิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต นอกจากนี้ ยังได้มีการนำวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการออกแบบไปใช้ขับเคลื่อน มอเตอร์กระแสตรง (DC Motor) เพื่อปรับปรุงค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรขับเคลื่อนที่มีการใช้ วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ เช่น การออกแบบวงจรป้องกันการเสถินที่ไทรสเตอร์ แต่ละตัวให้สามารถทนกระแสในช่วงการใช้งานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงมุมทริกตั้งแต่ 0-180 องศาได้[5] ค่าฮาร์มอนิกในลำดับต่างๆที่ปรากฏในระบบไฟฟ้า กระแสสลับจะมีค่าแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับช่วงเวลาของการทริกที่พัลส์แต่ละพัลส์ของ สัญญาณทริกไทรสเตอร์แต่ละตัว ดังนั้นการออกแบบวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์และ การกำหนดช่วงเวลาในการทริกที่เหมาะสมจะมีส่วนช่วยในการลดลงของความคิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของ ระบบ และนำไปสู่การออกแบบและสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีประสิทธิภาพ และสามารถลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้งตัวกรองฮาร์มอนิกและการปรับปรุงตัวประกอบกำลังของ ระบบไฟฟ้ากำลังได้ นอกจากนี้ยังจำกัดการไหลของกระแสฮาร์มอนิกจากวงจรเข้าสู่ระบบได้ โดยได้ มีการนำมามาตรฐานของระดับฮาร์มอนิกที่การไฟฟ้าของประเทศไทย[5]ยอมให้ไหลเข้าระบบมา เปรียบเทียบด้วย

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสารต่างๆ เอกสารและตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิค การควบคุมมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ และการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า กระแสตรง
2. วิเคราะห์วงจรด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และออกแบบวงจร
3. จำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอด้วย โปรแกรม ORCAD SPICE A/D โดยคอมพิวเตอร์ เพื่อตรวจสอบผล
4. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการควบคุมมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่พิกัดโหลด โดยอาศัยทฤษฎี Park vector ในการอธิบายการทำงานของวงจร เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงรายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 6 บทด้วยกัน ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎี หรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย ขอบเขตของการวิจัย ตลอดจนประโยชน์ที่จะได้รับ

บทที่ 2 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอซีไลน์สำหรับเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส อินพุตเพาเวอร์เฟคเตอร์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ และการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎี Park Vector ในการการแปลงค่าโคออดิเนตและการแปลงเวกเตอร์วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าและการควบคุมมุมเฟสของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์รวมถึงการควบคุมมุมเฟสของเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยเทคนิคการจุด

บทที่ 4 การจำลองระบบที่ใช้วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า และทฤษฎีการคำนวณหาค่าปริมาณต่างๆ ทางฮาร์โมนิก โดยการเปรียบเทียบกับค่าตามมาตรฐานทางฮาร์โมนิกของการไฟฟ้า

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 6 สรุปและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

เอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

2.1 บทนำ

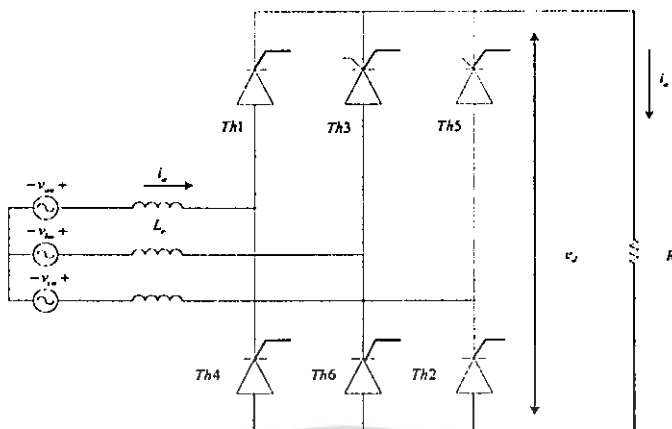
โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้กันมากในปัจจุบัน คือ วงจรเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ทรินสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ในการสวิตชิ่ง ซึ่งมีความสามารถในการควบคุมการเปิดวงจรเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ได้ และในปัจจุบันพบว่ามีการใช้กันอย่างแพร่หลาย แม้ว่าจะมีคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสคอนโทรลที่ใช้ อุปกรณ์ เช่น BJTs, GTOs, และ IGBTs ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สามารถควบคุมการสวิตชิ่งได้ทั้งปิดและเปิดมีการใช้งานเพิ่มขึ้น แต่อย่างไรก็ตามเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์แบบใช้ทรินสเตอร์ยังคงมีประโยชน์อยู่อย่างมาก โดยเฉพาะการนำไปใช้ในระบบกำลังไฟฟ้าแรงสูง

ในงานวิจัยฉบับนี้ได้ทำการออกแบบการควบคุมสัญญาณในการทริก ทรินสเตอร์ โดยการใช้เทคนิคการจูดของมุมทริกในแต่ละช่วงเวลาในการทริกให้ทรินสเตอร์ทำงาน โดยทำการจูดของมุมทริก ในช่วง $1/6$ คาบของการทริกให้ทรินสเตอร์ทำงานใน 1 ไซเคิล ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสแบบสามเฟส องค์กรประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอชไอไลน์ ค่าประกอบกำลังอินพุตของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ และการนำคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสไปใช้ในการขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

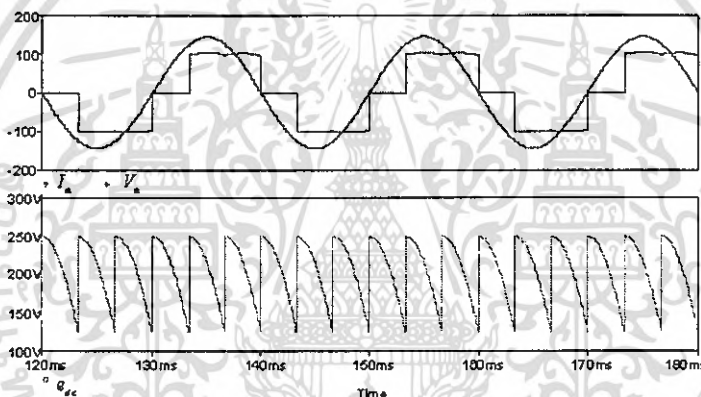
2.2 ลักษณะทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส

วงจรเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง มีด้วยกันหลายชนิดซึ่งมีความแตกต่างกันไป การเลือกใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จึงขึ้นอยู่กับความต้องการ เช่น เมื่อต้องการควบคุมหรือปรับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง สามารถทำได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส (Phase-controlled converter) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักใช้ทรินสเตอร์เป็นอุปกรณ์เปิดปิดกระแสที่ไหลในวงจรและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ทำได้โดยควบคุมมุมเปิดกระแสของทรินสเตอร์ (α) ส่วนในกรณีที่ความต้องการควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออก ก็อาจใช้ไดโอดเรกติไฟฟ์ (Rectify diode) ได้ทั้งนี้แหล่งจ่ายไฟของเอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสอาจเป็นหนึ่งเฟส หรือสามเฟสในกรณีที่ต้องการกำลังมาก และมีแรงดันกระเพื่อม (ripple voltage) น้อย

รูปที่ 2.1 เป็นตัวอย่างของวงจรสามเฟส เอชไอ/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสที่นิยมทั่วไปที่มุมทริก (α) ส่วนรูปคลื่นของแรงดันดีซีเอาต์พุต (e_{dc}) และแรงดันกับกระแสทางค่านอินพุต (v_u, i_u) แสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 วงจร 3 เฟส เอช/คิซี คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส



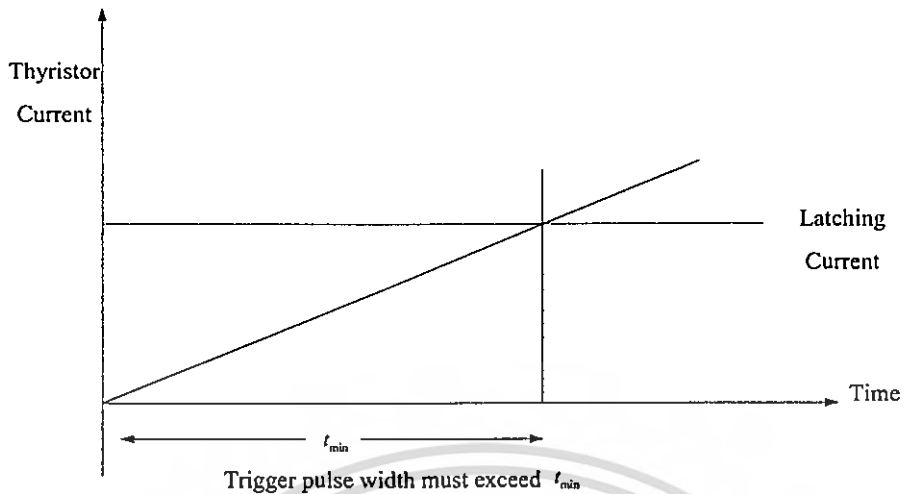
รูปที่ 2.2 รูปคลื่นแรงดันคิซีค่านออก (e_{dc}) และแรงดันกับกระแสค่านเข้า (v_o, i_a)

แรงดันไฟฟ้าคิซีค่านออก
$$e_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{phase} \cdot \cos \alpha \quad (2.1)$$

กระแสไฟฟ้าคิซีค่านออก
$$I_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi R} V_{phase} \cdot \cos \alpha \quad (2.2)$$

2.2.1 ระยะเวลาของสัญญาณทริก

ในการทำให้ไทรสเตอร์นำกระแสโดยสัญญาณทริกนั้น สัญญาณทริกเกอร์จะต้องมีระยะเวลานานจนกระทั่งกระแสผ่านไทรสเตอร์มากกว่ากระแสค้าง (Latching Current) ดังรูปที่ 2-3



รูปที่ 2.3 เวล่าน้อยที่สุดที่จะต้องรักษาสัญญาณทริก

ถ้าสัญญาณทริกสิ้นสุดก่อนที่กระแสผ่านไทรสเตอร์มากกว่ากระแสค้าง จะทำให้ไทรสเตอร์หยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณทริกสิ้นสุดลง ดังนั้นสัญญาณทริกต้องมีระยะเวลาจนกระทั่งกระแสผ่านไทรสเตอร์มากกว่ากระแสค้างจึงทำให้ไทรสเตอร์นำกระแสต่อไป โดยสามารถนำสัญญาณทริกออกไทรสเตอร์จะคงนำกระแสต่อไปในรูปที่ 2-3 แสดงเวล่าน้อยที่สุด (t_{min}) ที่จะต้องรักษาสัญญาณทริกไว้

ในกรณีโหลดอินดักทีฟ (Inductive) กระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์สู่อินดักทีฟโหลดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ดังนั้นระยะเวลาของสัญญาณทริกจะต้องนานจนกระทั่งกระแสไหลมากกว่ากระแสค้างไทรสเตอร์จึงนำกระแสต่อไปได้

การทริกไทรสเตอร์ให้นำกระแสมีวิธีการดังนี้ คือ

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

2.3 องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสในเอซีไลน์สำหรับเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิด

ควบคุมเฟส

สำหรับรูปคลื่นกระแสเอซีไลน์ที่มีลักษณะสี่เหลี่ยมและมีควมเวลาแน่นอนนั้นสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ และ โคไซน์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$i(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.3)$$

โดยที่

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

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

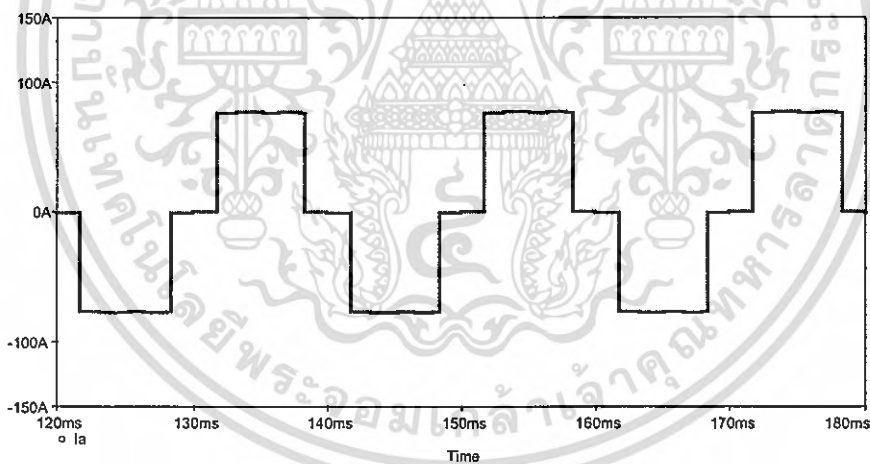
$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin n\omega t dt$$

จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสเอซีไลน์ในรูปที่ 2.4 เป็นฟังก์ชันคี่ (odd function) นั่นคือ $a_n = 0$

ดังนั้น

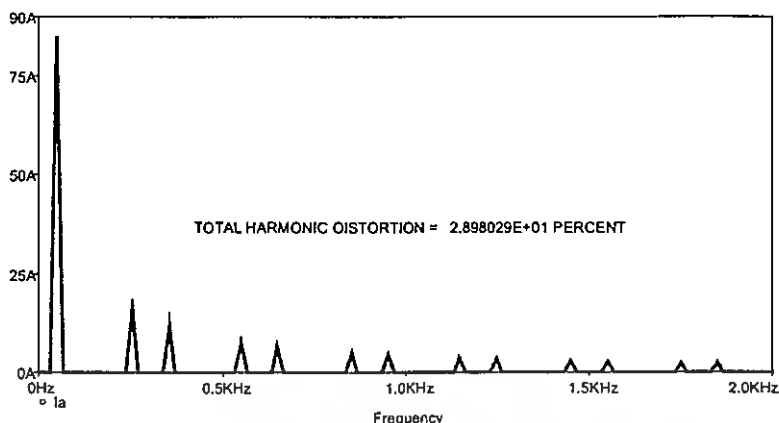
$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (2.4)$$

จะเห็นได้ว่า b_n คือ ขนาดของฮาร์มอนิกลำดับที่ n ของกระแสในเอซีไลน์ของคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว ซึ่งจะมีค่าอย่างไรขึ้นอยู่กับฟังก์ชัน $i(\omega t)$



รูปที่ 2.4 กระแสเอซีไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ ของกระแสเอชไอไลน์

ในรูปที่ 2.5 แสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ ของกระแสเอชไอไลน์ ในกรณี 3 เฟส เอชไอไลน์ คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส ทั้งนี้จะสอดคล้องกับสมการของ I_n/I_o ที่ลำดับของฮาร์มอนิกที่ n คือ ในกรณี 1 เฟส จะได้ $I_n/I_o = 0.9/n$ เมื่อ $n =$ เลขคี่ ในกรณี 3 เฟส จะได้ $I_n/I_o = 0.78/n$ เมื่อ $n = 1, 5, 7, 11$ ดังนั้นจะเห็นว่าในกรณี 1 เฟส ขนาดของฮาร์มอนิกลำดับต่ำ ๆ เช่น ลำดับที่ 3, 5 และ 7 จะมีขนาดใหญ่และจะมีขนาดลดลงเมื่อลำดับของฮาร์มอนิกสูงขึ้น ส่วนในกรณี 3 เฟส ก็เช่นเดียวกัน แต่ขนาดของลำดับฮาร์มอนิกที่ 3 และ $3n$ จะไม่ปรากฏ โดยทั่วไปค่า I_n และ I_o จะมีค่าต่าง ๆ กัน ไปขึ้นอยู่กับมุมเปิดนำกระแสของ ทรานซิสเตอร์ (α) แต่ค่า I_n/I_o จะมีค่าคงที่เสมอไม่ว่ามุม (α) จะมีค่าเท่าไร ทั้งนี้เนื่องจากรูปคลื่นของกระแสเอชไอไลน์ไม่มีความเพี้ยน (Distortion) ไปจากเดิมเพียงแต่รูปคลื่นของกระแสจะเลื่อน (Shift) ไปเท่านั้น

2.4 อินพุตค่าประกอบกำลังของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากกระแสเอชไอไลน์ในไลน์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะที่ไม่เป็นคลื่นรูปไซน์ ดังนั้นจึงเกิดปัญหาในเรื่องการคิดค่าประกอบกำลังของระบบโดยต้องนำผลของฮาร์มอนิกมาคิดด้วย ซึ่งจะมีตัวพารามิเตอร์ต่างๆเข้ามาเกี่ยวข้องขึ้นอยู่กับลักษณะรูปคลื่นของกระแส นั้น เช่น ค่า Displacement factor (ค่า \cos ของมุมระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าเอชไอไลน์) ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส มุมดังกล่าว คือ มุมเปิดนำกระแส ค่า Distortion factor (ค่าความเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสเอชไอไลน์เมื่อเทียบกับรูปคลื่นไซน์) ดังนั้น ในการคำนวณหาค่าประกอบกำลังอินพุต จะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ

กรณี 1 Fundamental Power Factor = Total Power Factor

เมื่อ V_{in} เป็นสัญญาณไซน์

I_{in} เป็นสัญญาณไซน์

กรณี 2 Fundamental Power Factor \neq Total Power Factor

เมื่อ V_{in} เป็นสัญญาณไซน์

I_{in} ไม่เป็นสัญญาณไซน์ เนื่องจากเกิด Harmonic Reactive Power

ในกรณีที่ 1 นั้นจะหาค่า Total Power Factor (λ) ได้โดย

$$\cos \alpha = \frac{\text{Real Power(watt) / Phase}}{V_{\text{phase}} \cdot I_{\text{phase}}}$$

ส่วนในกรณีที่ 2 จะหาค่า Total Power Factor (λ) ได้จาก

$$\lambda = \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent Power}} = \frac{P}{S} \quad (2.5)$$

โดยที่ กำลังไฟฟ้าปรากฏ S (Apparent Power) มีค่า $S = V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$ (2.6)

กำลังไฟฟ้าจริง P (Real Power) $P = P(\text{Fund}) + P(\text{Har})$ (2.7)

เมื่อ $P = V_1 I_1 \cos \alpha_1$
Fundamental Re active power $Q_x = V_1 I_1 \sin \alpha_1$ (2.8)

Harmonic Re active power $Q_n = V_1 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$ (2.9)

จาก Apparent current = Fundamental Current + Harmonic Current

นั่นคือ $I_n = I_{in}(\text{Fund}) + I_{in}(\text{Har})$

จากสมการที่ 2.5 จะได้

$$P(\text{Har}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{in} I_{in}(\text{Har}) d\omega t = 0$$

เนื่องจาก V_{in} และ I_{in} มีความถี่ต่างกัน ดังนั้นจะได้

$$P(\text{Fund}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{in} I_{in}(\text{Fund}) d\omega t \neq 0 \quad \text{และเป็นค่ากำลังไฟฟ้าจริง}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_i(\text{Fund}) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sqrt{2}V_1 \sin \omega t)(\sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1)) d\omega t \\
 &= \frac{1}{2\pi} 2V_1 I_1 \int_0^{2\pi} (\cos \alpha_1 \sin^2 \omega t + \sin \alpha_1 \sin \omega t \cos \omega t) d\omega t \\
 &= V_1 I_1 \left[\cos \alpha_1 \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t + \int_0^{2\pi} \sin \alpha_1 \frac{\sin 2\omega t}{2} d\omega t \right]
 \end{aligned}$$

เนื่องจากฟังก์ชัน $\sin = 0$ ที่ $\omega t = 0$ และ 2π ดังนั้น

$$P(\text{Fund}) = \frac{V_1 I_1}{\pi} \left[\cos \alpha_1 \frac{\omega t}{2} \Big|_0^{2\pi} - \cos \alpha_1 \int_0^{2\pi} \cos 2\omega t \right] d\omega t$$

เนื่องจากฟังก์ชัน \cos เป็นฟังก์ชันคู่มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 P(\text{Fund}) &= \frac{V_1 I_1}{\pi} \cos \alpha_1 \frac{2\pi}{2} \\
 &= V_1 I_1 \cos \alpha_1 \text{ เมื่อ } \alpha_1 = \alpha \text{ คือมุมระหว่าง } I_n(\text{Fund}) \text{ และ } V_n
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้

$$P(\text{Fund}) = P = V_1 I_1 \cos \alpha_1 \quad (2.10)$$

จากสมการ (2.5),(2.6),(2.7) จะได้ว่า

$$P^2 = P_x^2 + P^2(\text{Fund}) + P_h^2 \quad (2.11)$$

แทนค่าจะได้

$$\begin{aligned}
 P^2 &= V_1^2 I_1^2 (\sin^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_1) + V_1^2 \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \\
 &= V_1^2 \left[I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right] \\
 &= V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 2.5 เมื่อแทนค่าจะได้

$$\lambda = \frac{V_1 I_1 \cos \alpha_1}{V_1 \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \mu \cos \alpha_1 \quad (2.13)$$

โดยที่ μ คือค่า Distortion factor มีค่าดังสมการ $\frac{\text{Fundamental current(rms)}}{\text{Total current(rms)}} = \frac{I_1}{I_h} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหาค่าอินพุตค่าประกอบกำลังของเอช/คิซิคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส นั้น จะเห็นได้ว่า ค่าอินพุตค่าประกอบกำลังขึ้นอยู่กับค่า μ และ $\cos \alpha$, โดยมีลักษณะคือ ค่าประกอบกำลังจะมีค่าลดลงเมื่อปรับมุมทริก (α) กระแสมากขึ้น เนื่องจากค่า \cos จะมีค่าลดลง

2.5 การเกิดกำลังงานรีแอกทีฟ[6]

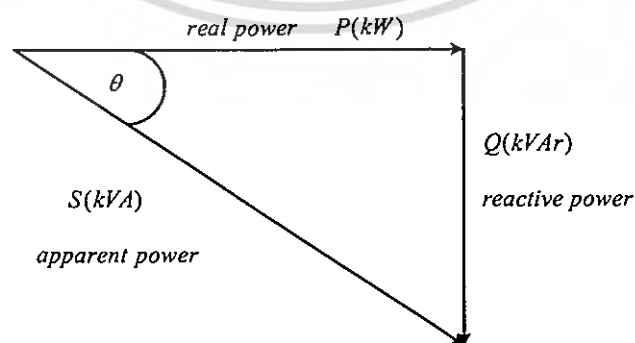
โหลดในระบบไฟฟ้ากำลังส่วนใหญ่จะมีค่าตัวประกอบกำลังแบบล่าหลัง (lagging) คือ จะรับกำลังไฟฟารีแอกทีฟทำให้กระแสโหลดมีค่ามากขึ้นกว่าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าจริงจากแหล่งจ่ายเพียงอย่างเดียว ซึ่งกำลังไฟฟ้าจริงเท่านั้นที่ใช้ประโยชน์ในการเปลี่ยนรูปพลังงานส่วนกระแสเกินจะเป็นกระแสที่สูญเปล่า ซึ่งไม่เพียงแต่จะต้องเสียค่าใช้จ่ายในการใช้สายที่มีขนาดใหญ่แต่ยังเกิดความเสี่ยงในรูปของพลังงานความร้อนที่สายอีกด้วย ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นที่จะต้องออกแบบวงจรที่ใช้ให้เหมาะสมเพื่อลดการเกิดกำลังไฟฟารีแอกทีฟที่จะเกิดขึ้นเพื่อลดภาระในการติดตั้งอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟารีแอกทีฟเพิ่มเติม

2.5.1 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง (Power Factor Correction) ของระบบไฟฟ้ากำลังให้มีค่าสูงขึ้น จะส่งผลช่วยให้มีประสิทธิภาพ และคุณภาพของระบบไฟฟ้ากำลังดีขึ้น เช่น ค่ากำลังงานสูญเสียบนระบบไฟฟ้าลดลง ช่วยรักษาระดับแรงดันในระบบไฟฟ้าสูงขึ้น และทำให้หม้อแปลงสามารถจ่ายโหลดได้เพิ่มขึ้น เป็นต้น

2.5.1.1 ตัวประกอบกำลัง (Power Factor)

ค่าตัวประกอบกำลัง (P.F.) คือ ค่าคงที่ของโหลดตัวใดตัวหนึ่ง หรือของกลุ่มโหลดใดๆ ซึ่งใช้เป็นค่าบอกความสามารถในการเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าปรากฏให้เป็นกำลังไฟฟ้าจริง จากรูปที่ 2.6 แสดงสามเหลี่ยมกำลัง โหลดประกอบด้วยกำลังไฟฟ้าจริง (P) กำลังไฟฟารีแอกทีฟแบบล่าหลัง (Q) และกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) ที่ใช้ในการหาค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งสามารถหาได้จาก อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ ดังสมการที่ 2.14



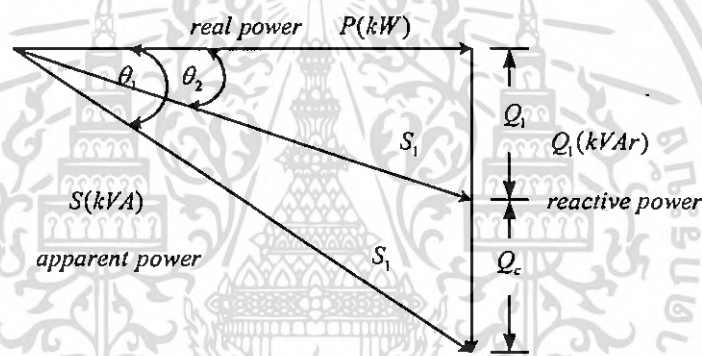
รูปที่ 2.6 สามเหลี่ยมกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P.f. &= \frac{\text{Real Power}}{\text{Apparent Power}} \\
 &= \frac{P(\text{kW})}{S(\text{kVA})} \\
 &= \cos \theta
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

2.5.1.2 การชดเชยกำลังรีแอกทีฟ

โดยทั่วไปการปรับปรุงตัวประกอบกำลังนิยมใช้ตัวเก็บประจุ เพราะมีราคาค่อนข้างถูก ไม่ต้องทำการบำรุงรักษามาก และมีกำลังสูญเสียในตัวเองต่ำมาก แต่จะมีปัญหาเมื่อโรงงานอุตสาหกรรม โดยทั่วไปมีการใช้โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นอาจทำให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ขึ้น ซึ่งจะทำให้เกิดการขยายของกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบไฟฟ้าจนเกินค่าพิกัดของโหลดต่างๆ ที่ต่อร่วมกันอยู่เป็นผลทำให้โหลดต่างๆ ได้รับความเสียหาย



รูปที่ 2.7 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

จากรูปที่ 2.5 สามเหลี่ยมกำลังโหลดได้รับกำลังไฟฟ้าจริง (P) กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟแบบล้าหลัง (Q_1) และกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S_1) จะได้ค่าตัวประกอบกำลัง คือ

$$\cos \theta_1 = \frac{P}{S_1} \tag{2.15}$$

เมื่อต่อตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกขนานกับโหลด ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังถูกปรับปรุง เปลี่ยนจาก $\cos \theta_1$ เป็น $\cos \theta_2$ โดยที่

$$\cos \theta_2 = \frac{P}{S_2} \tag{2.16}$$

$$= \frac{P}{\sqrt{[P^2 + (Q_1 - Q_2)^2]}} \quad (2.17)$$

จากรูปที่ 2.7 จะได้ว่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ และกำลังไฟฟ้ร้แอกที่มีค่าลดลงจาก S_1 เป็น S_2 และเปลี่ยนจาก Q_1 เป็น Q_2 (โดยการจ่ายกำลังงานรีแอกทีฟของ Q_c) ตามลำดับ ซึ่งทำให้กระแสรวมทั้งหมดลดลง และทำให้ระบบไฟฟ้ามีคุณภาพและประสิทธิภาพดีขึ้นด้วย

2.5.1.3 ประโยชน์จากการชดเชยกำลังรีแอกทีฟ

1) หม้อแปลงไฟฟ้าสามารถรับโหลดได้เพิ่มขึ้น เมื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของระบบให้สูงขึ้น จะทำให้กระแสของระบบลดลงนั่นคือ กำลังไฟฟ้าปรากฏของโหลดรวมลดลงนั่นคือ กำลังไฟฟ้าปรากฏของโหลดรวมลดลงทำให้ระบบสามารถจ่ายโหลดได้มากขึ้น
กำลังไฟฟ้าปรากฏที่เพิ่มขึ้น คือ

$$kVA = kW \times \left(\frac{1}{\cos \theta_1} - \frac{1}{\cos \theta_2} \right) \quad (2.18)$$

2) ปรับปรุงระดับแรงดันของระบบให้ดีขึ้น และลดแรงดันตกคร่อมในสายส่ง หม้อแปลง
3) กำลังสูญเสียของระบบลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียในสายตัวนำไฟฟ้าของระบบเป็นสัดส่วนกับกำลังสองของกระแส เมื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจะทำให้กระแสลดลง ดังนั้นกำลังสูญเสียจึงเป็นสัดส่วนกลับกับค่าตัวประกอบกำลังกำลังสอง

$$\%P_{loss} = \left| \frac{PF_1}{PF_2} \right|^2 \times 100\% \quad (2.19)$$

$$\% \Delta P_{loss} = \left(1 - \left| \frac{PF_1}{PF_2} \right|^2 \right) \times 100\% \quad (2.20)$$

$$P_{loss2} = P_{loss1} \times \left(1 - \left| \frac{PF_1}{PF_2} \right|^2 \right) \quad (2.21)$$

เมื่อ PF_1 ค่าตัวประกอบกำลังก่อนทำการปรับปรุง
 PF_2 ค่าตัวประกอบกำลังหลังทำการปรับปรุง
 P_{loss1} กำลังไฟฟ้าสูญเสียก่อนทำการปรับปรุง
 P_{loss2} กำลังไฟฟ้าสูญเสียหลังทำการปรับปรุง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4) กำลังสูญเสียในหม้อแปลงลดลง กำลังสูญเสียในหม้อแปลงประกอบด้วย 2 ส่วน คือ กำลังสูญเสียในแกนเหล็กและกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง ซึ่งกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงนี้จะแปรผันตามกระแสกำลังสอง เมื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นแล้ว กระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลงจะลดลง ทำให้กำลังสูญเสียเนื่องจากความต้านทานในขดลวดทองแดงลดลง ลดความสูญเสียในสายส่ง หม้อแปลง และอุปกรณ์ป้องกัน
- 5) ลดขนาดสายส่งกำลัง และสายของหม้อแปลงให้มีขนาดเล็กลง
- 6) ไม่ต้องเสียค่าปรับให้การไฟฟ้าฯ

2.6 การขั้บมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ในการควบคุมมุมเฟสของ ชุดขั้บเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าคิซีคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสคอนโทรลถูกใช้เพื่อควบคุมไฟฟ้ากระแสตรง คอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนแรงดันเอซึชาเข้า ไปเป็นแรงดันคิซีชาออกที่ควบคุมได้ ในคอนเวอร์เตอร์การคอมมิวเตชันของไทรสเตอร์ (เปลี่ยนการนำกระแสจากไทรสเตอร์ตัวหนึ่งไปเป็นอีกตัวหนึ่ง) กระทำได้ง่ายโดยกระบวนการที่เรียกว่า “การคอมมิวเตชันของไลน์ หรือ การคอมมิวเตชันแบบธรรมชาติ” เมื่อไทรสเตอร์ตัวหนึ่งนำกระแสจะเกิดการรีเวอร์สไบอัส คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมมุมเฟสจะมีวงจรแบบง่ายและราคาถูก ถูกใช้อย่างแพร่หลายในโรงงานอุตสาหกรรม ประสิทธิภาพในการแปลงกำลังไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์มีสูง ประมาณ 95 % เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานสูญเสีย ในไทรสเตอร์แต่ละตัวค่า ชุดขั้บ คิซีแบบควบคุมมุมเฟส ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากมาย ถ้าเป็นชุดควบคุมขนาดเล็กจะถูกใช้เป็นตัวควบคุมความเร็วสำหรับการเบรกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง คอนเวอร์เตอร์ขนาดใหญ่ถูกใช้สำหรับการควบคุมเครื่องจักรแบบหมุนคิซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมมุมเฟส แบ่งเป็น คอนเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส และคอนเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส คอนเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส การใช้งานคอนเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับปัจจัยต่าง ๆ เช่น แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า 1 เฟส หรือ 3 เฟส พิกัดของจุดขั้บมอเตอร์ ค่าของแรงดันกระแสที่เพิ่มที่เกิดการเบี่ยงเบน ชุดไดร์ฟแบบหมุนย้อนกลับได้หรือแบบหมุนย้อนกลับไม่ได้ ความต้องการให้เป็นแหล่งกำเนิดกระแส เป็นต้น

2.6.1 ค่าตัวแปรต่าง ๆ

ในชุดไดร์ฟมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบควบคุมมุมเฟสกระแสของมอเตอร์มีค่าไม่คงที่ แม้ว่ากระแสจากแหล่งจ่ายจะมีความเป็นไซน์ก็ตาม โดยค่าของกระแสขึ้นอยู่กับชนิดคอนเวอร์เตอร์ และมอเตอร์ที่ใช้และตัวแปรอื่นๆที่มีอิทธิพลต่อชุดขั้บเคลื่อน ในการหาคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์-คอนเวอร์เตอร์ จะต้องพิจารณาตัวแปรจากการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้าและแหล่งจ่ายอินพุตด้วย ดังนี้

2.6.1.1 ตัวแปรของมอเตอร์

ตัวแปรของมอเตอร์ สามารถจัดให้อยู่ในเทอมของตัวแปรต่างๆ ดังนี้

Torque-speed Characteristic เป็นตัวแปรที่แสดงลักษณะของความเร็วของมอเตอร์ที่เปลี่ยนไปต่อค่าทอร์ก

Nature of the Motor Current กระแสของมอเตอร์สามารถมีค่าแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ซึ่งจะมีผลต่อค่าของความเร็วและผลทางไดนามิกของชุดขับเคลื่อน

Average Motor Armature Current I_a ค่ากระแสเฉลี่ยโดย

$$I_a = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_a dt \quad (2.22)$$

i_a กระแสแอมแปร์ของมอเตอร์

T คาบเวลาสำหรับ 1 ไซเคิลการแปรของ i_a

Rms (Root Mean Square) Motor Armature Current i_{ar} นิยามโดย

$$I_{ar} = \left(\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_a^2 dt \right)^{1/2} \quad (2.23)$$

Peak Motor Armature Current i_{ap} ความสามารถในการคอมมิวเตทของกระแสมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าขึ้นอยู่กับค่าสูงสุดของกระแสแอมแปร์ ค่ากระแส i_{ap} ที่เรียกว่าองค์ประกอบการคอมมิวเตชัน (commutation competence) ของกระแสมอเตอร์

2.6.1.2 พารามิเตอร์ของแหล่งจ่ายอินพุต

Input Power Factor PF

$$PF = \frac{\text{mean input power}}{\text{rms input volt} - \text{amperes}} \quad (2.24)$$

ถ้าแหล่งจ่ายแรงดันเป็นไซน์ เฉพาะค่า Fundamental ของกระแสอินพุตที่จะจ่ายค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ย ดังนั้น

$$PF = \frac{VI_1 \cos \phi}{VI} \quad (2.25)$$

V เป็นค่า rms เฟสของแหล่งจ่ายแรงดัน

I เป็นค่า rms กระแสเฟสของแหล่งจ่าย

I_1 เป็นค่า rms fundamental ของกระแสของแหล่งจ่าย

ϕ_1 มุมระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันและค่า Fundamental กระแสของแหล่งจ่าย

ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญเนื่องจากมีความเกี่ยวข้องกับค่าความต้องการแรงดัน-กระแสของระบบไดรฟ์ ถ้าค่าประกอบกำลังมีค่าต่ำ จะมีค่าแรงดัน-กระแสที่มากขึ้น ไหลจากแหล่งจ่ายเข้าสู่ระบบ

Input Displacement Factor DF ซึ่งบางครั้งอาจเรียกว่า Fundamental power factor มีค่า

$$DF = \cos \phi_1 \quad (2.26)$$

เมื่อ ϕ_1 คือ ค่า Input displacement angle สำหรับระบบที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเหมือนกัน ถ้าค่า DF มีค่าต่ำจะมีค่ากระแส Fundamental ที่มากขึ้น ไหลจากแหล่งจ่ายเข้าสู่ระบบ

Harmonic factor HF กระแสอินพุตที่ไม่เป็นไซน์ประกอบด้วยกระแสของความถี่ฮาร์มอนิก ค่าฮาร์มอนิกเฟคเตอร์สามารถนิยามได้โดย

$$\begin{aligned} HF &= \frac{(I^2 - I_1^2)^{1/2}}{I_1} \\ &= \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2\right)^{1/2}}{I_1} \\ &= \frac{I_h}{I_1} \end{aligned} \quad (2.27)$$

เมื่อ I_n ค่า rms ของกระแสฮาร์มอนิกที่ n^{th}

I_h ค่า rms ของกระแสฮาร์มอนิกรวม

ค่าฮาร์มอนิกเฟคเตอร์แสดงถึงฮาร์มอนิกในกระแสแหล่งจ่ายอินพุตและสามารถที่จะวัดถึงค่าการลดทอนของกระแสอินพุตได้ ค่ากระแสอินพุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (i) สามารถที่จะแสดงอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} i &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \\ &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (2.28)$$

ค่าองค์ประกอบกระแสตรง I_0 และสัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ a_n, b_n หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i dt \quad (2.29)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \cos n\omega t dt \quad (2.30)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \sin n\omega t dt \quad (2.31)$$

$$i_n = \left(\frac{a_n^2 + b_n^2}{2} \right)^{1/2} \quad (2.32)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.33)$$

เมื่อ I_n ค่า rms ของกระแสฮาร์มอนิกที่ n^{th}

ϕ_n มุมระหว่างแรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายที่ n^{th}

a_n สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของฟังก์ชัน cos

b_n สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของฟังก์ชัน sin

บทที่ 3

การแปลงเวกเตอร์วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎี Park vector หรือ สเปซเวกเตอร์ (Space vector) ของการแปลงเวกเตอร์ในระนาบของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ซึ่งใช้เป็นพื้นฐานในการอธิบายหลักการการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง และการเปรียบเทียบการควบคุมมุมทริกกระหว่างการทริกให้ไทรสเตอร์ทำงานแบบปกติและการใช้เทคนิคการควบคุมทริกวมถึงการคำนวณหาค่าตัวแปรต่างๆในระบบที่ใช้ทำการวิจัย

3.2 ทฤษฎีของ Park Vector[3]

ข้อได้เปรียบประการสำคัญของการใช้วิธีทางเวกเตอร์ คือ วิธีทางเวกเตอร์ใช้สมการที่จำเป็นในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของเครื่องจักรกลน้อยโดยเฉพาะในกรณีของเครื่องจักรกลแบบหมุน วิธีทางเวกเตอร์เหมาะสมกับทิศการเคลื่อนที่ภายในเครื่องจักรกลและเวกเตอร์ไคอะแกรมสามารถทำให้เห็นภาพการเคลื่อนที่ได้ดีกว่าการแทนค่าเป็นปริมาณ ซึ่งค่าใดๆของปริมาณสามเฟสของระบบใดๆสามารถที่จะหาได้ง่ายโดยการใช้วิธีของเวกเตอร์ไคอะแกรม

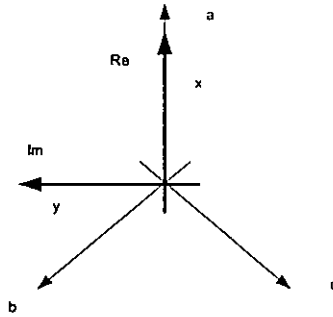
3.2.1 คุณสมบัติของระบบเวกเตอร์สามเฟส.

ค่าเวกเตอร์ของแรงดัน u ที่ได้จากค่าใดๆของแรงดันสามเฟส u_a, u_b, u_c มีค่า

$$u = \frac{2}{3}(u_a + au_b + a^2u_c) \quad (3.1)$$

เมื่อ
$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.2)$$

a และ a^2 เป็นเวกเตอร์เชิงซ้อนหนึ่งหน่วย (Complex unit vectors) มีทิศชี้ไปในทิศเฟส b และ c ตามลำดับ แกนจริงของระนาบเชิงซ้อนชี้ไปในทิศทางของเฟส a (รูปที่ 3.1) ระบบโคออดิเนตเชิงซ้อนนี้ เรียกว่า Natural coordinate system



รูปที่ 3.1 Natural coordinate system สำหรับการนิยามค่าของเวกเตอร์สามเฟส

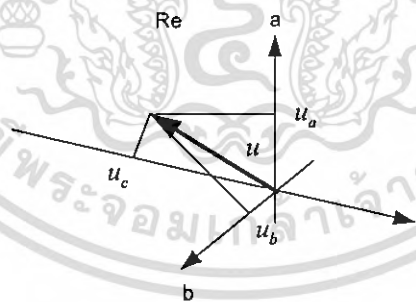
แรงดัน u เป็นเวกเตอร์ใน 2 มิติ จากนิยามจะมีค่าที่สามที่ต้องนำมาพิจารณา ซึ่งเป็นค่าลำดับศูนย์ (Zero-sequence) ของแรงดัน

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (3.3)$$

จากนิยาม แทนค่าของ u, u_0 ด้วยแรงดัน u_a, u_b, u_c จะได้

$$u_a = \text{Re}[u] + u_0, u_b = \text{Re}[a^2 u] + u_0, u_c = \text{Re}[a u] + u_0 \quad (3.4)$$

จากรูปที่ 3.1 จะได้ว่า



รูปที่ 3.2 กฎของการโปรเจกชัน

$$\text{Re}[u] = \text{Re}\left\{\frac{2}{3}\left[u_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)u_b + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)u_c\right]\right\} = \frac{2}{3}\left[\frac{3}{2}u_a - \frac{1}{2}(u_a + u_b + u_c)\right] = u_a - u_0 \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\text{Re}[u] = u_x$ เป็นส่วนจริงของเวกเตอร์ u เป็นการพล็อตลงบนแกนจริง x ซึ่งก็คือแกน a ค่า $\text{Re}[a^2u]$ และ $\text{Re}[au]$ เป็นการพล็อตของเวกเตอร์ u บนแกน b และ c ตามลำดับ ซึ่งการพล็อตนี้ เรียกว่า กฎของการโปรเจกชัน(Rule of projection)

3.2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณไลน์และเฟส

จากรูปที่ 3.3 แสดงการต่อวงจรแบบสตาร์ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฟสใดๆ และแรงดันไลน์มีค่าดังสมการ

$$u_A = u_b - u_c, u_B = u_c - u_a, u_C = u_a - u_b \quad (3.6)$$

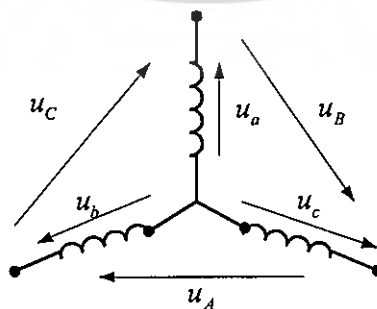
เพื่อให้ได้ค่า u_L เวกเตอร์ของแรงดันไลน์ u_A , u_B และ u_C สมการข้างบนดังกล่าวจะต้องคูณด้วย 1 , a และ a^2 ตามลำดับ ตามนิยาม ทำการรวมแล้วคูณด้วย $\frac{2}{3}$ เมื่อ $a^3 = 1$ ผลลัพธ์ที่ได้จะอยู่ในรูป

$$\begin{aligned} u_L &= a^2 \frac{2}{3}(u_a + au_b + a^2u_c) - a \frac{2}{3}(u_a + au_b + a^2u_c) \\ u_L &= (a^2 - a)u = -j\sqrt{3}u \end{aligned} \quad (3.7)$$

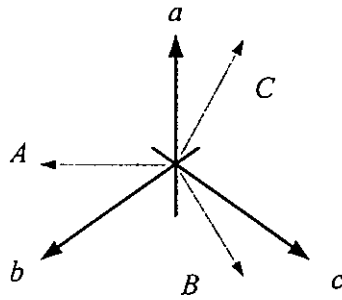
ค่า u_L เวกเตอร์ของแรงดันไลน์สามารถหาได้จากค่า u ซึ่งเป็นเวกเตอร์ของแรงดันเฟส ในทางปฏิบัติไม่ค่อยมีความจำเป็น เนื่องจากส่วนประกอบของเวกเตอร์ u ให้ค่าใดๆ ของแรงดันไลน์เหมือนกัน เช่น ค่าใดๆ ของแรงดันไลน์เฟส A

$$u_A = \text{Re}[u_L] = \text{Re}[-j\sqrt{3}u] = \sqrt{3} \text{Im}[u] = \sqrt{3}u_y \quad (3.8)$$

มีค่าเท่ากับการ โปรเจกชันของเวกเตอร์ u บนแกน y หรือแกน A ทำการคูณปริมาณสเกลาร์ด้วย $\sqrt{3}$ เช่นเดียวกัน u_B และ u_C สามารถหาได้จากการ โปรเจกชันค่า u บนแกน B และ C ตามลำดับ (รูปที่ 3.4)



รูปที่ 3.3 แรงดันของไลน์และเฟสของการต่อแบบสตาร์ของระบบ 3 เฟส



รูปที่ 3.4 ระบบโคออดิเนตสำหรับความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเวกเตอร์ของไลน์และเฟส

3.2.3 องค์ประกอบของ x, y

มีบางกรณีในทางปฏิบัติที่ต้องใช้องค์ประกอบเวกเตอร์ x, y ที่ทำมุม 90° ซึ่งกันและกัน เช่น แรงดันสามารถหาได้โดยการแยกส่วนจริงและส่วนจินตภาพของสมการที่ 3.1

$$\begin{aligned} u_x = \text{Re}[u] &= \frac{2}{3}u_a - \frac{1}{3}(u_b + u_c) \\ u_y = \text{Im}[u] &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \end{aligned} \quad (3.9)$$

เวกเตอร์ u ที่มีค่าองค์ประกอบของ x, y คือ $u = u_x + ju_y$ ถ้าไม่มีค่าขององค์ประกอบลำดับศูนย์ (Zero-sequence component) นั่นคือ $u_a + u_b + u_c = 0$ สมการสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบอย่างง่ายได้คือ

$$\begin{aligned} u_x = u_a &= -(u_b + u_c) \\ u_y &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \end{aligned} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ 3.9 และสมการที่ 3.10 ค่าของเฟสสามารถหาได้อยู่ในเทอมของ x และ y ผลที่ได้จากการคำนวณซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการอินเวอร์สการแปลงสมการทางคณิตศาสตร์ มีค่า

$$\begin{aligned} u_a &= u_x + u_0 \\ u_b &= -\frac{1}{2}u_x + \frac{\sqrt{3}}{2}u_y + u_0 \\ u_c &= -\frac{1}{2}u_x - \frac{\sqrt{3}}{2}u_y + u_0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

ถ้าไม่มีค่าขององค์ประกอบลำดับศูนย์ $u_0 = 0$ ในสมการ(3.11) ซึ่งสามารถนำหลักการดังกล่าวไปใช้กับกระแสและเส้นแรงแม่เหล็กในเครื่องจักรกลแบบหมุนได้ด้วย

3.2.4 กำลังไฟฟ้า

ให้ผลรวมของกำลังไฟฟ้าใดๆ ของระบบ 3 เฟส คือ

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (3.12)$$

จัดให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$p = \frac{3}{2} \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} + 3u_0 i_0 \quad (3.13)$$

เมื่อ $\mathbf{u} \cdot \mathbf{i}$ เป็นปริมาณสเกลาร์ของเวกเตอร์ ซึ่งสามารถคำนวณในรูปของจำนวนเชิงซ้อนโดย

$$\mathbf{u} \cdot \mathbf{i} = \text{Re}[\mathbf{u} \cdot \mathbf{i}] = \text{Re}[\hat{\mathbf{u}} \cdot \hat{\mathbf{i}}] \quad (3.14)$$

เมื่อ $\hat{\mathbf{u}}$ เป็นค่าคอนจูเกตของจำนวนเชิงซ้อน โดยสมมติให้ $u_0 = 0, i_0 = 0$

3.2.5 การทำงานของระบบสามเฟส

ในโหมดการทำงานของแรงดันเฟสและกระแสที่เป็นรูปคลื่นไซน์จะประกอบด้วยระบบที่สมมาตรขององค์ประกอบลำดับบวก(Positive sequence) ค่าใดๆของระบบกระแส 3 เฟสสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} i_a &= I_1 \cos(W_1 t + \phi_1) \\ i_b &= I_1 \cos(W_1 t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c &= I_1 \cos(W_1 t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

จากนิยาม เวกเตอร์ของกระแสหาได้หลังจากการคำนวณ

$$i_1 = I_1 e^{jA} e^{jW_1 t} = I_1 e^{jW_1 t} \quad (3.16)$$

$$i_1 = I_{a1} e^{jW_1 t} = i_{a1} \quad (3.17)$$

ตำแหน่งของการหมุนเวกเตอร์ที่ความเร็วเชิงมุมคงที่ W_1 เป็นวงกลม ซึ่งตอบสนองตามความเป็นจริงในการหมุนของเครื่องจักรแบบหมุน กระแสองค์ประกอบลำดับบวก ก่อให้เกิดการหมุน

m.m.f ในลำดับของ a b c (ซึ่งเหมือนกับการนำไปใช้กับเวกเตอร์ของแรงดันและเวกเตอร์เส้นแรงแม่เหล็กในเครื่องจักรกลแบบหมุน)

ผลที่ได้สามารถตรวจสอบได้จากกฎของการโปรเจกชัน เช่น โนกรีนิชของแรงดันไฟฟ้า ค่าใดๆ ของแรงดันไฟฟ้าในทุกระบบสามเฟสจะแปรผันแบบไซน์เท่านั้น ถ้าตำแหน่งของเวกเตอร์เป็นวงกลม

3.2.6 Steady-state Sinusoidal negative-sequence operation

เมื่อกระแสเฟสทำให้เกิดองค์ประกอบลำดับลบ(Negative-sequence) ดังนี้

$$\begin{aligned}i_a &= I_2 \cos(W_1 t + \phi_2) \\i_b &= I_2 \cos(W_1 t + \phi_2 + \frac{2\pi}{3}) \\i_c &= I_2 \cos(W_1 t + \phi_2 - \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\tag{3.18}$$

โดยอาศัยนิยาม เวกเตอร์ของกระแส คือ

$$i_2 = I_2 e^{-j\phi_2} e^{-jW_1 t}\tag{3.19}$$

มันจะหมุนที่ความเร็วเชิงมุม W_1 ในทิศทางของค่าลบ(Negative) ตามการหมุนของ m.m.f ในอันดับของ a, b, c ที่สร้างโดยกระแสองค์ประกอบลำดับลบ

เวกเตอร์เวลาของกระแสเฟส a คือ

$$i_{a2} = I_{a2} e^{jW_1 t} = I_2 e^{j\phi_2} e^{jW_1 t}\tag{3.20}$$

ซึ่งเป็นค่าคอนจูเกตของเวกเตอร์ i_2

$$i_2 = \hat{i}_{a2}\tag{3.21}$$

3.2.7 การวิเคราะห์ฮาร์มอนิกของระบบเวกเตอร์สามเฟส

ในสถานะคงตัว(Steady state) เวกเตอร์แรงดัน $u(t)$ กระแส $i(t)$ และฟลักซ์ $\psi(t)$ เกิดใกล้กัน เนื่องจากการแปรเปลี่ยนเป็นคาบของปริมาณที่เกี่ยวข้อง ส่วนประกอบของฮาร์มอนิกสามารถหาได้จากการคำนวณจากเส้นทางเดิน แทนฟังก์ชันเวลาของเวกเตอร์สามเฟสด้วย y จะได้ $y = y(t)$

ที่มีค่าไซเคิลของเวลา T ดังนั้น $y(t+T) = y(t)$ เมื่อฟังก์ชันของปริมาณทางกายภาพอธิบายโดยสมการฟูเรียร์

$$y(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} Y_p e^{j\omega_p t} \quad (3.22)$$

เมื่อ $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ และค่าสัมประสิทธิ์ของการแปลงฟูเรียร์ (Y_p) มีค่า

$$Y_p = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) e^{-j\omega_p t} dt \quad (3.23)$$

เมื่อ $p = 1$ จะได้ค่า Fundamental คือ

$$Y_1 = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) e^{-j\omega_1 t} dt \quad (3.24)$$

ฟังก์ชัน $y(t)$ เป็นไปตามสมการ(3.24) และมีค่า G-Sided symmetry เมื่อตำแหน่งในระบบ โคออดิเนต (Natural coordinate system) เหมือนกับ G-Sided symmetry polygon จากสมการ(3.22) และ(3.24)

$$y\left(t + \frac{T}{g}\right) = y(t) e^{j\omega_1 \frac{T}{g}} \quad (3.25)$$

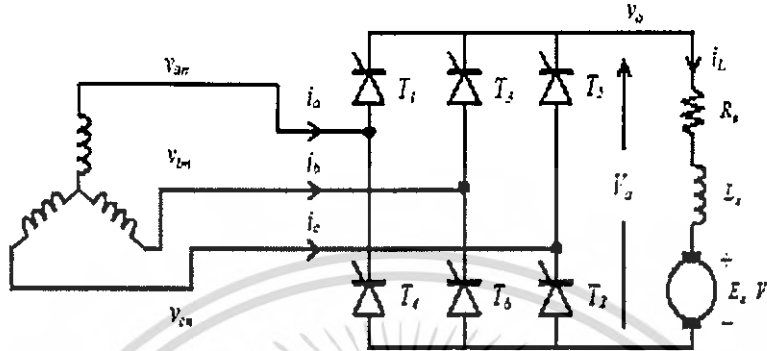
ดังนั้นโคแอสเทมสามารถแบ่งไปเป็น G เส้นโค้งที่สามารถนำไปใช้แทนค่าได้โดยการหมุนที่มุม $\omega_1 \frac{T}{g} = \frac{2\pi}{g}$ เรเดียน ซึ่งครอบคลุมไม่เพียงแต่รูปร่างของเส้น โค้งแต่รวมถึงสเกลของเวลาที่ใช้ด้วย

3.3 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมเฟส (Phase-controlled converter) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมักใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์เปิดปิดกระแสที่ไหลในวงจร การควบคุมแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกทำได้โดยควบคุมมุมเปิดกระแสของไทรสเตอร์ (α) วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้เมื่อต้องการควบคุมหรือปรับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกให้เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง ใช้สำหรับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาดใหญ่ที่มีกำลังระหว่าง 100 Hp-150 Hp [7] วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.5 โดยแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกมีค่า

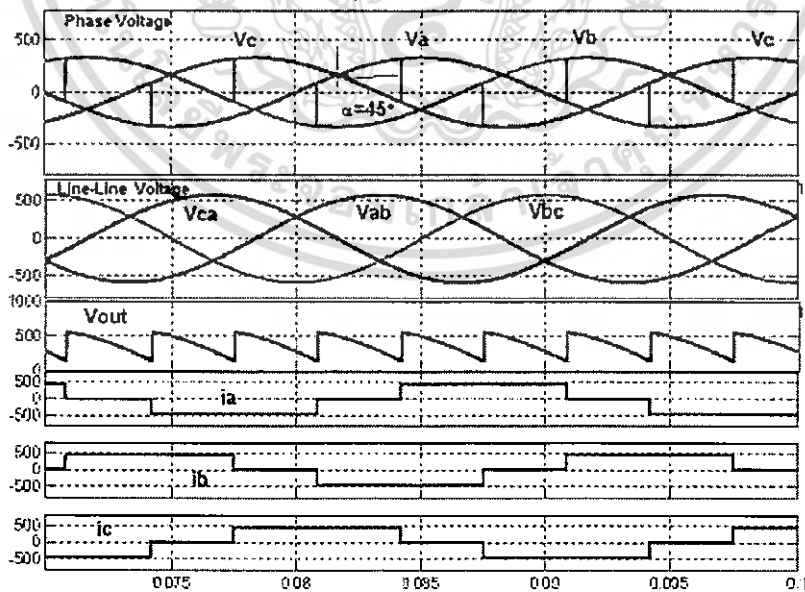
$$V_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} V_{\max} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{\text{phase}} \cos \alpha \tag{3.26}$$

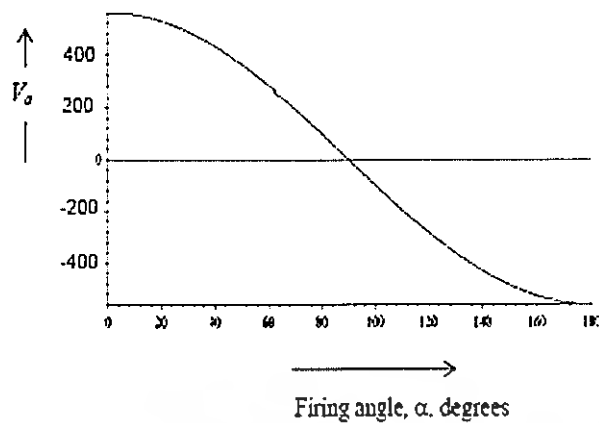


รูปที่ 3.5 วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

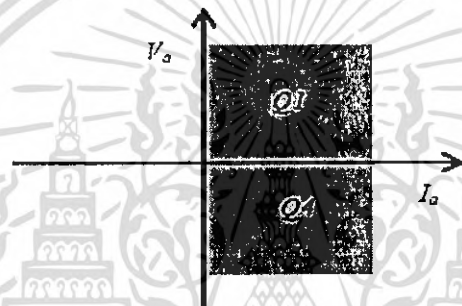
คอนเวอร์เตอร์แบบ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ทำงานในควอดแรนต์ 1 และ 4 ทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกทั้งแรงดันบวกและแรงดันลบ โดยที่มุมทริก $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ เรเดียน คอนเวอร์เตอร์ทำงานในควอดแรนต์ 1 และสำหรับ $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ เรเดียน คอนเวอร์เตอร์ทำงานในควอดแรนต์ 4 ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งการทำงานในควอดแรนต์ 4 จะเกิดเมื่อโหลดเป็นแหล่งจ่ายแอกทีฟที่ฟิดชีซีที่สามารถเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่วงจรเอซีได้ รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นของแรงดันเฟส (V_a, V_b, V_c) แรงดันไลน์-ไลน์ (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) กระแส (i_a, i_b, i_c) ที่ $\alpha = \pi/4$ เรเดียน



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.7 (ก) แรงดันไฟฟ้าคิซีเอาต์พุตที่มุมทริก α และ (ข) กราฟคเวนต์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3.3.1 การทริกไทรสเตอร์

การแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามารถที่จะควบคุมได้ถ้าสวิทช์ของคอนเวอร์เตอร์เป็นไทรสเตอร์ ค่าของกำลังไฟคิซีที่จ่ายให้แก่โหลดจากแหล่งจ่ายเอซีสามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่ามุมทริก(มุมเฟส) α ของไทรสเตอร์ การมอดคูเลทกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเอซีไปยังโหลดคิซีแสดงคิงรูปที่ 3.6 ให้แหล่งจ่ายในเฟส a เป็นเฟสอ้างอิง จะได้ลำดับของการสวิทช์ไทรสเตอร์ คือ ไทรสเตอร์ TH1 ที่เวลา $\omega t = \pi/6 + \alpha$ เรเดียน ไทรสเตอร์ TH3 ที่เวลา $\omega t = \pi/6 + 2\pi/3 + \alpha$ เรเดียน และไทรสเตอร์ TH5 ที่เวลา $\omega t = \pi/6 + 4\pi/3 + \alpha$ เรเดียน โดยที่ α วัดจาก $\omega t = \pi/6$ เรเดียน ส่วนการคอมมิวเตทของไทรสเตอร์ในเฟส b และเฟส c จะถูกทริกในลักษณะที่คล้ายๆกัน คือ ไทรสเตอร์ TH4 ถูกทริกตามหลังไทรสเตอร์ TH1 ที่มุม π เรเดียน ไทรสเตอร์ TH6 ถูกทริกตามหลังไทรสเตอร์ TH3 ที่มุม π เรเดียน และไทรสเตอร์ TH2 ถูกทริกตามหลังไทรสเตอร์ TH5 ที่มุม π เรเดียน ดังนั้นจากรูปที่ 3.9 ลำดับการ นำกระแส จาก $\omega t = 0$ คือ

- TH1 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = \pi/6 + \alpha$ เรเดียน
- TH2 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = \pi/3 + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน
- TH3 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = 2\pi/3 + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน
- TH4 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = \pi + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน
- TH5 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = 4\pi/3 + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน
- TH6 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = 5\pi/3 + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน
- TH1 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = 2\pi + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน
- TH2 นำกระแส ที่เวลา $\omega t = 2\pi + \pi/3 + (\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน

การนำกระแสของไทรสเตอร์แต่ละตัวสามารถนำมาวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยให้

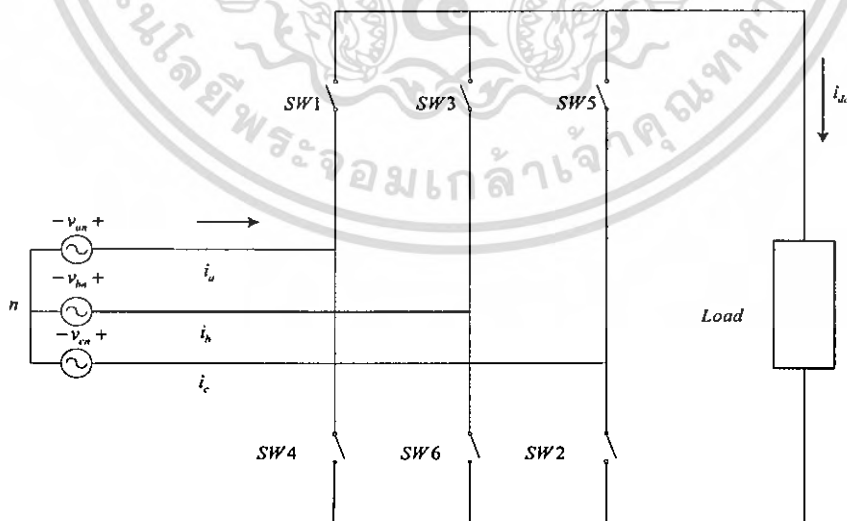
1. ในการสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ขั้วไทรสเตอร์แต่ละตัวและเป็นการสวิตช์แบบอุดมคติคือไม่เกิดมุมของการคอมมิวเตชันเนื่องจากการสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 3.8
2. การสวิตช์ในแต่ละครั้ง ค่าของสวิตช์ฟังก์ชันจะสมมาตร(Symmetrical)ซึ่งกันละกัน ในไทรสเตอร์แต่ละตัว

ดังนั้น จะได้ค่าของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของคอนเวอร์เตอร์ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์[8] ดังนี้

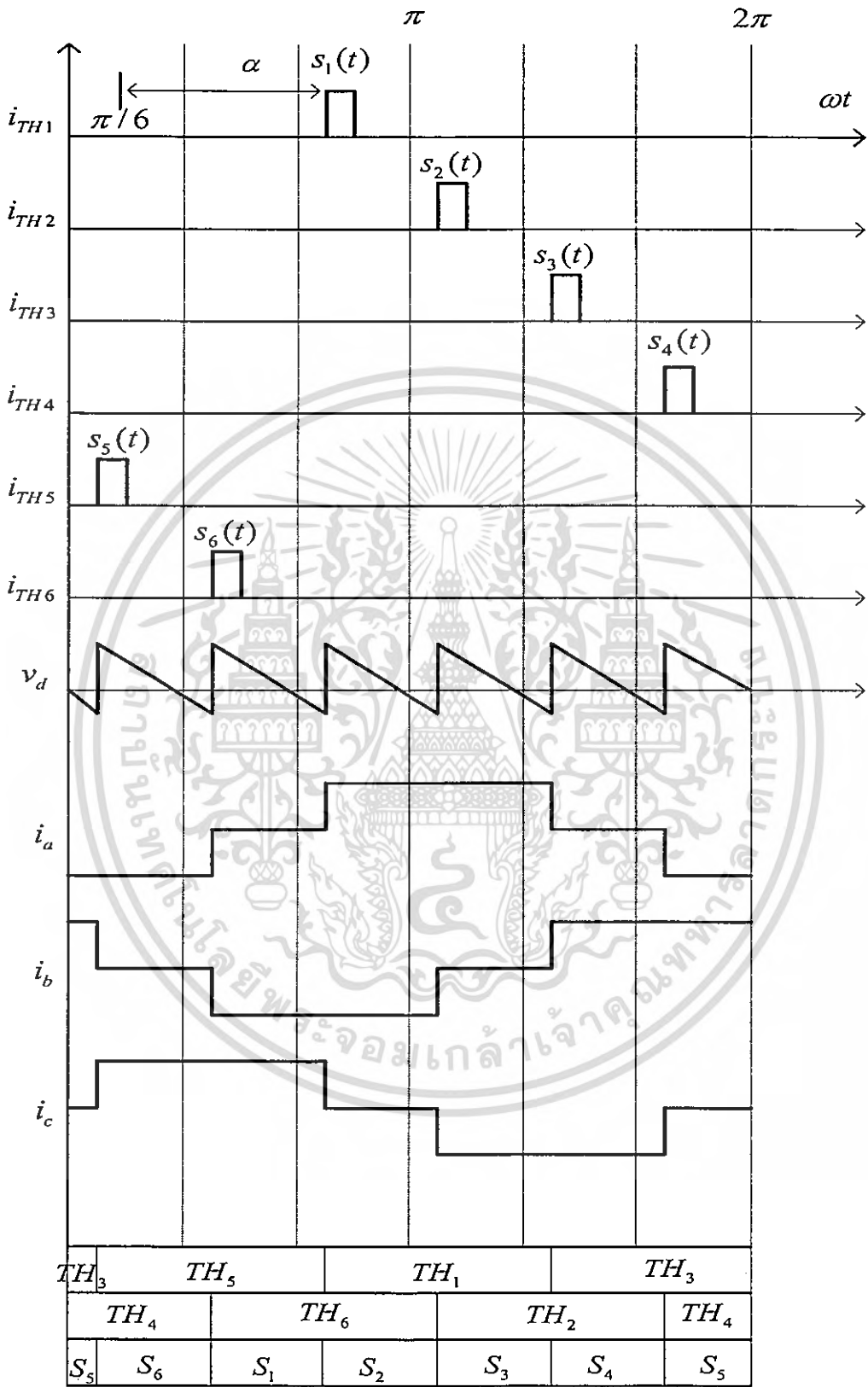
$$S(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n \sin(n\theta + \psi_n) \tag{3.27}$$

H_n คือ ค่าของฮาร์มอนิกลำดับที่ n

ψ_n คือ ค่ามุมเฟสของฮาร์มอนิกลำดับที่ n ของสวิตช์ฟังก์ชัน



รูปที่ 3.8 การสวิตช์ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.9 หลักการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ค่าของสวิตซ์ฟังก์ชันของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

| Conducting Switches | $S_a(t)$ | $S_b(t)$ | $S_c(t)$ | $S(t)$ |
|---------------------|----------|----------|----------|--------|
| TH_5 และ TH_6 | 0 | -1 | 1 | S_1 |
| TH_1 และ TH_6 | 1 | -1 | 0 | S_2 |
| TH_1 และ TH_2 | 1 | 0 | -1 | S_3 |
| TH_3 และ TH_2 | 0 | 1 | -1 | S_4 |
| TH_3 และ TH_4 | -1 | 1 | 0 | S_5 |
| TH_5 และ TH_4 | -1 | 0 | 1 | S_6 |
| TH_1 และ TH_4 | 0 | 0 | 0 | S_0 |
| TH_3 และ TH_6 | 0 | 0 | 0 | S_0 |
| TH_5 และ TH_2 | 0 | 0 | 0 | S_0 |

จากรูปที่ 3.9 เมื่อไม่พิจารณาผลของการเกิด โอเวอร์แลป(Overlap) สวิตซ์ฟังก์ชันของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ 6 ค่าคือ $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$, $s_4(t)$, $s_5(t)$, $s_6(t)$ ซึ่งแทนค่าคาบการนำกระแสของไทรสเตอร์แต่ละตัว โดยที่สวิตซ์ฟังก์ชันมีค่าเป็น 1 เมื่อไทรสเตอร์นำกระแส และจะมีค่าเป็น 0 เมื่อไทรสเตอร์ตัวนั้นหยุดนำกระแส การวิเคราะห์เบื้องต้นของสวิตซ์ฟังก์ชันดังแสดงในตารางที่ 3.1 ในกรณีนี้เมื่อไทรสเตอร์ 1 นำกระแสที่มุม $\pi/6 + \alpha$ เรเดียน โดยที่ไทรสเตอร์ 6 ยังคงนำกระแสอยู่ ขณะที่ไทรสเตอร์ตัวที่ 5 เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องมาจากการคอมมิวเตชันตามธรรมชาติ (Natural commutation) ซึ่งจะเห็นว่าไทรสเตอร์ตัวที่ 1 จะคอมมิวเตชันกับไทรสเตอร์ 5 ระหว่างช่วงเวลา $(\pi/6 + \alpha) \leq \omega_0 t \leq (\pi/2 + \alpha)$ เรเดียน ไทรสเตอร์ 6 และ 1 นำกระแสและมีค่าแรงดันระหว่างไลน์ตกคร่อมที่โหลด $v_{ab}(t)$ ที่เวลา $\omega_0 t = \pi/2 + \alpha$ เรเดียน ไทรสเตอร์ 2 จะนำกระแส และไทรสเตอร์ 6 หยุดนำกระแส ที่ระหว่างเวลา $(\pi/2 + \alpha) \leq \omega_0 t \leq (5\pi/6 + \alpha)$ เรเดียน ไทรสเตอร์ 1 และ 2 นำกระแสและค่าแรงดันระหว่างไลน์ตกคร่อมโหลด $v_{ca}(t)$ ลำดับของการทริกในช่วงเวลา 1 คาบของไทรสเตอร์แต่ละตัวคือ 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6, 6-1. ที่สภาวะคงตัว ลำดับการทำงานในการสวิตซ์จะต่อเนื่องซ้ำกันเป็นคาบเวลาดังกล่าว

จากรูปที่ 3.9 และตารางที่ 3.1 จะพบว่าค่าฟังก์ชัน $s_i(t)$ ตอบสนองต่อค่าบวกของ $v_a(t)$ ถึง $v_{dc}(t)$ และ $s_4(t)$ ตอบสนองต่อค่าลบของ $v_a(t)$ ถึง $v_{dc}(t)$ ในลักษณะที่คล้ายกัน $s_3(t)$ และ $s_6(t)$ จะตอบสนองต่อค่าบวกและค่าลบของ $v_b(t)$ ถึง $v_{dc}(t)$ ตามลำดับ ขณะที่ $s_5(t)$ และ $s_2(t)$ จะตอบสนองต่อค่าบวกและค่าลบของ $v_c(t)$ ถึง $v_{dc}(t)$ ตามลำดับ ค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอซีและคิซีสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.28

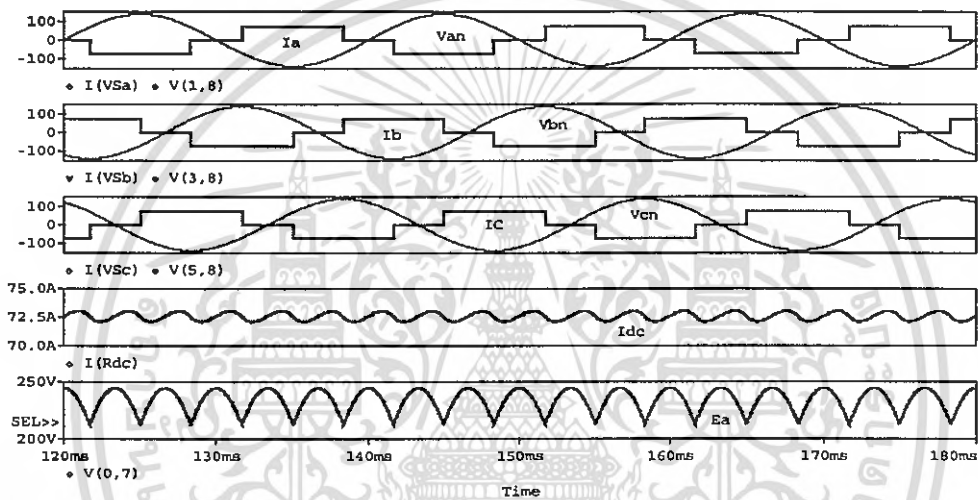
$$v_{dc}(t) = [s_1(t) - s_4(t)]v_a(t) + [s_3(t) - s_6(t)]v_b(t) + [s_5(t) - s_2(t)]v_c(t) \tag{3.28}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของเฟส a, b, c และกระแสคี่ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์จะมีในสองลักษณะตามค่าของสวิตชิงฟังก์ชัน คือ

$$i_a(t) = [s_1(t) - s_4(t)]i_{dc}(t) \tag{3.29}$$

$$i_b(t) = [s_3(t) - s_6(t)]i_{dc}(t) \tag{3.30}$$

$$i_c(t) = [s_5(t) - s_2(t)]i_{dc}(t) \tag{3.31}$$



รูปที่ 3.10 ผลการทดลองแสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ $\alpha = 0$ เรเดียน เมื่อ $I(Vsa), I(Vsb), I(Vsc)$ เป็นกระแสไลน์เฟส a, b, c และ $V(0, 7)$ เป็นแรงดันเอาต์พุต

ผลการคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสเฟส A 13 อันดับ แสดงได้ดังนี้

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VSa)
DC COMPONENT = -1.665605E-03

| HARMONIC NO | FREQUENCY (HZ) | FOURIER COMPONENT | NORMALIZED COMPONENT | PHASE (DEG) | NORMALIZED PHASE (DEG) |
|-------------|----------------|-------------------|----------------------|-------------|------------------------|
| 1 | 5.000E+01 | 8.120E+01 | 1.000E+00 | 1.800E+02 | 0.000E+00 |
| 2 | 1.000E+02 | 3.954E-03 | 4.870E-05 | 9.070E+01 | -2.692E+02 |
| 3 | 1.500E+02 | 2.406E-01 | 2.964E-03 | 7.036E-01 | -5.392E+02 |
| 4 | 2.000E+02 | 1.962E-03 | 2.416E-05 | 8.741E+01 | -6.325E+02 |
| 5 | 2.500E+02 | 1.611E+01 | 1.984E-01 | -1.035E+00 | -9.009E+02 |

| | | | | | |
|---|-----------|-----------|-----------|------------|------------|
| 6 | 3.000E+02 | 1.055E-04 | 1.299E-06 | -1.271E+01 | -1.093E+03 |
| 7 | 3.500E+02 | 1.124E+01 | 1.384E-01 | 1.166E+00 | -1.259E+03 |
| 8 | 4.000E+02 | 1.001E-03 | 1.232E-05 | -8.671E+01 | -1.526E+03 |
| 9 | 4.500E+02 | 2.408E-01 | 2.965E-03 | -1.798E+02 | -1.799E+03 |
| 10 | 5.000E+02 | 7.772E-04 | 9.572E-06 | -8.943E+01 | -1.889E+03 |
| 11 | 5.500E+02 | 7.373E+00 | 9.081E-02 | -1.800E+02 | -2.160E+03 |
| 12 | 6.000E+02 | 2.504E-05 | 3.084E-07 | 1.155E+02 | -2.044E+03 |
| 13 | 6.500E+02 | 6.006E+00 | 7.397E-02 | -1.795E+02 | -2.519E+03 |
| TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.688106E+01 PERCEN | | | | | |

ผลการคำนวณค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของแรงดันขาออก 13 อันดับ แสดงได้ดังนี้

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(0,7)

DC COMPONENT = 2.337269E+02

HARMONIC FREQUENCY FOURIER NORMALIZED PHASE NORMALIZED

| NO | (HZ) | COMPONENT | COMPONENT | (DEG) | PHASE (DEG) |
|----|-----------|-----------|-----------|------------|-------------|
| 1 | 5.000E+01 | 1.284E-05 | 1.000E+00 | -1.721E+02 | 0.000E+00 |
| 2 | 1.000E+02 | 5.587E-03 | 4.350E+02 | 9.423E+01 | 4.384E+02 |
| 3 | 1.500E+02 | 2.287E-05 | 1.781E+00 | -1.787E+02 | 3.375E+02 |
| 4 | 2.000E+02 | 7.746E-03 | 6.031E+02 | -8.175E+01 | 6.066E+02 |
| 5 | 2.500E+02 | 9.070E-06 | 7.062E-01 | 5.650E-01 | 8.610E+02 |
| 6 | 3.000E+02 | 1.337E+01 | 1.041E+06 | 8.996E+01 | 1.122E+03 |
| 7 | 3.500E+02 | 1.793E-05 | 1.396E+00 | -1.780E+02 | 1.027E+03 |
| 8 | 4.000E+02 | 1.730E-03 | 1.347E+02 | -1.429E+01 | 1.362E+03 |
| 9 | 4.500E+02 | 1.092E-05 | 8.502E-01 | -1.512E+00 | 1.547E+03 |
| 10 | 5.000E+02 | 4.563E-03 | 3.553E+02 | 1.194E+02 | 1.840E+03 |
| 11 | 5.500E+02 | 1.616E-05 | 1.259E+00 | -1.790E+02 | 1.714E+03 |
| 12 | 6.000E+02 | 3.273E+00 | 2.548E+05 | -9.010E+01 | 1.975E+03 |
| 13 | 6.500E+02 | 1.242E-05 | 9.674E-01 | -2.330E+00 | 2.235E+03 |

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.071456E+08 PERCENT

ในการวิเคราะห์ฟูรีเยร์ ค่าแรงดันฮาร์มอนิกที่ได้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{\max t-l} \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{6}{\pi} \int_{\alpha+30^\circ}^{\alpha+90^\circ} V_{\max} \sin(\omega t + 30^\circ) \cos n\omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{3V_{\max t-l}}{\pi} \left[\frac{2 \sin(n+1) \frac{\pi}{6} \cos(n+1)\alpha}{n+1} + \frac{2 \sin(n-1) \frac{\pi}{6} \cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3.32)$$

$$b_n = \frac{3V_{\max t-l}}{\pi} \left[\frac{2 \sin(n+1) \frac{\pi}{6} \sin(n+1)\alpha}{n+1} + \frac{2 \sin(n-1) \frac{\pi}{6} \sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3.33)$$

เมื่อ $n = 6, 12, 18, \dots$

ค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุด (Peak ripple voltage) ของฮาร์มอนิกอันดับ $6n$ คือ

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \frac{3V_{\max t-l}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{(n+1)^2} + \frac{1}{(n-1)^2} \frac{2 \cos 2\alpha}{(n-1)(n+1)}} \quad (3.34)$$

โดยที่ a_n สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของฟังก์ชัน \cos
 b_n สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์ของฟังก์ชัน \sin
 c_n ขนาดของแอมพลิจูดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ n

กระแสเมเจอร์สำหรับสภาวะการนำกระแสแบบต่อเนื่องของมอเตอร์ โดยค่ากระแสของมอเตอร์สามารถหาได้โดยตรงจากกระแสดีซีและกระแสฮาร์มอนิก จากวงจรในรูปที่ 3.5 และการแปลงฟูรีเยร์ของรูปคลื่นแรงดันของมอเตอร์ จะได้

$$i_a(\omega t) = \frac{V_{\max t-l}}{|Z_a|} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \phi\right) - \frac{E_a}{R_a} + Ae^{-\frac{R_a}{\omega L_a} \omega t} \quad (3.35)$$

$$\text{เมื่อ } |Z| = \sqrt{R_a^2 + (\omega L_a)^2} \text{ และ } \phi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L_a}{R_a}\right)$$

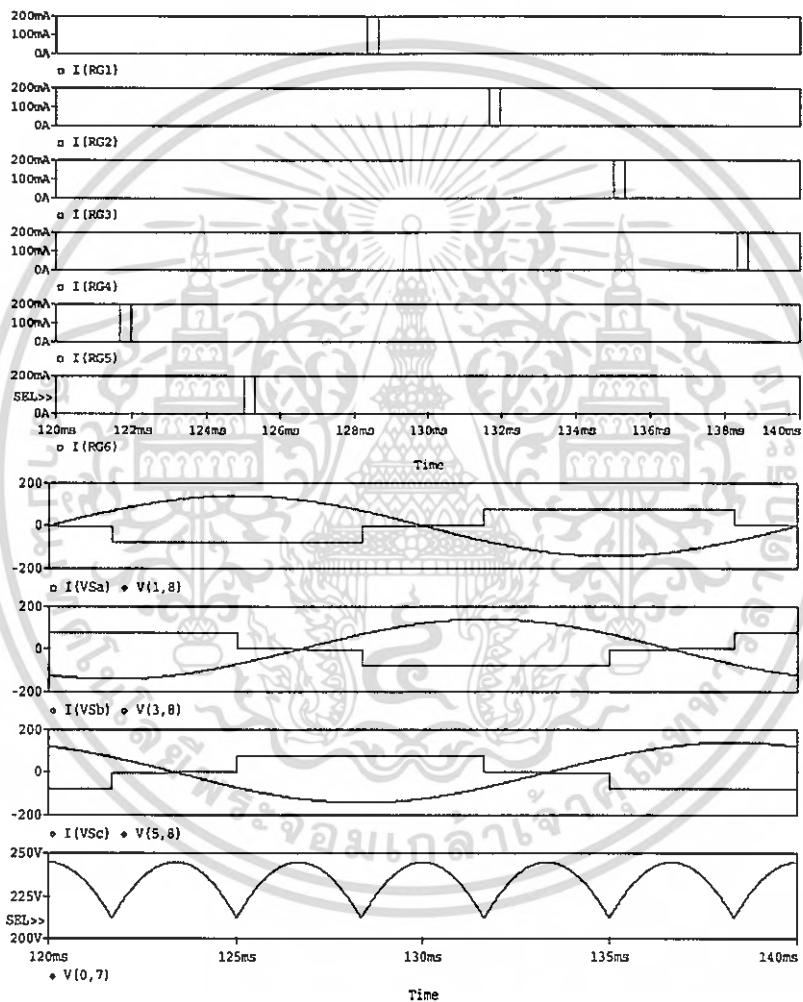
$$\text{ความเร็วเฉลี่ยของมอเตอร์} \quad N = \frac{E_a(\alpha) - R_a I_a}{K_a \Phi} \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

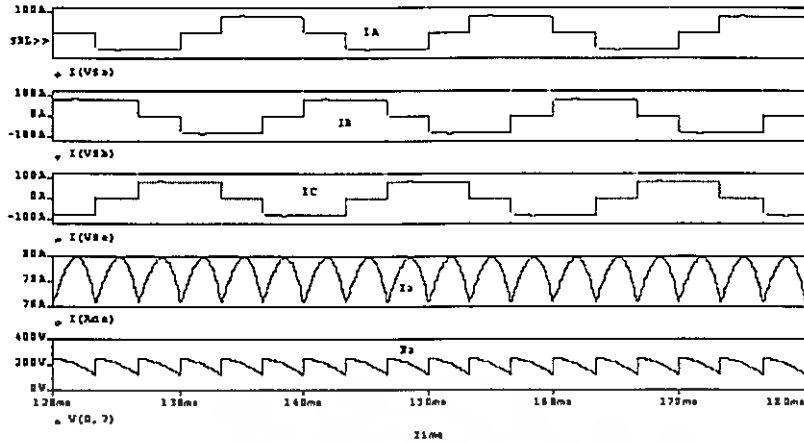
โดยที่

| | |
|----------------|---|
| R_u | ความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (Ω) |
| I_a | กระแสอาร์เมเจอร์ (A) |
| $K_u \Phi$ | ค่าคงที่แรงดันมอเตอร์ ($V \cdot \text{sec} / \text{rad}$) |
| $V_{\max I-I}$ | แรงดันไฟฟ้าสูงสุดระหว่างไลน์-ไลน์ (V) |
| E_u | แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของมอเตอร์ (V) |

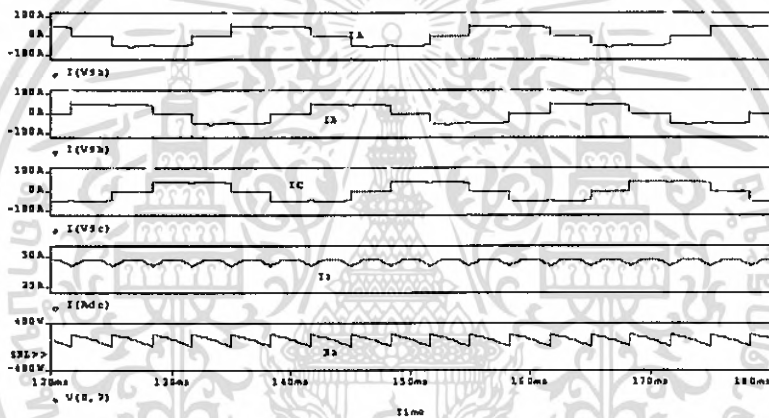
3.3.1.1 ผลการทดลองแสดงการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์



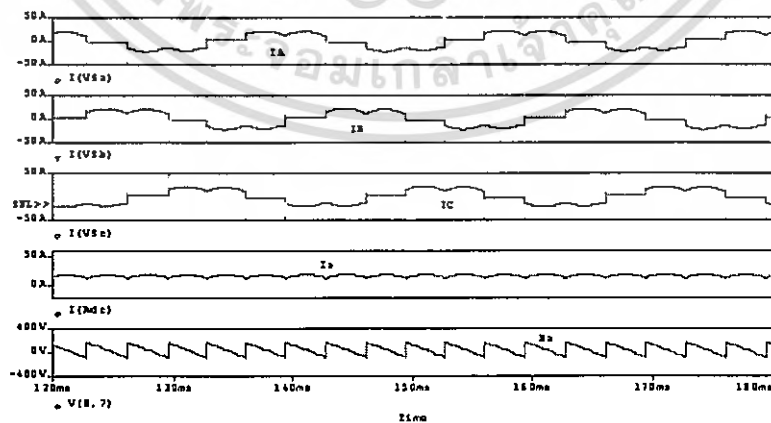
รูปที่ 3.11 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = 0$ เรเดียน โดยที่ $i(RG1) - i(RG6)$ เป็นสัญญาณทริก ไทริสเตอร์ตัวที่ 1-6 $I(VSa), I(VSb), I(VSc)$ เป็นกระแสไลน์เฟส a, b, c $V(0, 7)$ เป็นแรงดันเอาต์พุต $V(1, 8), V(3, 8), V(5, 8)$ เป็นแรงดันเฟส a, b, c ตามลำดับ



รูปที่ 3.12 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = \pi/6$ เรเดียน เมื่อ $I(Vsa), I(Vsb), I(Vsc)$ เป็นกระแสไลน์เฟส a, b, c และ $V(0,7)$ เป็นแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 3.13 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = \pi/3$ เรเดียน เมื่อ $I(Vsa), I(Vsb), I(Vsc)$ เป็นกระแสไลน์เฟส a, b, c และ $V(0,7)$ เป็นแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 3.14 การควบคุมมุมทริกแบบปกติที่ $\alpha = 4\pi/9$ เรเดียน เมื่อ $I(Vsa), I(Vsb), I(Vsc)$ เป็นกระแสไลน์เฟส a, b, c และ $V(0,7)$ เป็นแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 เทคนิคการจุดมุมทริก(Firing technique)[1][4]

จากวงจรในรูปที่ 3.5 สามารถแสดงหลักการการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรล คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ทดลองดังในรูปที่ 3.15 และสามารถแทนได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$v_d(t) = \begin{bmatrix} S_a(t) & S_b(t) & S_c(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} i_d(t) \quad (3.38)$$

เมื่อ $i_d(t)$ เป็นค่ากระแสดีซีเอาต์พุต $V_d(t)$ เป็นค่าแรงดันดีซีเอาต์พุต $V_{an}(t), V_{bn}(t), V_{cn}(t)$ เป็นค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเอซี และ $S_a(t), S_b(t)$ และ $S_c(t)$ เป็นสวิตช์ฟังก์ชัน สมการเวกเตอร์ $S(t)$ ของสวิตช์ฟังก์ชันสามารถหาได้ดังสมการ

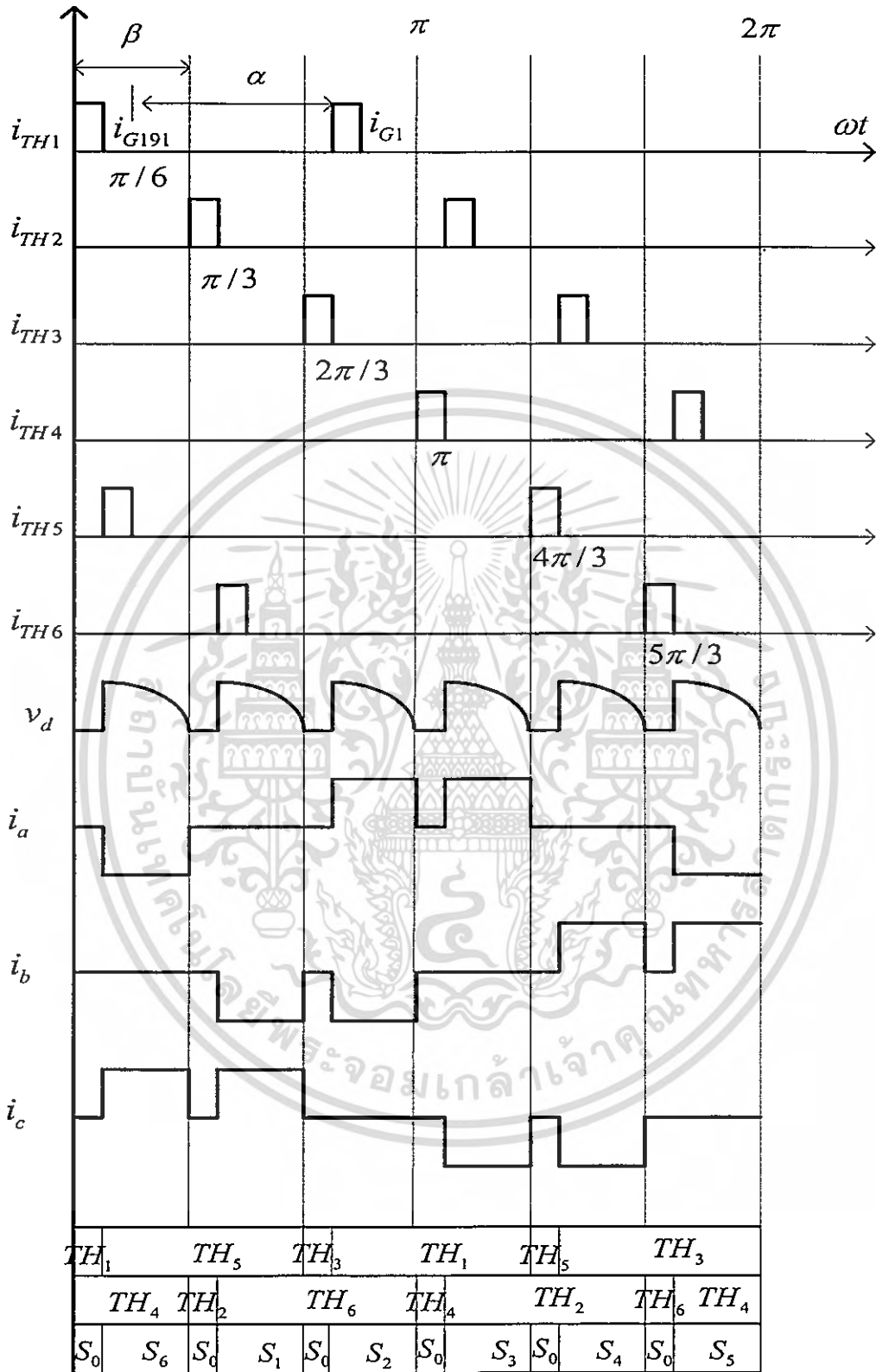
$$S(t) = \begin{bmatrix} S_x(t) \\ S_y(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

แรงดันอินพุตมีค่า

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} V_{an} \sin(\omega t) \\ \sqrt{2} V_{an} \sin(\omega t - 2/3\pi) \\ \sqrt{2} V_{an} \sin(\omega t - 4/3\pi) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

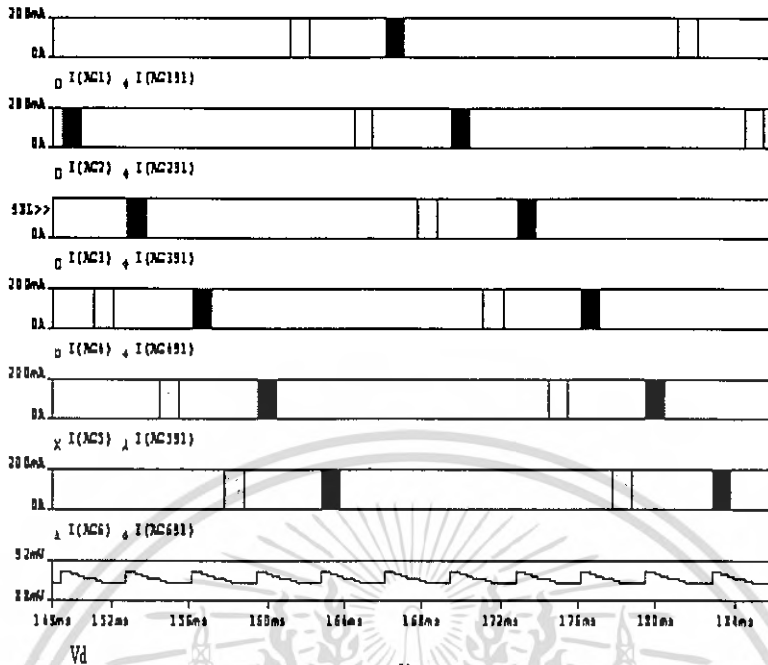
จากรูปที่ 3.15 จะพบว่าวิธีการจุดของมุมทริกจะกระทำในทุกๆ 1/6 คาบ ซึ่งการจุดมุมทริกนี้ค่าซีโร S_0 ถูกสร้างขึ้น พิจารณาที่ 1/6 คาบแรกก่อนมีการจุดมุมทริกของ i_{G1} ที่ $\omega t = 0$ ไทริสเตอร์ TH_3 และ TH_4 ทำงานอยู่ และเมื่อจุดมุมทริกของ i_{G1} ที่ $\omega t = 0$ ไทริสเตอร์ TH_1 ถูกทริก เมื่อ $v_{ab} > 0$ ใน 1/6 คาบนี้ TH_1 จะนำกระแส และ TH_3 หยุดนำกระแส ดังนั้นเวกเตอร์ของเอาต์พุตแรงดัน v_d และกระแสอินพุต i_a, i_b, i_c เป็นศูนย์ ที่การควบคุมมุมทริกของ i_{G5} ไทริสเตอร์ TH_5 ถูกทริก เมื่อ $v_{ca} > 0$ ใน 1/6 คาบนี้ TH_5 นำกระแส และ TH_1 หยุดนำกระแส เมื่อเอาต์พุตแรงดัน v_d เปลี่ยนค่าเป็น v_{ca} ลำดับลำดับการทริกจะซ้ำกันใน 1/6 คาบ ดังแบบที่กล่าวมานี้ ผลลัพธ์คือ ค่าการกระเพื่อมในแรงดันเอาต์พุต v_d จะลดลงดังแสดงในรูปที่ 3.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 เทคนิคการจุดมุมทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ เมื่อ i_{G1} เป็นสัญญาณทริกกระแสของไทรสเตอร์ TH_1 และ i_{G191} สัญญาณทริกกระแสที่จุดขึ้น(Firing technique)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ผลการทดลองที่มุมทริก $\alpha = 4\pi/9$, $\beta = \pi/9$ เรเดียน เมื่อ $i(RG1)-i(RG6), i(RG191)-i(RG691)$ เป็นสัญญาณทริกของไทรสเตอร์ตัวที่ 1-6 และ V_d เป็นแรงดันดีซีเอาต์พุต

ค่าของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกค่า V_d , I_a , S และ V_{ripple} คำนวณได้จากสมการข้างล่างนี้ จากกราฟของแรงดันเอาต์พุตแสดงได้ว่าค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตลดลงเมื่อใช้วิธีจุมุมทริกแรงดันเอาต์พุต

$$v_d(t) = v_d + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_n \sin(n\omega t + \psi_n) \tag{3.40}$$

เมื่อ ψ_n เป็นค่ามุมเฟสขององค์ประกอบฮาร์มอนิกลำดับที่ n ของสวิตชิ่งฟังก์ชัน(Switching function) แรงดันระหว่างเฟส

$$v_{ab}(t) = \sqrt{2} V_{ab} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \tag{3.41}$$

แรงดันกระเพื่อม(Ripple)

$$V_{ripple} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \tag{3.42}$$

กระแสในแต่ละเฟส

$$I_a = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \tag{3.43}$$

กำลังไฟฟ้าปรากฏ S (Apparent power)

$$S = 3V_{an}I_a \tag{3.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

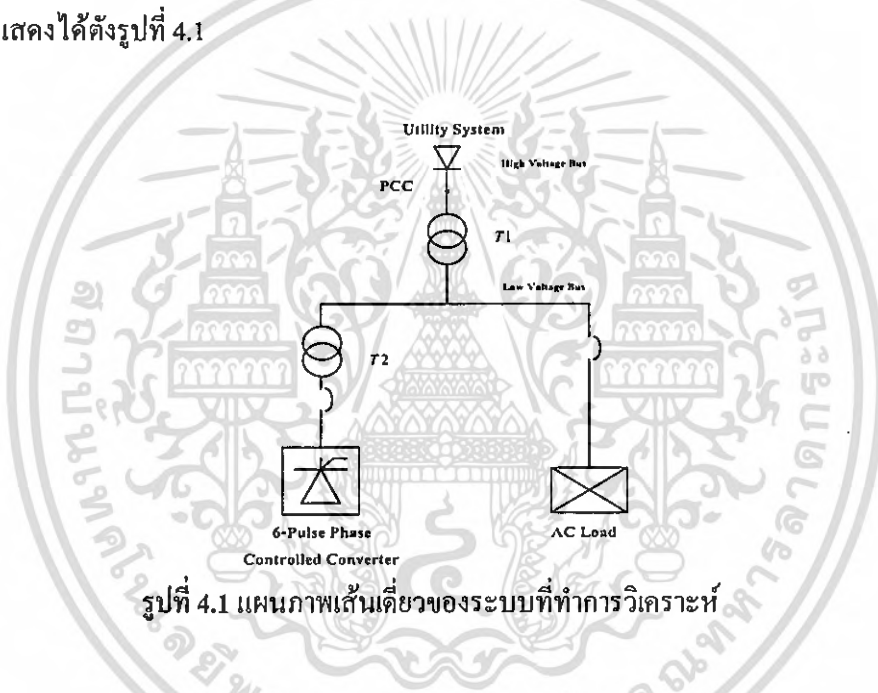
บทที่ 4

แบบจำลองระบบ

ในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกและมาตรฐานทางฮาร์มอนิก

4.1 บทนำ

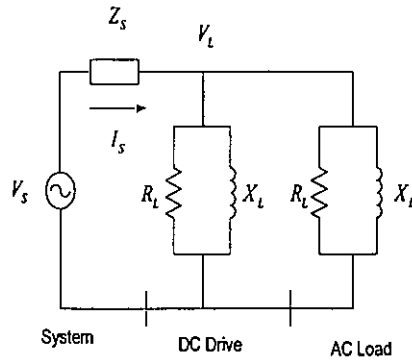
ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองระบบที่ใช้วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าและทฤษฎีการคำนวณหาค่าปริมาณต่างๆ ทางฮาร์มอนิก โดยการเปรียบเทียบกับค่าตามมาตรฐานทางฮาร์มอนิกของการไฟฟ้า โดยที่แผนภาพเส้นเดี่ยวของระบบที่ทำการวิเคราะห์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



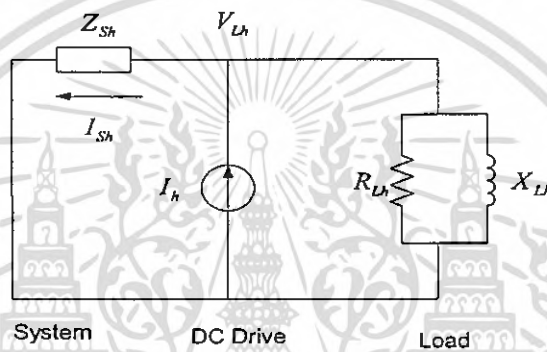
รูปที่ 4.1 แผนภาพเส้นเดี่ยวของระบบที่ทำการวิเคราะห์

4.2 แบบจำลองของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการวิเคราะห์ฮาร์มอนิก[2][11]

การวิเคราะห์กระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบไฟฟ้า จะต้องนำค่ากระแสและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบมาทำการคำนวณว่ามีกระแสรวมไหลเท่าไร ซึ่งจะต้องให้กระแสรวมไหลเข้าระบบการส่งจ่ายของการไฟฟ้าตามที่มาตรฐานได้กำหนดไว้ โดยใช้วงจรสมมูลที่ความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) และวงจรสมมูลที่ความถี่ฮาร์มอนิกใดๆ (Harmonics frequency) ทำการวิเคราะห์หาค่าต่างๆ ตามมาตรฐานรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 แสดงวงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่มีวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ความถี่หลักมูล

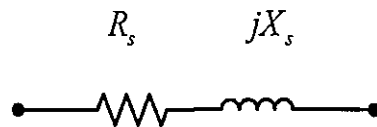


รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์โมนิกใดๆ

การวิเคราะห์ระบบที่ทำกรทดลองสำหรับแบบจำลองของอุปกรณ์ที่จะพิจารณาใช้ในการวิเคราะห์ จะไม่คิดผลของ Skin Effect (ค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่) และคิดวาระบบอยู่ใน สภาวะสมดุล รายละเอียดมีดังนี้

4.2.1 แบบจำลองของระบบไฟฟ้า

แบบจำลองนี้จะมองจากจุดต่อร่วม (PCC) เข้าไปในระบบไฟฟ้าโครงข่ายที่จ่ายไฟฟ้า ซึ่งจะแทน แบบจำลองนี้ด้วยค่าอิมพีแดนซ์ที่มีค่าความต้านทานต่ออนุกรมกับค่ารีแอกแตนซ์ดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยที่ค่าความต้านทานมีความสัมพันธ์กับค่ารีแอกแตนซ์ในรูปของอัตราส่วน X/R ที่ความถี่หลักมูล ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกจะหาได้จากสมการที่ 4.1



รูปที่ 4.4 แบบจำลองของระบบไฟฟ้า

$$Z_s = \frac{V_{sys}^2}{MVA_{sc}} \quad (4.1)$$

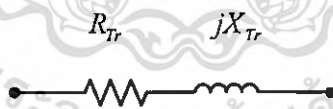
$$Z_{sh} = R_s + jhX_s \quad (4.2)$$

| | | |
|-------|------------|--|
| เมื่อ | Z_s | ค่าอิมพีแดนซ์ของระบบไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล (โอห์ม) |
| | Z_{sh} | ค่าอิมพีแดนซ์ของระบบไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์โมนิก (โอห์ม) |
| | R_s | ค่าความต้านทานของระบบไฟฟ้า (โอห์ม) |
| | X_s | ค่ารีแอกแตนซ์ของระบบไฟฟ้า (โอห์ม) |
| | V_{sys} | ค่าแรงดันของระบบไฟฟ้า (KV) |
| | MVA_{sc} | ค่ากำลังลัดวงจรของระบบไฟฟ้า (MVA) |
| | h | เลขลำดับฮาร์โมนิก |

ในระบบไฟฟ้าทั่วไป ณ จุดต่อรวม (PCC) ค่า X/R ratio ปกติจะมีค่าประมาณ 10 เท่า คือ $R_s = 0.1X_s$, จากข้อมูลเหล่านี้นำมาหาค่าอิมพีแดนซ์ของระบบไฟฟ้าได้

4.2.2 แบบจำลองของหม้อแปลง

หม้อแปลงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะทำงานที่แรงดันต่ำกว่าพิกัด ดังนั้นการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกในระบบใดๆ จึงจำลองหม้อแปลงด้วยค่าอิมพีแดนซ์ที่ประกอบด้วยค่าของ ค่าความต้านทานต่ออนุกรมกับค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหล (Leakage Reactance) ซึ่งแปรผันตามกับเลขลำดับฮาร์โมนิก แบบจำลองของหม้อแปลงไฟฟ้าแสดงดังในรูปที่ 4.5 ส่วนค่าความต้านทานถ้าหากไม่คิดผลของ Skin effect ก็จะได้ว่ามีค่าคงที่ ดังนี้ที่ความถี่ฮาร์โมนิกสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของหม้อแปลงได้ดังนี้



รูปที่ 4.5 แบบจำลองของหม้อแปลงไฟฟ้า

$$\text{เมื่อ} \quad Z_{Tr} = \frac{\%Z}{100} \times \frac{V^2}{KVA \times 10^3} \quad (4.3)$$

$$R_{Tr} = Pc \times \frac{V^2}{(KVA \times 10^3)^2} \quad (4.4)$$

$$Z_{Trh} = R_{Tr} \times jhX_{Tr} \quad (4.5)$$

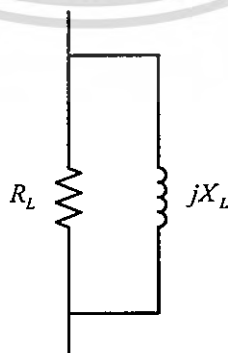
| | | |
|-------|-----------|---|
| เมื่อ | Z_{Tr} | ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลของหม้อแปลง (โอห์ม) |
| | Z_{Trh} | ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกของหม้อแปลง (โอห์ม) |
| | R_{Tr} | ค่าความต้านทานที่ความถี่หลักมูลของหม้อแปลง (โอห์ม) |
| | X_{Tr} | ค่ารีแอคแตนซ์ที่ความถี่หลักมูลของหม้อแปลง (โอห์ม) |
| | V | ค่าแรงดันพิกัดของหม้อแปลง (V) |
| | P_c | ค่ากำลังสูญเสียภายในขดลวด (Winding Loss) (KV) |
| | %Z | ค่าอิมพีแดนซ์ของหม้อแปลงคิดเป็นร้อยละ |
| | KVA | ค่าพิกัดกำลังของหม้อแปลง (KVA) |

4.2.3 แบบจำลองของโหลดเชิงเส้น

ข้อมูลของโหลดเชิงเส้นโดยทั่วไปนั้น จะอยู่ในรูปของกำลังงานจริง (P) และกำลังงานรีแอคทีฟ (Q) ซึ่งใช้สำหรับการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์สมมูลของการคำนวณโหลดโพล์ที่ความถี่หลักมูล สำหรับการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกแบบจำลองของโหลดเชิงเส้นจะใช้ลักษณะเดียวกันกับการคำนวณโหลดโพล์ คือ อิมพีแดนซ์จะประกอบด้วย ค่าความต้านทาน และค่ารีแอคแตนซ์ ซึ่งจะต่ออนุกรมหรือขนานกันนั้น ขึ้นกับข้อมูลของโหลดนั้นๆ โดยแบบจำลองของโหลดจะต่อกับระบบแบบขนาน โดยค่าความต้านทาน และค่ารีแอคแตนซ์ หาได้จากกำลังงานจริง (P) และ กำลังงานรีแอคทีฟ (Q) ของโหลดนั้นๆ ตามสมการที่ 4.6 และสมการที่ 4.7 แบบจำลองของโหลดเชิงเส้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6

$$R_L = \frac{V_{sys}^2}{P_1} \tag{4.6}$$

$$X_L = h \frac{V_{sys}^2}{Q_1} \tag{4.7}$$



รูปที่ 4.6 แบบจำลองของโหลดเชิงเส้น

| | | |
|-------|-----------|---|
| เมื่อ | R_L | ค่าความต้านทานของโหลดที่ฮาร์มอนิกลำดับที่ h (โอห์ม) |
| | X_L | ค่ารีแอกแตนซ์ของโหลดที่ฮาร์มอนิกลำดับที่ h (โอห์ม) |
| | V_{rms} | ค่าแรงดันพิกัดของระบบที่สภาวะปกติ (V) |
| | P_1 | กำลังงานจริงของโหลดในสภาวะแรงดันปกติ (W) |
| | Q_1 | กำลังงานรีแอกทีฟของโหลดสภาวะแรงดันปกติ (VAR) |

4.2.4 แบบจำลองของแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิก

แหล่งกำเนิดฮาร์มอนิก คือ โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นภายในโรงงาน เช่น คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตชิ่ง วงจรเรียงกระแส เป็นต้น ซึ่งแบบจำลองของแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกภายในโรงงานนั้น จะถือว่าเป็นแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์มอนิก ดังรูปที่ 4.7



ข้อมูลของความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกที่ลำดับต่าง ๆ อันเนื่องมาจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ต่ออยู่ในระบบ สามารถหาได้จากการตรวจวัดฮาร์มอนิก

4.3 การตรวจสอบระดับจำกัดของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิก

4.3.1 การคำนวณค่าแรงดันฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า

ค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของโหลดและจุดต่อร่วม(PCC)ในระบบไฟฟ้าเป็นค่าที่ใช้พิจารณาเกี่ยวกับค่ามาตรฐานฮาร์มอนิกว่าเกินค่าที่กำหนดไว้ในมาตรฐานหรือไม่ ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกจากการคำนวณดังต่อไปนี้

4.3.1.1 แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกที่โหลด

ค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ ($D_{V,L,h}$) และค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion of Voltage : $THD_{V,L}$) ของโหลด สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{L,h} = I_{L,h} \times Z_{L,h} \quad (4.8)$$

$$D_{VL,h} = \frac{V_{L,h}}{V_{L,1}} \times 100\% \quad (4.9)$$

$$THD_{V,L} = \sqrt{\sum_{h=2}^{50} D_{VL,h}^2} \quad (4.10)$$

| | | |
|-------|-------------|--|
| เมื่อ | $V_{L,h}$ | แรงดันฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่โหลด |
| | $I_{L,h}$ | กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่โหลด |
| | $Z_{L,h}$ | ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ลำดับ h |
| | $V_{L,1}$ | แรงดันที่ความถี่มูลฐานที่โหลด |
| | $D_{VL,h}$ | แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่โหลด |
| | $THD_{V,L}$ | แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่โหลด |

4.3.1.2 แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกที่จุดต่อร่วม (PCC)

ค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกลำดับต่าง ๆ (D_{vh}) และค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion of Voltage: THD_V) ของระบบที่จุดต่อร่วม (PCC) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_h = I_h \times Z_h \quad (4.11)$$

$$D_{vh} = \frac{V_h}{V_1} \times 100\% \quad (4.12)$$

$$THD_V = \sqrt{\sum_{h=2}^{50} D_{vh}^2} \quad (4.13)$$

| | | |
|-------|----------|--|
| เมื่อ | V_h | แรงดันฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่จุดต่อร่วม |
| | I_h | กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่จุดต่อร่วม |
| | Z_h | ค่าอิมพีแดนซ์ของระบบที่ลำดับ h |
| | V_1 | แรงดันที่ความถี่มูลฐานที่จุดต่อร่วม |
| | D_{vh} | แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่จุดต่อร่วม |
| | THD_V | แรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่จุดต่อร่วม (PCC) |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การคำนวณค่ากระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบไฟฟ้า

ค่ากระแสฮาร์มอนิกในโรงงานอุตสาหกรรมที่ไหลเข้าไปในระบบไฟฟ้าที่จุดต่อร่วม (PCC) จะสร้างปัญหาให้กับระบบ โดยจะไปรบกวนระบบไฟฟ้าอื่นที่อยู่ใกล้เคียง ดังนั้นจึงต้องกำหนดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกขึ้นมา เพื่อใช้เป็นค่าที่พิจารณาเกี่ยวกับค่ามาตรฐานฮาร์มอนิกว่า อยู่ในข้อกำหนดของมาตรฐานหรือไม่

ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกที่ลำดับต่างๆ (D_h) และค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion of Current : THD_I) ที่จุดต่อร่วม สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$D_h = \frac{I_h}{I_1} \times 100\% \quad (4.14)$$

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{50} D_h^2} \quad (4.15)$$

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}}{I_L} \times 100\% \quad (4.16)$$

| | | |
|-------|---------|---|
| เมื่อ | I_h | กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่จุดต่อร่วม |
| | I_1 | กระแสที่มีความถี่มูลฐานที่จุดต่อร่วม |
| | I_L | ขนาดของกระแสในช่วงความต้องการสูงสุด |
| | D_h | กระแสผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกลำดับที่ h ที่จุดต่อร่วม |
| | THD_I | กระแสผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่จุดต่อร่วม (PCC) |
| | TDD | กระแสผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่จุดต่อร่วม (PCC) เทียบกับกระแสโหลดที่ใช้สูงสุดในช่วงที่กำหนด |

4.4 มาตรฐานทางฮาร์มอนิก

การออกแบบวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากบทที่แล้ว และทำการแทรกมุมทริกในทุกๆ $1/6$ คาบของมุมทริกของไทรสเตอร์ จะเป็นประโยชน์ต่อการช่วยกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่จะเกิดขึ้นในระบบ นอกจากนี้ยังลดการเกิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่เกิดขึ้นด้วย โดยค่าของกระแสฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่ระบบจะต้องเป็นไปตามค่ามาตรฐานของการไฟฟ้าของประเทศไทย IEC 1000-2-2 -1990 และ 1000-2-4-1994 หรือ ANSI/IEEE 519-1992[12]

4.4.1 มาตรฐานการไฟฟ้า[5]

มาตรฐานฮาร์โมนิกในประเทศไทยกำหนด โดยการไฟฟ้าแห่งประเทศไทยทั้งสามหน่วยงาน คือ การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย การไฟฟ้าส่วนภูมิภาค การไฟฟ้านครหลวง

ขอบเขตของข้อกำหนด

- เพื่อเป็นข้อกำหนดกฎเกณฑ์สำหรับจำกัด และตรวจสอบฮาร์โมนิกสำหรับลูกค้าผู้ใช้ไฟฟ้า ประเภทธุรกิจ และโรงงานอุตสาหกรรม
- เพื่อกำหนดมาตรการให้ผู้ใช้ไฟฟ้าแก้ไขและปรับปรุงวงจรที่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกที่ไม่เป็นไปตามข้อกำหนด
- เพื่อใช้กำหนดอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ที่ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมสำหรับระบบไฟฟ้าทั้ง อุปกรณ์ชนิดเฟสเดียวและสามเฟส

4.4.1.1 ค่าจำกัดของกระแสและแรงดันฮาร์โมนิก

มาตรฐานฮาร์โมนิกของการไฟฟ้านี้ได้อ้างอิงจากมาตรฐาน G.5/3-1976 Engineering Recommendation ของประเทศอังกฤษ และได้มีการปรับปรุงระดับแรงดันที่ใช้จริงในประเทศไทย ดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ซึ่งเป็นข้อจำกัดของกระแสและแรงดันตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 ขีดจำกัดของกระแสฮาร์โมนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดๆที่จุดต่อรวม PCC
(Point of common coupling)

| Point of common coupling(kV) | อันดับฮาร์โมนิกและขีดจำกัดของกระแส (A rms) | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|------------------------------|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|-----|----|----|--|
| | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | |
| 0.400 | 48 | 34 | 22 | 56 | 11 | 40 | 9 | 8 | 7 | 19 | 6 | 16 | 5 | 5 | 5 | 6 | 4 | 6 | |
| 11 และ 12 | 13 | 8 | 6 | 10 | 4 | 8 | 3 | 3 | 3 | 7 | 2 | 6 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 1 | |
| 22, 24, 33 | 11 | 7 | 5 | 9 | 4 | 6 | 3 | 2 | 2 | 6 | 2 | 5 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | |
| 69 | 8.8 | 5.9 | 4.3 | 7.3 | 3.3 | 4.9 | 2.3 | 1.6 | 1.6 | 4.9 | 1.6 | 4.3 | 1.6 | 1 | 1 | 1.6 | 1 | 1 | |
| ≥115 | 5 | 4 | 3 | 4 | 2 | 3 | 1 | 1 | 1 | 3 | 1 | 3 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | |

*ขอมให้นำค่าความคลาดเคลื่อนร้อยละ 10 หรือ 0.5 A (ค่าที่มากกว่าค่าใดค่าหนึ่ง) มาใช้กับขีดจำกัดของกระแสฮาร์โมนิกแต่ละอันดับได้ไม่เกิน 2 อันดับ

ตารางที่ 4.2 ขีดจำกัดความผิดพลาดของแรงดันฮาร์มอนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดที่จุดต่อรวม

PCC (Point of common coupling)

| ระดับแรงดันไฟฟ้า ที่จุดต่อรวม (kV) | ค่าความผิดพลาด ฮาร์มอนิกรวมของแรงดัน (%) | ค่าความผิดพลาดฮาร์มอนิก ของแรงดันแต่ละอันดับ (%) | |
|---------------------------------------|--|---|-----------|
| | | อันดับที่ | อันดับคู่ |
| 0.400 | 5 | 4 | 2 |
| 11, 12, 22 และ 24 | 4 | 3 | 1.75 |
| 33 | 3 | 2 | 1 |
| 69 | 2.45 | 1.63 | 0.82 |
| ≥115 | 1.5 | 1 | 0.5 |

4.4.2 มาตรฐาน IEEE Std.519-1992[12]

มาตรฐาน IEEE จะทำการประเมินความผิดพลาดของกระแส และแรงดันฮาร์มอนิกที่จุดต่อรวม(PCC) รายละเอียดดังแสดงในตารางที่ 4.3 มีรายละเอียดดังนี้

ตารางที่ 4.3 ค่าจำกัดกระแสฮาร์มอนิกตาม IEEE Std.519-1992

| $V_n \leq 69kV$ | | | | | | |
|-------------------------|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|------|
| $(I_{sc})/(I_L)$ | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | TDD |
| < 20 | 4.0 | 2.0 | 1.5 | 0.6 | 0.3 | 5.0 |
| 20-50 | 7.0 | 3.5 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 8.0 |
| 50-100 | 10.0 | 4.5 | 4.0 | 1.5 | 0.7 | 12.0 |
| 100-1000 | 12.0 | 5.5 | 5.0 | 2.0 | 1.0 | 15.0 |
| > 1000 | 15.0 | 7.0 | 6.0 | 2.5 | 1.4 | 20.0 |
| $69kV < V_n \leq 161kV$ | | | | | | |
| < 20* | 2.0 | 1.0 | 0.75 | 0.3 | 0.15 | 2.5 |
| 20-50 | 3.5 | 1.75 | 1.25 | 0.5 | 0.25 | 4.0 |
| 50-100 | 5.0 | 2.25 | 2.0 | 1.25 | 0.35 | 6.0 |
| 100-1000 | 6.0 | 2.75 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 7.5 |
| > 1000 | 7.5 | 3.5 | 3.0 | 1.25 | 0.7 | 10.0 |
| $V_n > 161kV$ | | | | | | |
| < 50 | 2.0 | 1.0 | 0.75 | 0.3 | 0.15 | 2.5 |
| ≤ 50 | 3.5 | 1.75 | 1.25 | 0.5 | 0.25 | 4.0 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาตรฐานส่วนนี้จะกำหนดระดับฮาร์มอนิก ที่ผู้ใช้ไฟฟ้าสามารถป้อนฮาร์มอนิกเข้าสู่ระบบไฟฟ้าว่ามีค่าเท่าใด ซึ่งกำหนดค่าขีดจำกัด 2 ตัว คือ ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม(Total Demand Distortion : TDD)และกระแสฮาร์มอนิกแต่ละลำดับ(Individual harmonic current distortion : Ih) ค่าขีดจำกัดจะแบ่งตามระดับแรงดันที่ใช้ และอัตราส่วนของกระแสลัดวงจร (I_{sc}) ต่อกระแสโหลด (I_L)

หมายเหตุ

-ค่า(I_{sc})เป็นค่ากระแสลัดวงจรที่จุดต่อร่วม(PCC) ปกติจะใช้กระแสลัดวงจรในกรณีเกิดการลัดวงจรแบบ 3 เฟส เพราะถือว่าเป็นกรณีรุนแรงที่สุด

-ค่า(I_L)เป็นค่ากระแสที่วัดในช่วงผู้ใช้ไฟฟ้ามีความต้องการใช้พลังงานสูงสุดในเวลา 15 หรือ 30 นาที แต่ถ้าข้อมูลไม่เพียงพอค่า(I_L)คำนวณได้จาก ค่าเฉลี่ยของกระแสย้อนหลังในรอบปี (คิดจากบิลค่าไฟฟ้าของผู้ใช้ไฟฟ้า) ในกรณีผู้ใช้ไฟฟ้ารายใหม่จะประมาณ (I_L) โดยการทำนายลักษณะโหลดล่วงหน้า

-ค่าในตารางที่ 4.3 เป็นค่าจำกัดของฮาร์มอนิกลำดับคี่ ส่วนค่าจำกัดของฮาร์มอนิกลำดับคู่ จะมีค่าเป็นร้อยละ 25 ของค่าจำกัดของฮาร์มอนิกลำดับคี่ที่อยู่เหนือขึ้นไป เช่น ถ้าพิจารณาฮาร์มอนิกลำดับที่ 4 ให้ใช้ค่าร้อยละ 25 ของค่าจำกัดลำดับที่ 5 เป็นต้น โดยทั่วไปแล้วจะไม่พิจารณาฮาร์มอนิกลำดับคู่ เว้นแต่ว่าผู้ใช้ไฟฟ้ามีชุดตัวกรองฮาร์มอนิก หรือ คาปาซิเตอร์ของชุดปรับปรุงตัวประกอบกำลัง ซึ่งอาจทำให้เกิดภาวะเรโซแนนซ์ขยายกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ให้มีค่ามากขึ้น

-กระแสผิดเพี้ยนนี้ไม่มีผลของส่วนประกอบไฟตรง(dc offset not allowed)

-นิยามของ TDD คือ

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\% \quad (4.17)$$

เมื่อ I_h ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ h (Arms)

I_L ขนาดของกระแสในช่วงความต้องการสูงสุด

-ถ้าโหลดที่กำเนิดฮาร์มอนิกประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์ ที่มีจำนวนพัลส์มากกว่า 6 พัลส์ (q) ค่าจำกัดในตารางให้เพิ่มขึ้นไปด้วยตัวประกอบการคูณ $\sqrt{q/6}$ เช่น ถ้าแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบ 12 พัลส์ ค่าจำกัดในตารางของฮาร์มอนิกเฉพาะตัวให้เพิ่มขึ้นด้วยตัวคูณ $\sqrt{2}$

-ฮาร์มอนิกที่ไม่ใช่ฮาร์มอนิกเฉพาะตัว(Non-Characteristic Harmonic) ให้มีค่าน้อยกว่าร้อยละ 25 ของค่าจำกัดในตารางที่ 4.3

จากตารางมาตรฐาน *IEEE Std.519-1992* จะพบว่ามาตรฐานจะยอมให้ผู้ใช้ไฟฟ้าปล่อยกระแสฮาร์มอนิกเข้าสู่ระบบ ได้มากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับขนาดของระบบ และขนาดของ โหลดที่

ต่ออยู่ที่จุดที่พิจารณา เช่น ผู้ใช้ไฟฟ้าที่มีโหลดขนาดเล็กเมื่อเทียบกับขนาดของระบบ มาตรฐานจะยอมให้มีค่าจำกัด ได้สูงกว่าผู้ใช้ไฟฟ้าที่มีโหลดขนาดใหญ่กว่าเมื่อเทียบกับขนาดของระบบ

สำหรับการไฟฟ้า

การรักษาคุณภาพของกำลังไฟฟ้านั้น ทางกรไฟฟ้าจะพิจารณาในเรื่องของระดับแรงดันฮาร์มอนิกผิดเพี้ยนที่จุดต่อร่วม(PCC) โดยใช้ค่าชี้วัด 2 ตัวคือ แรงดันฮาร์มอนิกผิดเพี้ยนรวม(Total harmonic distortion : THD_v) และแรงดันฮาร์มอนิกแต่ละลำดับ(Individual harmonic voltage : V_h) การไฟฟ้าจะพยายามรักษาระดับแรงดันผิดเพี้ยนที่จุดต่อร่วม(PCC)ด้วยการจำกัดค่ากระแสฮาร์มอนิกจากผู้ไฟฟ้าดังตารางที่ 4.1 และสำหรับค่าจำกัดของแรงดันผิดเพี้ยนจะแบ่งตามระดับแรงดันดังตารางที่ 4.2 ซึ่งค่าจำกัดนี้เป็นสถานะแรงดันปกติ สำหรับการใช้งานในช่วงสั้นๆ ของการเริ่มเดินเครื่องจักรหรือสถานะผิดปกติ ค่าจำกัดของแรงดันฮาร์มอนิกสามารถเพิ่มค่าได้อีก 50% จากค่าที่กำหนดไว้ตามตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ค่าจำกัดระดับแรงดันฮาร์มอนิก ตาม IEEE Std.519-1992

| Buss Voltage At PCC (V_n) | Individual harmonic voltage distortion (%) | Total voltage distortion : THD_v (%) |
|----------------------------------|---|---|
| $V_n \leq 69kV$ | 3.0 | 5.0 |
| $69kV < V_n \leq 161kV$ | 1.5 | 2.5 |
| $V_n > 161kV$ | 1.0 | 1.5 |

*High-voltage systems can have up to 2.0% THD wher the cause is an HVDC terminal that will attenuate by the time it is tapped for a user

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (4.18)$$

V_h ขนาดของแรงดันฮาร์มอนิกลำดับที่ h (Vrms)

V_1 ขนาดของแรงดันที่ความถี่หลักมูลในสถานะปกติของระบบ(Vrms)

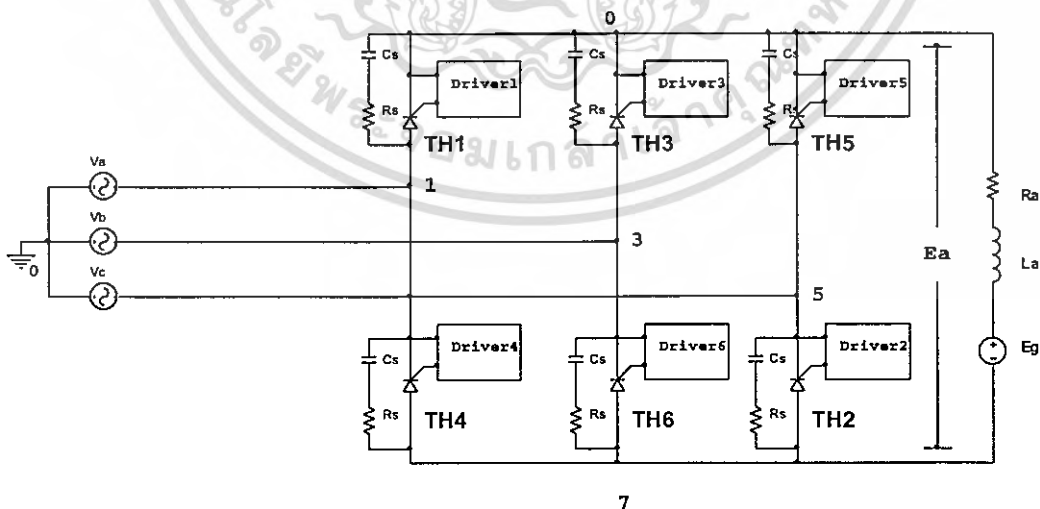
จากตารางมาตรฐานพบว่าที่ระดับแรงดันสูงๆ การไฟฟ้าจะให้ความสำคัญกับขนาดแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก ซึ่งค่าแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกจะมีค่าคงที่ โดยไม่ขึ้นกับเลขลำดับของฮาร์มอนิก และจะกำหนดให้ระดับแรงดันผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกมีค่าต่ำๆ

บทที่ 5

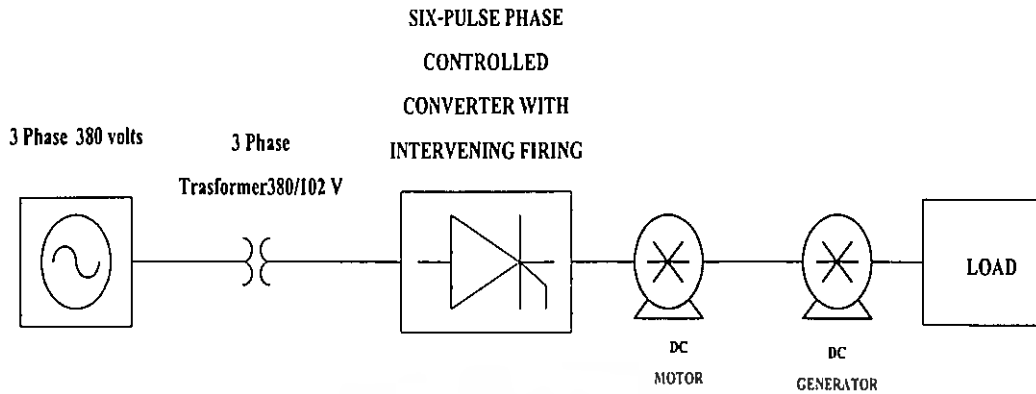
การทดลองและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

ในงานวิจัยฉบับนี้ได้ทำการทดลองการวัดค่ากระแสและแรงดันฮาร์มอนิกและการกำเนิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่เกิดจากวงจร 6 หลักระบบคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีการจุ่มมูทริก ในการควบคุมให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในการขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ทำการคำนวณเพื่อหาค่ากระแสและแรงดันในส่วนต่างๆ ของระบบ พร้อมทั้งการเปรียบเทียบกับมาตรฐานของการไฟฟ้าในส่วนของคุณค่าของกระแสฮาร์มอนิกสำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดๆ ที่จุดต่อรวม (PCC) โดยวิธีการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม OrCAD PSpice A/D โดยได้แบ่งการทดลองในบทนี้ออกเป็น 2 ส่วน คือในหัวข้อที่ 5.2 เป็นการจำลองหาค่ากระแสไลน์ แรงดันเอาต์พุตในแต่ละเฟสที่มีความถี่ฮาร์มอนิกเป็นองค์ประกอบ แรงดันและกระแสของดีซีเอาต์พุตที่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง หัวข้อ 5.3 เป็นการคำนวณค่ากระแสและแรงดันฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นทั้งหมดในส่วนต่างๆ ของระบบไฟฟ้า และนำค่าที่ได้เปรียบเทียบกับขีดจำกัดของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิก สำหรับผู้ใช้ไฟฟ้ารายใดๆ ที่จุดต่อรวม (PCC) ซึ่งเป็นมาตรฐานฮาร์มอนิกของการไฟฟ้า รูปที่ 5.1 แสดงวงจรกำลังที่ใช้ในการทดลอง โดยที่หมายเลข 1-7 คือหมายเลขของโหนดที่ได้กำหนดขึ้น เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ค่าต่างๆ ของวงจรในโปรแกรม OrCAD PSpice A/D และรูปที่ 5.2 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 5.1 วงจรกำลังที่ใช้ในการทดลอง



ตารางที่ 5.1 ทดลองวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบที่ใช้ในการทดลอง

| Converter | | | DC Motor | | | | | DC Generator | | |
|-------------------|-------------------|--------------|-----------------|--------------|--------------|-----------------|----------------|--------------|-------------------|-------------------|
| V_{line} (V) | I_{line} (A) | Power (W) | I_{dc} (A) | I_f (A) | I_a (A) | Torque (N-m) | Speed (rpm) | I_f (A) | V_{load} (V) | I_{load} (A) |
| 102 | 10.4 | 2070 | 14.6 | 0.4 | 14.2 | 4.9 | 1900 | 0.77 | 95 | 12 |

ตารางที่ 5.2 คุณสมบัติของคีมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

| | |
|---------------------------------------|--------------------------------|
| รุ่น | KC-150T No.5680993 |
| ค่าความเฉื่อยของโรเตอร์(J) | $0.15 \text{ kg} - \text{m}^2$ |
| ค่าความต้านทานภายในขดลวด(R_a) | 1.429Ω |
| ค่าความต้านทานภายในขดลวดสนาม(R_f) | 180Ω |
| ค่าความเหนี่ยวนำภายในขดลวด(L_a) | 15.01 mH |
| พิกัดกำลัง | 1.5 kW |
| พิกัดแรงดัน | 130 V |
| พิกัดแรงดันขดลวดสนาม | 180 V |
| พิกัดกระแส | 15 A |
| พิกัดความเร็ว | 1800 rpm. |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

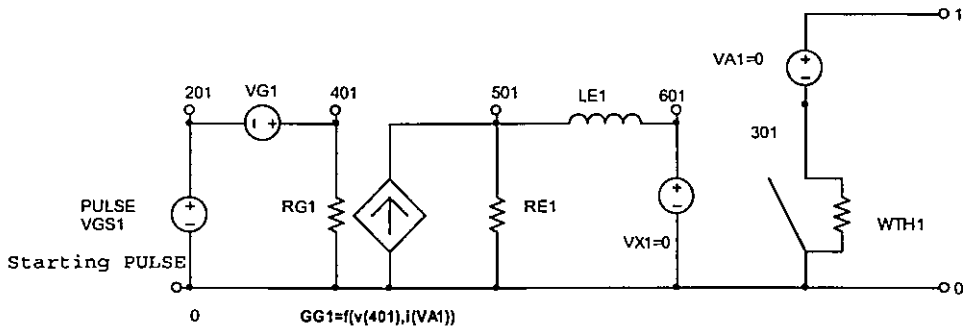
ตารางที่ 5.3 คุณสมบัติของคิซีเจนเนอเรเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

| | |
|----------------------------|----------------|
| รุ่น | D14-25 No.4060 |
| พิกัดกำลัง | 700 W |
| พิกัดแรงดันขดลวดคอมเมเจอร์ | 70 V |
| พิกัดกระแสขดลวดคอมเมเจอร์ | 13 A |
| พิกัดแรงดันขดลวดสนาม | 80 V |
| พิกัดกระแสขดลวดสนาม | 1.6 A |
| พิกัดความเร็ว | 1000 rpm. |
| พิกัดแรงบิด | 68 kg-cm |
| น้ำหนัก | 12 kg |

5.2 การทดลองและผลการทดลอง

จากหลักการในการสร้างสัญญาณทริกและเทคนิคการจุมุมทริกในบทที่ 3 ทำการสร้างวงจรสร้างสัญญาณทริกเพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ตามค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ทำการวัดได้ดังแสดงในตารางที่ 5.1 หลังจากนั้นทำการทดลองเพื่อแสดงภาวะการทำงานของวงจรในสภาวะการทดลองที่มุมทริกต่างๆ กัน ทำการทดลองโดยการกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจ่ายแรงดันไฟฟ้า 102 โวลต์ ที่ความถี่ 50 เฮิรท์ เข้าสู่วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ต่ออยู่กับโหลดมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งมีค่าพิกัดต่างๆ ของมอเตอร์และเจนเนอเรเตอร์แสดงดังในตารางที่ 5.2 และ 5.3 และทำการทดลองที่ครั้งหนึ่งของพิกัดโหลด โดยการทดลองขับมอเตอร์เพื่อใช้ในการจ่ายกำลังทางกลให้กับเจนเนอเรเตอร์ซึ่งจะทำหน้าที่ในการเปลี่ยนพลังงานกลให้อยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้าเพื่อไปจ่ายโหลดที่ครั้งหนึ่งของพิกัดเจนเนอเรเตอร์ วงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงดังในรูปที่ 5.2 จากนั้นทำการควบคุมให้มอเตอร์ทำงานที่มุมทริก $\alpha = \pi/3, 4\pi/9, 5\pi/9, 6\pi/9$ เรเดียน และที่มุม β ที่ $0, \pi/6, \pi/3$ เรเดียน ในทุกๆ $1/6$ คาบของการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 5.3 แสดงโมเดลของวงจรสร้างสัญญาณทริก (i_{TH}) ของไทรสเตอร์ TH_1 (โมเดลของไทรสเตอร์ตัวอื่นรวมทั้งวงจรการทำงานแสดงอยู่ในภาคผนวก ก. และ ข.) ที่ใช้ในการทดลอง โดยที่สวิตช์ WTH1 ต่ออยู่ระหว่างโหนด 301 และ 0 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ที่ใช้ในการควบคุมค่ากระแส ค่า VX เป็นตัวตรวจจับแบบกระแสที่มีค่าแรงดันเป็นศูนย์ (Zero voltage current sensor) ทำหน้าที่ควบคุมให้สวิตช์ WTH1 เปิดหรือปิดตามค่าที่ส่งมาจากตัวตรวจจับแบบกระแส (Current sensor) VA ส่วนค่าของ RE และ LE เป็นค่าที่ทำให้เกิดการหน่วงเวลา (Time delay) ตามค่าพัลส์ของกระแสที่ขึ้นหรือลงใน VX



รูปที่ 5.3 โมเดลของวงจรสร้างสัญญาณทริก (i_{TH1}) ของไทรสเตอร์ TH_1

ซึ่งจากโมเดลของไทรสเตอร์ TH_1 สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรของการทำงานได้ดังนี้

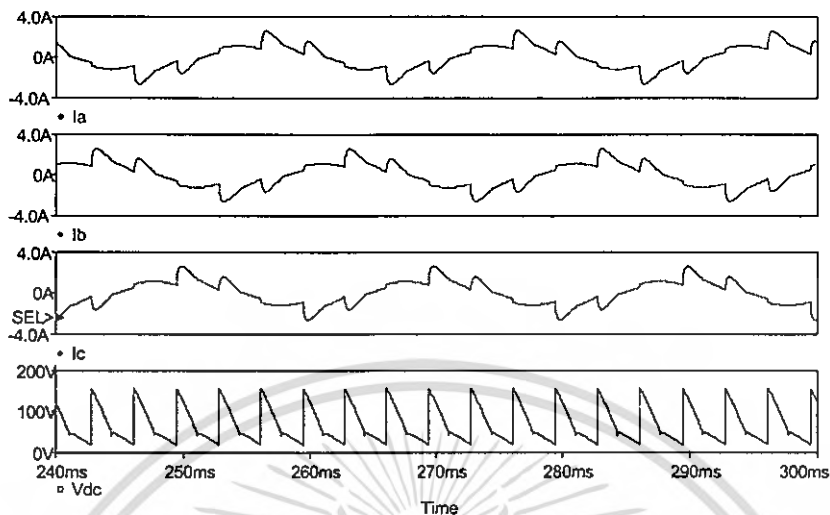
```

WTH1 301 0 VX1 TH_IDEAL ; Thyristor as a current-controlled switch for TH1
.MODEL TH_IDEAL ISWITCH(ROFF=1E6 ION=0.1 IOFF=0) ;Thyristor model
VG1 401 201 PULSE(0 {V_P} {DEL1} {TR} {TF} {TON} {PERIOD});Gate pulse to turn TH1 on
VGS1 201 0 PULSE(0 {V_P} {DEL1} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})
RG1 401 0 50 ;A nominal value simulation for gate pulse
GG1 0 501 TABLE {v(401)+i(VA1)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11) ;Control current for WHT1 Switch
RE1 501 0 1 ;RE, LE : Time delay for current rise and fall in VX
LE1 501 601 0.1uH ;Delay for stability
VX1 601 0 0 ;Current control for the switch on/off
VA1 1 301 0 ;TH1 current sensor
*Subcircuits for thyristor and drive
.SUBCKT TH_GAT 200 100 PARAMS: DELAY=10ms ;Anode 200
VG 400 100 PULSE(0 {V_P} {DELAY} {TR} {TF} {TON} {PERIOD}) ;Gate pulse.
RG 400 100 50
GG 100 500 TABLE {v(400,100)+i(VA)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11) ;Current control.
RE 500 100 1
LE 500 600 0.1uH ; Delay for stability
VX 600 100 0 ;Control current for switching the thyristor
VA 200 300 0 ;Thyristor current sensor
WTH 300 100 VX TH_IDEAL ;Model of the thyristor
.MODEL TH_IDEAL ISWITCH(ROFF=1E6 IOFF=0)
.ENDS TH_GAT

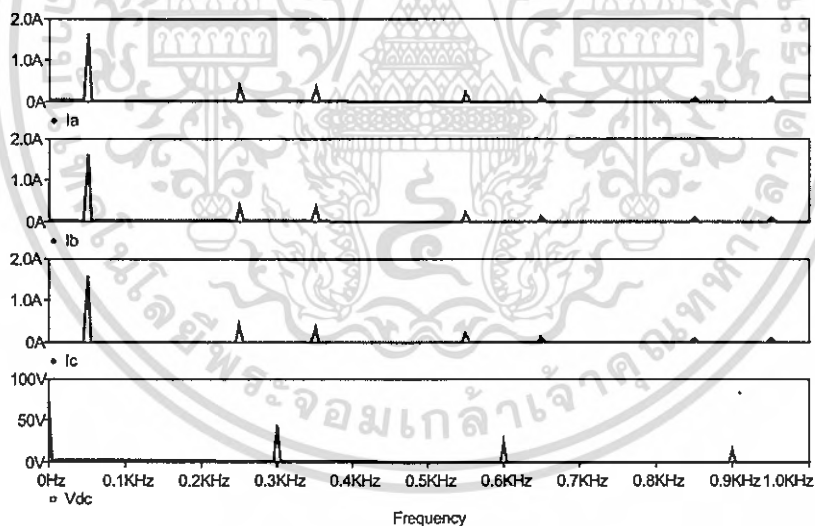
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองการทำงานโดยกรตริกที่มุม α, β ต่างๆกัน แสดงดังในรูปที่ 5.4-รูปที่ 5.9

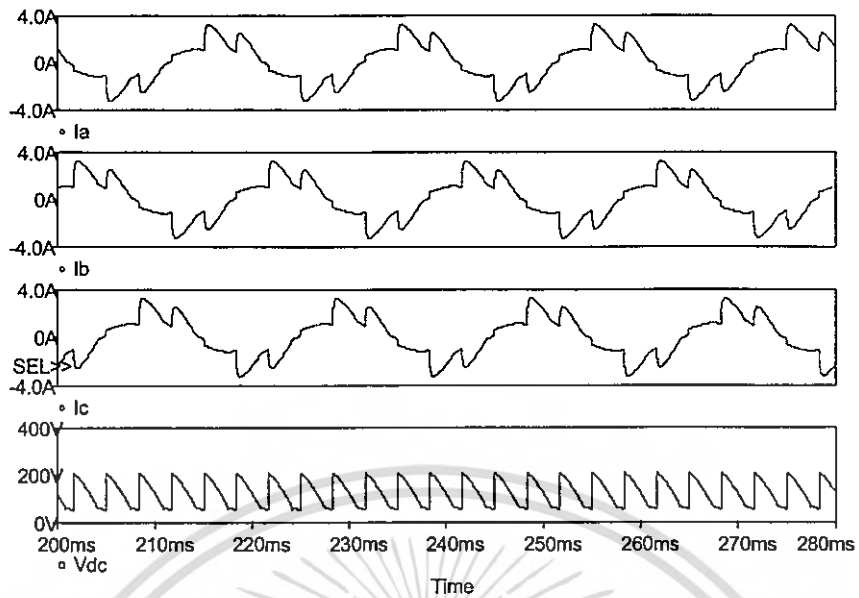


รูปที่ 5.4 ผลการทดลองรูปคลื่นของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมตริก $\alpha = 4\pi/9$ เรเดียน และ $\beta = \pi/3$ เรเดียน

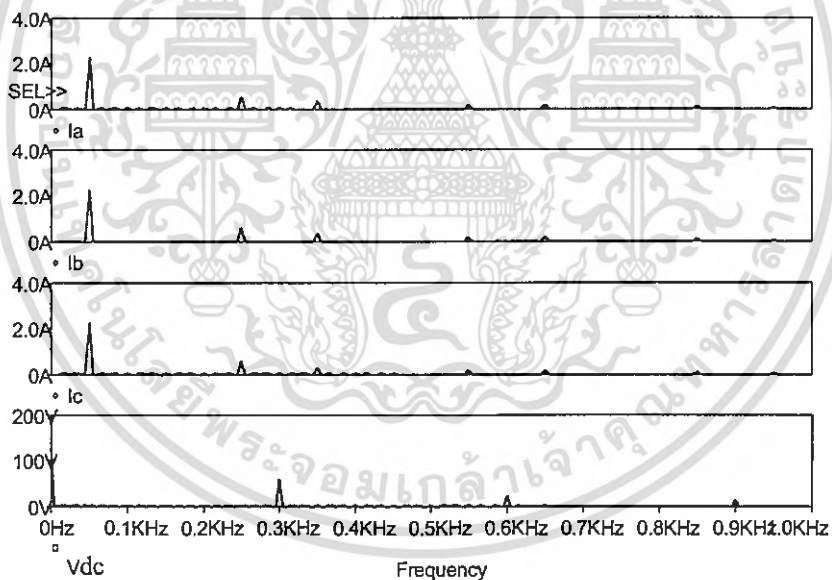


รูปที่ 5.5 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์โมนิกของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมตริก $\alpha = 4\pi/9$ เรเดียน และ $\beta = \pi/3$ เรเดียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

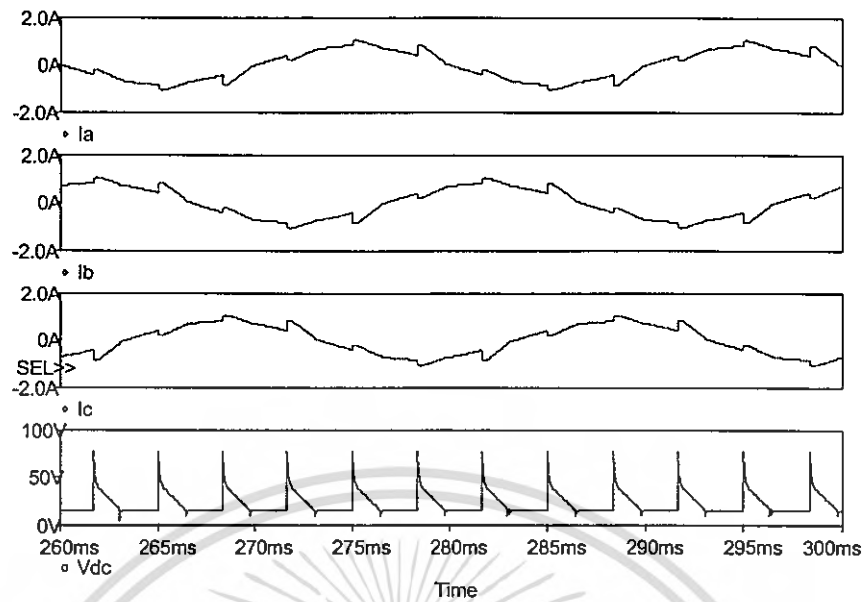


รูปที่ 5.6 ผลการทดลองรูปคลื่นของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3$ เรเดียน และ $\beta = 0$ เรเดียน

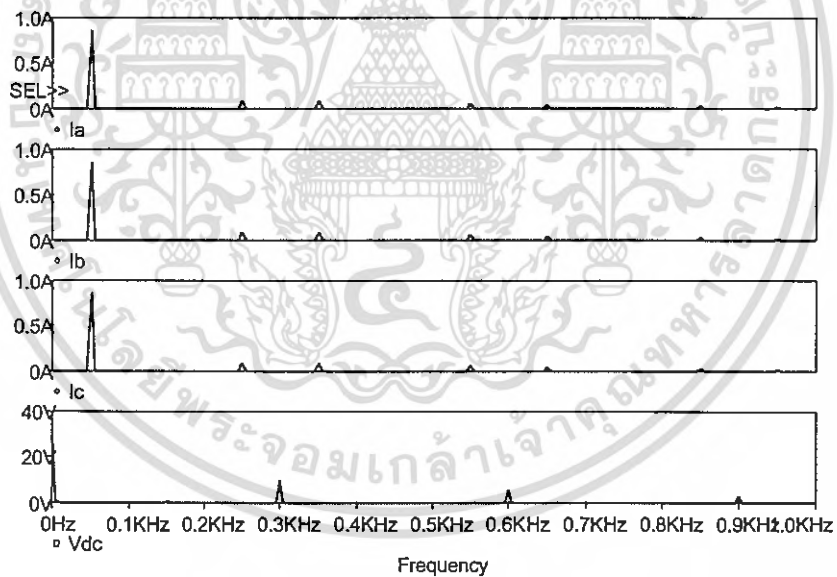


รูปที่ 5.7 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3$ เรเดียน และ $\beta = 0$ เรเดียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

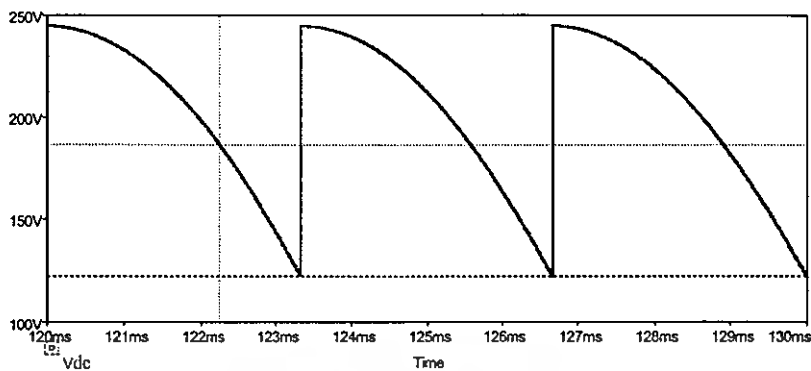


รูปที่ 5.8 ผลการทดลองรูปคลื่นของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = 2\pi/3$ เรเดียน และที่ $\beta = \pi/3$ เรเดียน

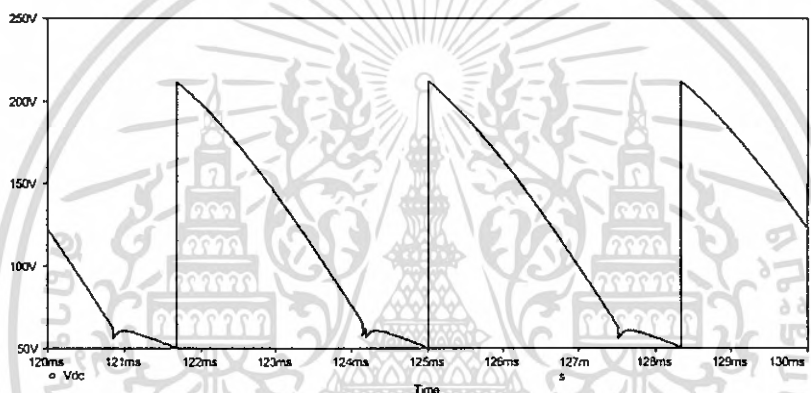


รูปที่ 5.9 ผลการวิเคราะห์สเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสไลน์ i_a, i_b, i_c และแรงดันเอาต์พุต V_{dc} ที่มุมทริก $\alpha = 2\pi/3$ เรเดียน และ $\beta = \pi/3$ เรเดียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



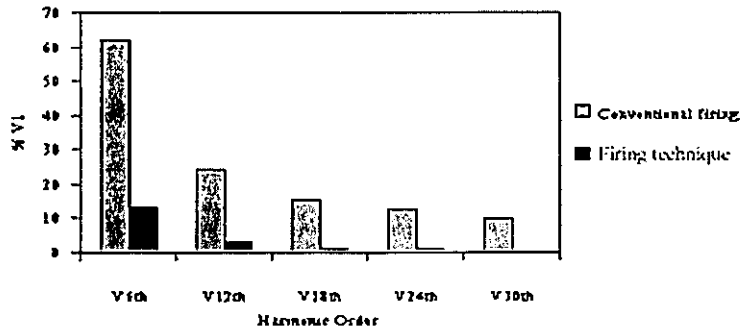
(ก)



(ข)

รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตระหว่างผลการทดลองที่ได้จากวิธีการทริกแบบปกติและการใช้เทคนิคการจุดมุมทริกของแรงดันเอาต์พุต (ก) ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3$ เรเดียน (ข) ที่มุมทริก $\alpha = \pi/3, \beta = \pi/6$ เรเดียน

จากรูปที่ 5.10 นำมาวิเคราะห์หาค่าขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ 6,12,18,24,30 ของแรงดันเอาต์พุต $V_6, V_{12}, V_{18}, V_{24}, V_{30}$ โดยทำการเปรียบเทียบระหว่างวิธีการทริกแบบปกติ(Conventional firing) และวิธีที่ใช้เทคนิคการจุดมุมทริก(Firing method) ในทุกๆ 1/6 คาบของสัญญาณทริกของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 5.11 ส่วนในตารางที่ 5.4 และ 5.5 แสดงค่าเปอร์เซ็นต์ของกระแสฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 ($THD_i(\%)$) ของกระแสอินพุตที่เฟส A, B และ C ระหว่างการทริกแบบปกติ(α)และการใช้เทคนิคการจุดมุมทริก(α, β) ในทุกๆ 1/6 คาบที่ค่ามุม α และ β ต่างๆกัน โดยทำการทดลองที่พิกัด 50% โหลดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงพิกัด 130 โวลต์



รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบระหว่างค่าขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ V_6 , V_{12} , V_{18} , V_{24} , V_{30} ของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับองค์ประกอบหลัก V_1 ของการทริกแบบปกติกับการใช้เทคนิคการจุด

ตารางที่ 5.4 เปอร์เซนต์ของกระแสฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 ($THD_i(\%)$) ทดลองที่พิกัด 50% โหลด

| Firing α (เรเดียน) | $THD_i(\%)$ | | |
|------------------------------|-------------|---------|---------|
| | Phase A | Phase B | Phase C |
| 0 | 27.404 | 27.162 | 27.404 |
| $\pi/6$ | 27.207 | 27.469 | 27.475 |
| $\pi/3$ | 28.008 | 28.036 | 27.681 |
| $4\pi/9$ | 27.51 | 27.76 | 27.77 |
| $5\pi/9$ | 28.09 | 28.20 | 28.22 |
| $6\pi/9$ | 11.01 | 10.66 | 10.93 |
| $5\pi/6$ | 16.67 | 16.41 | 16.28 |

ตารางที่ 5.5 เปอร์เซนต์ของกระแสฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 ($THD_i(\%)$) ทดลองที่ 50% พิกัดโหลด

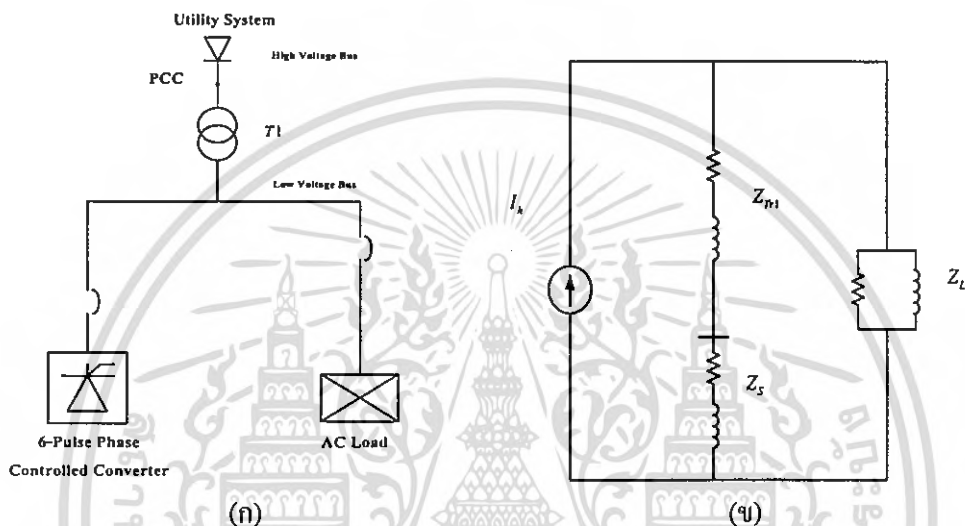
| Firing technique (เรเดียน) | | $THD_i(\%)$ | | |
|-------------------------------|---------|-------------|---------|---------|
| α | β | Phase A | Phase B | Phase C |
| $\pi/6$ | 0 | 27.12 | 27.39 | 27.39 |
| $\pi/3$ | 0 | 27.82 | 27.82 | 27.49 |
| $\pi/3$ | $\pi/6$ | 27.81 | 27.81 | 27.49 |
| $4\pi/9$ | $\pi/3$ | 12.35 | 12.35 | 12.35 |
| $6\pi/9$ | $\pi/6$ | 10.81 | 10.21 | 10.34 |
| $6\pi/9$ | $\pi/3$ | 10.81 | 10.21 | 10.34 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การคำนวณค่ากระแสและแรงดันฮาร์มอนิกในส่วนต่างๆ ของระบบไฟฟ้า

ทำการวิเคราะห์ระบบที่ทำการทดลองเทียบกับมาตรฐานของการไฟฟ้า โดยที่

1. การวิเคราะห์ระบบ
2. การวิเคราะห์ระบบที่มีการใช้เทคนิคการจุดมูทริกเทียบกับมาตรฐานฮาร์มอนิกของการไฟฟ้าในเรื่องขีดจำกัดของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกสำหรับผู้ใช้อิฟฟารายใดๆที่จุดต่อรวม (PCC)



รูปที่ 5.12 ไคอะแกรมของระบบที่ทำการทดลอง (ก) แผนภาพเส้นเดี่ยวของระบบที่ทำการวิเคราะห์ (ข) วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์มอนิก

ตารางที่ 5.6 ข้อมูลของระบบเบื้องต้นของระบบที่ทำการทดลอง

| ระบบไฟฟ้า | หม้อแปลง T_1 | ฮาร์มอนิกโหลด | AC Load |
|------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 12 kV, 50Hz | 2000kVA | วงจร 6 พัลส์เฟส | *ในการทดลอง |
| $MVA_{SC} = 100$ | 12kV/400V | คอนโทรลคอน | ครั้งนี้ไม่พิจารณา |
| $X/R = 10$ | Loss=30kW | เวอร์เตอร์ที่ใช้ใน | โหลดเชิงเส้นอื่นๆ |
| | $\%Z = 6 \pm 10\%$ | การขับเคลื่อน | (AC Load) ใน |
| | | ไฟฟ้ากระแสตรง | ระบบ |
| | | 2.07kW, 100V, | |
| | | Power Factor=0.63 | |

ตารางที่ 5.7 ข้อมูลกระแสฮาร์มอนิกที่วัดได้จากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่
พิกัดโหลด 50% ของเฟส A ที่ใช้วิธีการทริกแบบปกติ

| Harmonic Order | Magnitude(%I ₁) | Harmonic Order | Magnitude(%I ₁) |
|----------------|------------------------------|----------------|------------------------------|
| 5 | 2.621E+01 | 19 | 6.645E+00 |
| 7 | 1.832E+01 | 23 | 5.859E+00 |
| 11 | 1.201E+01 | 25 | 5.012E+00 |
| 13 | 9.787E+00 | 29 | 4.697E+00 |
| 17 | 7.845E+00 | 31 | 4.013E+00 |

5.3.1 วิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์มอนิกในระบบ

ในการทดลองครั้งนี้ไม่พิจารณาผลของฮาร์มอนิกต่อโหลดฟ้ากระแสสลับอื่นๆ เนื่องจากจัดเป็นโหลดเชิงเส้นในระบบและมีผลต่อการกำเนิดกระแสฮาร์มอนิกเข้าระบบน้อยมากเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้ในการทดลอง จากวงจรในรูปที่ 5.12 สามารถคำนวณหาค่าของกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลเข้าระบบส่งจ่ายของการไฟฟ้าได้ตามค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ (Impedance Ratio) โดยทำการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ในแต่ละส่วนของระบบโดยใช้สมการที่ 4.1 ถึงสมการที่ 4.7 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์มอนิกและค่าอิมพีแดนซ์ที่ลำดับฮาร์มอนิกต่างๆ ที่เกิดขึ้นทางด้านแรงดันสูงและด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง T1 แสดงดังตารางที่ 5.7 และตารางที่ 5.8

ตารางที่ 5.8 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์มอนิกทางด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง T1

| Low voltage side | | | | | | | |
|------------------|---------|-------|------------------|----|---------|-------|------------------|
| h | voltage | % | Z _{Trh} | h | voltage | % | Z _{Trh} |
| 5 | 0.063 | 0.016 | 0.048 | 19 | 0.060 | 0.015 | 0.182 |
| 7 | 0.061 | 0.015 | 0.067 | 23 | 0.064 | 0.016 | 0.221 |
| 11 | 0.063 | 0.016 | 0.106 | 25 | 0.060 | 0.015 | 0.240 |
| 13 | 0.061 | 0.015 | 0.125 | 29 | 0.065 | 0.016 | 0.280 |
| 17 | 0.064 | 0.016 | 0.163 | 31 | 0.060 | 0.015 | 0.300 |

ตารางที่ 5.9 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์โมนิกทางด้านแรงดันสูงของหม้อแปลง T1

| High voltage side | | | | | | | |
|-------------------|---------|-------|-----------|----|---------|-------|-----------|
| h | voltage | % | Z_{Trh} | h | voltage | % | Z_{Trh} |
| 5 | 2.50 | 0.021 | 43.20 | 19 | 2.40 | 0.020 | 164.16 |
| 7 | 2.43 | 0.020 | 60.48 | 23 | 2.40 | 0.020 | 198.72 |
| 11 | 2.51 | 0.021 | 95.04 | 25 | 2.30 | 0.020 | 216.00 |
| 13 | 2.41 | 0.020 | 112.32 | 29 | 2.59 | 0.021 | 250.56 |
| 17 | 2.53 | 0.021 | 146.88 | 31 | 2.36 | 0.020 | 267.84 |

ตารางที่ 5.10 ผลการคำนวณแรงดันฮาร์โมนิกของ T1

| Low voltage side | | High voltage side | |
|--------------------|----------|--------------------|-----------|
| V_{total} (Volt) | 380.0001 | V_{total} (Volt) | 12000.003 |
| THD_v (%) | 0.05 | THD_v (%) | 0.065 |

ตารางที่ 5.11 ผลการวิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์โมนิกจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ไหลในหม้อแปลงและเข้าระบบส่งจ่าย

| Harmonic Order | Low Voltage Side | High Voltage Side | |
|----------------|------------------------|-------------------|--|
| | Harmonic Source (Amps) | System (Amps) | System Impedance Z_{sh} (Ω) |
| 5 | 1.31 | 0.200 | 7.17 |
| 7 | 0.92 | 0.110 | 10.03 |
| 11 | 0.60 | 0.110 | 15.76 |
| 13 | 0.49 | 0.044 | 18.63 |
| 17 | 0.40 | 0.024 | 24.36 |
| 19 | 0.34 | 0.017 | 27.23 |
| 23 | 0.30 | 0.012 | 32.96 |
| 25 | 0.25 | 0.010 | 35.83 |
| 29 | 0.24 | 0.007 | 41.56 |
| 31 | 0.20 | 0.006 | 44.42 |
| รวม | 1.83 | 0.26 | - |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 การวิเคราะห์ระบบที่มีการใช้เทคนิคการจุดมุมทริก

จากวงจรในรูปที่ 5.2 ทำการเปลี่ยนการทริกไทรสเตอร์แต่ละคู่โดยใช้วิธีการจุดมุมทริกที่วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นทำการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิก และนำข้อมูลดังกล่าวไปใช้ในการวิเคราะห์ค่ากระแสและแรงดันฮาร์โมนิกที่จุดต่างๆในระบบ

ตารางที่ 5.12 ข้อมูลกระแสฮาร์โมนิกที่วัดได้จากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ พิกัดโหลด 50%

| Harmonic Order | Magnitude(% I_1) | Harmonic Order | Magnitude(% I_1) |
|----------------|----------------------|----------------|----------------------|
| 5 | 5.837E+00 | 19 | 8.415E-01 |
| 7 | 3.749E+00 | 23 | 9.539E-01 |
| 11 | 1.978E+00 | 25 | 5.767E-01 |
| 13 | 1.691E+00 | 29 | 6.549E-01 |
| 17 | 1.335E+00 | 31 | 4.609E-01 |

ตารางที่ 5.13 ผลการคำนวณหาแรงดันฮาร์โมนิกทางด้านแรงดันสูงและด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลงของระบบ

| Low voltage side | | | | | | High voltage side | | | | | |
|------------------|---------|--------|----|---------|--------|-------------------|---------|--------|----|---------|--------|
| h | voltage | % | h | voltage | % | h | voltage | % | h | voltage | % |
| 5 | 0.014 | 0.0037 | 19 | 0.008 | 0.0021 | 5 | 0.56 | 0.0047 | 19 | 0.30 | 0.0025 |
| 7 | 0.013 | 0.0034 | 23 | 0.010 | 0.0020 | 7 | 0.50 | 0.0042 | 23 | 0.42 | 0.0035 |
| 11 | 0.010 | 0.0026 | 25 | 0.007 | 0.0018 | 11 | 0.41 | 0.0034 | 25 | 0.27 | 0.0023 |
| 13 | 0.010 | 0.0026 | 29 | 0.009 | 0.0024 | 13 | 0.42 | 0.0035 | 29 | 0.36 | 0.0030 |
| 17 | 0.011 | 0.0028 | 31 | 0.007 | 0.0018 | 17 | 0.43 | 0.0036 | 31 | 0.27 | 0.0023 |

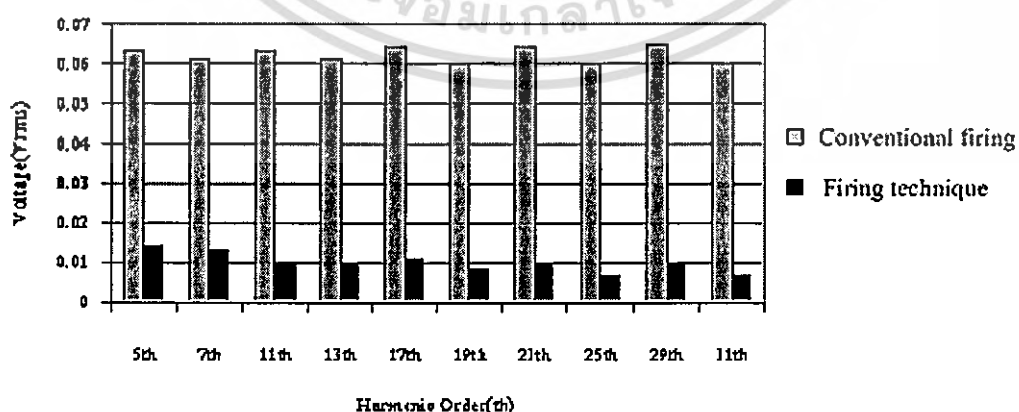
ตารางที่ 5.14 ผลการคำนวณแรงดันฮาร์โมนิกของระบบ

| Low voltage side | | High voltage side | |
|--------------------|------------|--------------------|-------------|
| V_{total} (Volt) | 380.000002 | V_{total} (Volt) | 12000.00007 |
| THD_v (%) | 0.04 | THD_v (%) | 0.011 |

ตารางที่ 5.15 ผลการวิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์มอนิกจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ไหลในหม้อแปลงและเข้าระบบส่งจ่าย

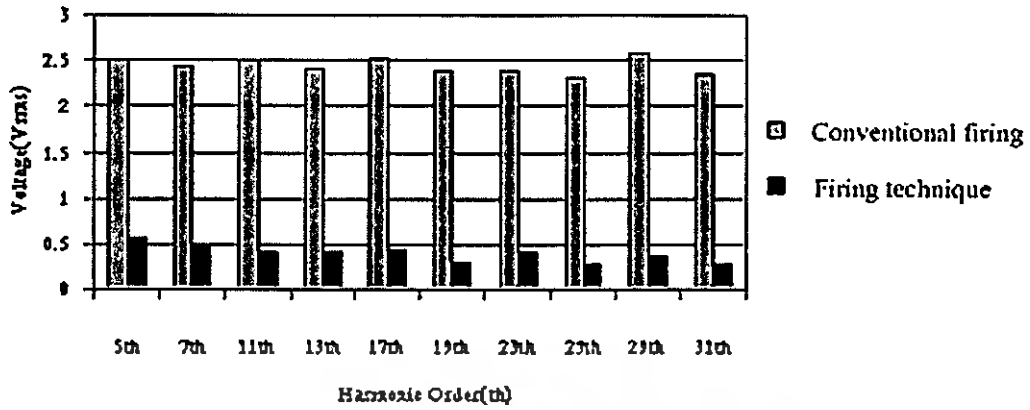
| Harmonic Order | Low Voltage Side | High Voltage Side |
|----------------|---------------------|-------------------|
| | Harmonic Source (A) | System (mA) |
| 5 | 0.30 | 12.85 |
| 7 | 0.19 | 8.25 |
| 11 | 0.10 | 4.36 |
| 13 | 0.09 | 3.74 |
| 17 | 0.07 | 2.95 |
| 19 | 0.04 | 1.85 |
| 23 | 0.05 | 2.09 |
| 25 | 0.03 | 1.27 |
| 29 | 0.03 | 1.43 |
| 31 | 0.02 | 1.01 |
| รวม | 0.40 | 0.54 |

ผลการวิเคราะห์ระบบที่ใช้ในการทดลองตามรูปที่ 5.12 แสดงค่าได้ตามตารางที่ 5.7 ถึงตารางที่ 5.15 จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลระหว่างการใช้วิธีทริกแบบปกติ(Conventional firing) เปรียบเทียบกับการใช้เทคนิคการจุดมุมทริก(Firing technique)ของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ ผลจากการวิเคราะห์ที่บริเวณด้านแรงดันต่ำและด้านแรงดันสูงของหม้อแปลง T1 จะเห็นว่า ค่าของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบที่จุดต่อร่วม PCC มีขนาดลดลงและสามารถเปรียบเทียบค่าสเปคตรัมของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกได้ดังรูปที่ 5.13 ถึงรูปที่ 5.15

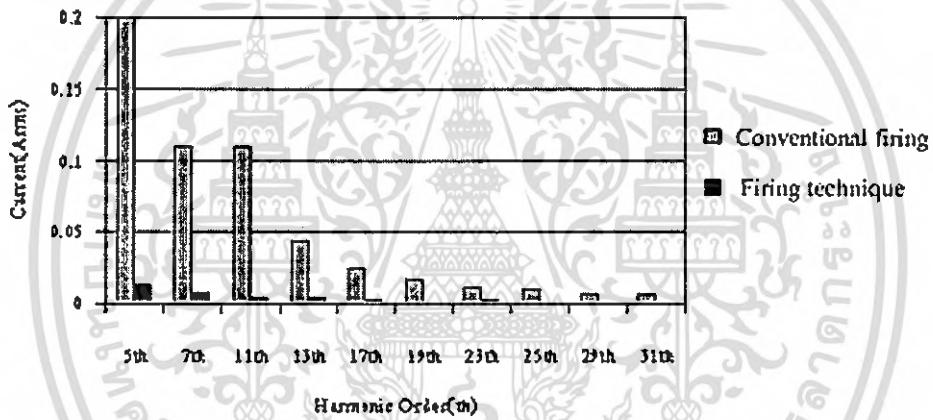


รูปที่ 5.13 สเปคตรัมของแรงดันฮาร์มอนิกที่ด้านแรงดันต่ำของหม้อแปลง T1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 สเปกตรัมของแรงดันฮาร์มอนิกค่านแรงดันสูงของหม้อแปลง T1
ที่จุดต่อร่วม PCC



รูปที่ 5.15 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกค่านแรงดันสูงของหม้อแปลง T1
ที่จุดต่อร่วม PCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์โดยใช้เทคนิคการจุ่มทริกในทุกๆ 1/6 คาบของการนำกระแสของไทรสเตอร์เพื่อลดการกำเนิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของกำลังไฟฟ้าอินพุตและการลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุต จากผลการทดลองและผลการวิเคราะห์สามารถสรุปคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของ วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์โดยใช้เทคนิคการจุ่มทริก ได้ดังต่อไปนี้

1) ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุต กระแสและแรงดันอินพุตของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์ โดยใช้เทคนิคการจุ่มทริกมีแนวโน้มถูกปรับให้ลดลงกว่าวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กึ่งวิธีการทริกแบบปกติ

2) การทำงานที่พิกัดโหลดประสิทธิภาพในการคอมมิวเตชันมีสูง แอ่งค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสซีในไลน์ลำดับที่ 5, 7, 11 และ 13 ยังมีขนาดสูงมาก

3) จากผลการทดลองวัดค่าการสไปค์ (spike) ที่มีผลต่อระดับแรงดันดีซีขาออก ในกรณีความเร็วรอบในการหมุนของมอเตอร์สูงๆ ช่วงการสไปค์ จะยาวทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนของระดับแรงดันไฟฟ้าดีซีขาออกมีค่ามาก

4) ในการนำวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์โดยใช้เทคนิคการจุ่มทริกไปใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง จากผลการทดลองที่ความเร็วรอบต่ำ สามารถลดการกำเนิดกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของกำลังไฟฟ้าอินพุตและการลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตได้ในระดับที่น่าพอใจเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรกรองเพื่อลดกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกที่ต้องเพิ่มค่าใช้จ่ายในการออกแบบ ติดตั้ง และมีช่วงการใช้งานแคบและพบว่าตัวกรองที่ออกแบบสามารถลดฮาร์มอนิกและการเกิดกำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟได้ในช่วงความเร็วรอบที่ออกแบบเท่านั้น

5) เมื่อพิจารณากระแสฮาร์มอนิกแต่ละลำดับที่ไหลเข้าระบบที่จุดต่อรวมรวมถึงแรงดันฮาร์มอนิกที่จุดต่อรวม พบว่ามีค่าลดลง

6) ผลจากการทดลองพบว่าวิธีการจุ่มทริกที่ใช้กับวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์สามารถใช้ได้ในช่วงที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตมีค่าบวกลบครึ่งหนึ่งของแรงดันเอาต์พุตสูงสุดหรือที่ครึ่งหนึ่งของพิกัดโหลดเท่านั้น ถ้าหากมีการใช้วิธีนี้ในช่วงแรงดันเอาต์พุตมากกว่านี้จะไม่ผลต่อ

การลดค่ากระแสและแรงดันฮาร์มอนิก โดยจากการทดลองพบว่าในช่วงดังกล่าวค่ากระแสและแรงดันฮาร์มอนิกไม่แตกต่างกับการทริกแบบปกติ

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ผลที่ได้จากการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ สามารถนำไปใช้ในการอธิบายการทำงานของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์โดยใช้เทคนิคการจุดมุมทริกได้ แต่ในการทำงานที่เวลาจริงการควบคุมมุมทริกจำเป็นที่จะต้องใช้วงจรสร้างสัญญาณทริกที่มีความแม่นยำสูงและในปัจจุบันการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นระบบลูปปิดที่สามารถโปรแกรมได้โดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนั้นการนำเทคนิคการจุดมุมทริกไปใช้จะเป็นประโยชน์อย่างมากเพราะไม่เพียงแต่สามารถลดความสูญเสียที่เกิดจากฮาร์มอนิก แต่ยังเป็นการปรับปรุงระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรงที่มีประสิทธิภาพและลดภาระของตัวควบคุมแบบต่างๆ ด้วย



เอกสารอ้างอิง

- [1] I. G. Park and J. T. Yoon, "Characterizing the Double Firing Method for Three-Phase Thyristor Phase Controlled Converter," in Proc. IECON 96 , 1996, pp. 689-694
- [2] ไชยะ แซ่มซ้อย "การแก้ปัญหาฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวกรองฮาร์มอนิก", ศูนย์เชี่ยวชาญพิเศษเฉพาะด้านเทคโนโลยีไฟฟ้ากำลัง, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, หน้า 1-47.
- [3] J. Lazar "Park-Vector Theory of Line-Commutated Three-Phase Bridge Converters", Serial editor Volume 1, Omikk Publisher Budapest, 1987, pp. 14-66
- [4] D.L. Lafuze, "Turn-off Switch Phase Control with Improved Ripple and Power Factor", U.S. Patent No.5, 198, 972, 1993.
- [5] คณะกรรมการปรับปรุงความเชื่อถือได้ของระบบไฟฟ้า, "ข้อกำหนดคกฏเกณฑ์ฮาร์มอนิกเกี่ยวกับไฟฟ้าประเภทธุรกิจและอุตสาหกรรม", กฟผ. กฟน. กฟน., 1998
- [6] T.J.E. Miller and Charles Concordia, "Reactive power control in Electric Systems", A wiley-Interscience Publication, 1982, pp223-234
- [7] N.Mohan, T.M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics : Converter, Application, and Design" , 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995, pp. 138-153
- [8] Muhammad H. Rashid, and Ali I. Maswood, "Analysis of Three-Phase AC-DC Converters under Unbalanced Supply Condition", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No.3, May/June 1988
- [9] อาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย, และ พิพัฒน์ เลหาสงคราม, "กรณีศึกษาการออกแบบวงจรกรองฮาร์มอนิกแบบพาสซีฟโดยใช้วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์", วิศวกรรมสาร ม.ช., ฉบับที่ 1(61-77) มกราคม-มีนาคม ปี2546, หน้า 61-77
- [10] สุกกิจ ฉั่วเจริญ, อัครเดช พรหมขน, และอาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย, "การศึกษาและออกแบบตัวกรองฮาร์มอนิกแบบพาสซีฟ" ปรึญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2543, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [11] อาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย, และ พิพัฒน์ เลหาสงคราม, "เปรียบเทียบการลดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟกับเทคนิคการแทรกมุมทริกที่พัลส์ของ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON-27), 11-12 พฤศจิกายน 2547, มช., หน้า 177-180
- [12] Artite Pattanapongchai, Surached W.wongtongdee, and Piphat Laohasongkram, "Intervening Firing Method and Passive Filter Design for Harmonic Elimination and Reactive Power

Compensation in Three-Phase Thyristor Phase-Controlled Converters Supplying a DC Motor”, ICCAS2005, June 2-5, KINTEX, Gyeonggi-Do, Korea

- [13] ANSI/IEEE Standard, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems : Std 519-1992”, USA:IEEE, 1993



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*Firing technique for 6-pulse phase-controlled converter

*Solving the convergence problem

.OPTIONS RELTOL=0.01 ;RELTOL is a parameter that defines a relative tolerance error
 .OPTIONS ABSTOL=1nA ;ABSTOL is absolute values of error tolerance for current
 .OPTIONS VNTOL=1mV ;VNTOL is absolute values of error tolerance for voltage
 .OPTIONS ITL1=500 ;DC bias-point analysis, Inductors and capacitors are treated as short circuits and open circuits respectively
 .OPTIONS ITL2=200 ;DC sweep analysis, Rapid voltage transitions at a node may be a natural characteristic of a circuit
 .OPTIONS ITL4=40 ;Transient analysis, sets the limit of the number of iterations before abandoning a time point and reducing the time step
 .OPTIONS ITL5=0 ;Transient analysis, To limit the number of iterations for a transient analysis solution at any particular time point
 .OPTIONS GMIN=1E-10 ;Is a conductance parameter

*Parameter

.PARAM VRMS=100V VMAX={1.414*VRMS} ;Phase voltage
 .PARAM FREQ=50Hz PERIOD={1/FREQ} ;Supply frequency
 .PARAM V_P=2V ;Gate-voltage pulse for each thyristor

*Firing angle

.PARAM ALFA=140deg

*Intervening firing angle

.PARAM BETA=0deg

*การนำกระแส time delay

.PARAM DEL1={ (30+ALFA)*PERIOD/360 } ;For TH1
 .PARAM DEL191={ (30-BETA)*PERIOD/360 } ;For TH1
 .PARAM DEL2={ DEL1+60*PERIOD/360 } ;For TH2
 .PARAM DEL291={ DEL191+60*PERIOD/360 } ;For TH2
 .PARAM DELS={ DEL2 } ;For starting

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

.PARAM DELS1={DEL291} ;For starting
.PARAM DEL3={DEL2+60*PERIOD/360} ;Time delay for TH3 gate pulse
.PARAM DEL391={DEL291+60*PERIOD/360} ;Time delay for TH3 gate pulse
.PARAM DEL4={DEL3+60*PERIOD/360} ;Time delay for TH4 gate pulse
.PARAM DEL491={DEL391+60*PERIOD/360} ;Time delay for TH4 gate pulse
.PARAM DEL5={DEL4+60*PERIOD/360} ;Time delay for TH5 gate pulse
.PARAM DEL591={DEL491+60*PERIOD/360} ;Time delay for TH5 gate pulse
*.PARAM DEL6={DEL5+60*PERIOD/360} ; If ALFA<30degrees.
.PARAM DEL6={{(ALFA-30)*PERIOD/360} ; If ALFA>=30degrees.
.PARAM DEL691={DEL591+60*PERIOD/360} ;If BETA<30degrees.
*.PARAM DEL691={{(-BETA-30)*PERIOD/360} ;If BETA>=30degrees.

.PARAM TON=0.3ms ;Gate การนำกระแส pulse width
.PARAM TR=1us TF={TR} ;Gate pulse rise and fall times

*Power harmonic passive filter
*Linc Reactor
.PARAM Lr=0.3mH
*Power Harmonic Filter 5
.PARAM Cf5=200uF
.PARAM Lf5=1.84uH
*Power Harmonic Filter 7
.PARAM Cf7=50uF
.PARAM Lf7=1.38uH

Lra T1 1 {Lr}
Lrb T3 3 {Lr}
Lrc T5 5 {Lr}

Lf5ab 1 A1 {Lf5}
Cf5ab A1 3 {Cf5}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lf7ab 1 A3 {Lf7}

Cf7ab A3 3 {Cf7}

Lf5ac 1 A5 {Lf5}

Cf5ac A5 5 {Cf5}

Lf7ac 1 A7 {Lf7}

Cf7ac A7 5 {Cf7}

Lf5bc 3 A9 {Lf5}

Cf5bc A9 5 {Cf5}

Lf7bc 3 A11 {Lf7}

Cf7bc A11 5 {Cf7}

*DC series motor load

.PARAM RL=1.429ohms

.PARAM La=15.01mH

Rdc 0 77 {RL}

La1 77 777 {La}

Ea 777 7 DC 5V

*Snubber circuit

.PARAM Rs=2kohms

.PARAM Cs=52uF

Rs1 1 01 {Rs}

Cs1 0 01 {Cs}

Rs3 3 03 {Rs}

Cs3 0 03 {Cs}

Rs5 5 05 {Rs}

Cs5 0 05 {Cs}

Rs4 7 04 {Rs}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Cs4 1 04 {Cs}

Rs6 7 06 {Rs}

Cs6 3 06 {Cs}

Rs2 7 02 {Rs}

Cs2 5 02 {Cs}

*SOURCES

VSa T1 8 SIN(0 {VMAX} {FREQ}) ;Phase a voltage

VSb T3 8 SIN(0 {VMAX} {FREQ} 0 0 -120deg) ;Phase b voltage

VSc T5 8 SIN(0 {VMAX} {FREQ} 0 0 -240deg) ;Phase c voltage

*DEVICES

WTH1 301 0 VX1 TH_IDEAL ;Current-controlled switch for TH1

.MODEL TH_IDEAL ISWITCH(ROFF=1E6 ION=0.1 IOFF=0) ;Thyristor model

WTH2 302 7 VX2 TH_IDEAL ;Current-controlled switch for TH2

WTH3 303 0 VX3 TH_IDEAL ;Current-controlled switch for TH3

WTH4 304 7 VX4 TH_IDEAL ;Current-controlled switch for TH4

WTH5 305 0 VX5 TH_IDEAL ;Current-controlled switch for TH5

WTH6 306 7 VX6 TH_IDEAL ;Current-controlled switch for TH6

*Gate pulse to turn TH1 on

VG1 401 201 PULSE(0 {V_P} {DEL1} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

VG191 411 211 PULSE(0 {V_P} {DEL191} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

*Gate pulse to turn TH2 on

VG2 402 202 PULSE(0 {V_P} {DEL2} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

VG291 412 212 PULSE(0 {V_P} {DEL291} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

*Gate pulse to turn TH3 on

VG3 403 203 PULSE(0 {V_P} {DEL3} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

VG391 413 213 PULSE(0 {V_P} {DEL391} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

*Gate pulse to turn TH4 on

VG4 404 204 PULSE(0 {V_P} {DEL4} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

VG491 414 214 PULSE(0 {V_P} {DEL491} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*Gate pulse to turn TH5 on

VG5 405 205 PULSE(0 {V_P} {DEL5} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

VG591 415 215 PULSE(0 {V_P} {DEL591} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

*Gate pulse to turn TH6 on

VG6 406 206 PULSE(0 {V_P} {DEL6} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

VG691 416 216 PULSE(0 {V_P} {DEL691} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

*Start pulse

VGS1 201 0 PULSE(0 {V_P} {DEL1} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG1 401 0 50

VGS191 211 0 PULSE(0 {V_P} {DEL191} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG191 411 0 50

VGS2 202 7 PULSE(0 {V_P} {DEL2} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG2 402 7 50

VGS291 212 7 PULSE(0 {V_P} {DEL291} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG291 412 7 50

VGS3 203 0 PULSE(0 {V_P} {DEL3} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG3 403 0 50

VGS391 213 0 PULSE(0 {V_P} {DEL391} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG391 413 0 50

VGS4 204 7 PULSE(0 {V_P} {DEL4} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG4 404 7 50

VGS491 214 7 PULSE(0 {V_P} {DEL491} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG491 414 7 50

VGS5 205 0 PULSE(0 {V_P} {DEL5} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG5 405 0 50

VGS591 215 0 PULSE(0 {V_P} {DEL591} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG591 415 0 50

VGS6 206 7 PULSE(0 {V_P} {DEL6} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG6 406 7 50

VGS691 216 7 PULSE(0 {V_P} {DEL691} {TR} {TF} {TON} {PERIOD})

RG691 416 7 50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*Control current for WHT1 Switch

GG1 0 501 TABLE {v(401)+i(VA1)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)

RE1 501 0 1

LE1 501 601 0.1uH

VX1 601 0 0

VA1 1 301 0

GG191 0 511 TABLE {v(411)+i(VA191)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)

RE191 511 0 1

LE191 511 611 0.1uH

VX191 611 0 0

VA191 1 311 0

*Control current for WHT2 Switch

GG2 5 502 TABLE {v(402)+i(VA2)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)

RE2 502 5 1

LE2 502 602 0.1uH

VX2 602 5 0

VA2 7 302 0

GG291 5 512 TABLE {v(412)+i(VA291)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)

RE291 512 5 1

LE291 512 612 0.1uH

VX291 612 5 0

VA291 7 312 0

*Control current for WHT3 Switch

GG3 0 503 TABLE {v(403)+i(VA3)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)

RE3 503 0 1

LE3 503 603 0.1uH

VX3 603 0 0

VA3 3 303 0

GG391 0 513 TABLE {v(413)+i(VA391)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)

RE391 513 0 1

LE391 513 613 0.1uH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VX391 613 0 0

VA391 3 313 0

*Control current for WHT4 Switch

GG4 1 504 TABLE $\{v(404)+i(VA4)\}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)$

RE4 504 1 1

LE4 504 604 0.1uH

VX4 604 1 0

VA4 7 304 0

GG491 1 514 TABLE $\{v(414)+i(VA491)\}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)$

RE491 514 1 1

LE491 514 614 0.1uH

VX491 614 1 0

VA491 7 314 0

*Control current for WHT5 Switch

GG5 0 505 TABLE $\{v(405)+i(VA5)\}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)$

RE5 505 0 1

LE5 505 605 0.1uH

VX5 605 0 0

VA5 5 305 0

GG591 0 515 TABLE $\{v(415)+i(VA591)\}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)$

RE591 515 0 1

LE591 515 615 0.1uH

VX591 615 0 0

VA591 5 315 0

*Control current for WHT6 Switch

GG6 3 506 TABLE $\{v(406)+i(VA6)\}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)$

RE6 506 3 1

LE6 506 606 0.1uH

VX6 606 3 0

VA6 7 306 0

GG691 3 516 TABLE $\{v(416)+i(VA691)\}=(1E-3,0)(105E-3,0.11)$

RE691 516 3 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LE691 516 616 0.1uH

VX691 616 3 0

VA691 7 316 0

*SUBCIRCUITS, for thyristor and drive

.SUBCKT TH_GAT 200 100 PARAMS: DELAY=10ms ;Anode 200

VG 400 100 PULSE(0 {V_P} {DELAY} {TR} {TF} {TON} {PERIOD}) ;Gate pulse.

RG 400 100 50

GG 100 500 TABLE {v(400,100)+i(VA)}=(1E-3,0)(105E-3,0.11) ;Current control.

RE 500 100 1

LE 500 600 0.1uH

VX 600 100 0 ;Control current for switching the thyristor

VA 200 300 0 ;Thyristor current sensor

WTH 300 100 VX TH_IDEAL ;Model of the thyristor

.MODEL TH_IDEAL ISWITCH(ROFF=1E6 ION=0.1A IOFF=0)

.ENDS TH_GAT

XTH2 7 5 TH_GAT PARAMS: DELAY={DEL2} ;Call for TH2

XTH3 3 0 TH_GAT PARAMS: DELAY={DEL3} ;Call for TH3

XTH4 7 1 TH_GAT PARAMS: DELAY={DEL4} ;Call for TH4

XTH5 5 0 TH_GAT PARAMS: DELAY={DEL5} ;Call for TH5

XTH6 7 3 TH_GAT PARAMS: DELAY={DEL6} ;Call for TH6

*ANALYSIS

.TRAN 0.05ms 140ms 100ms 1us uic

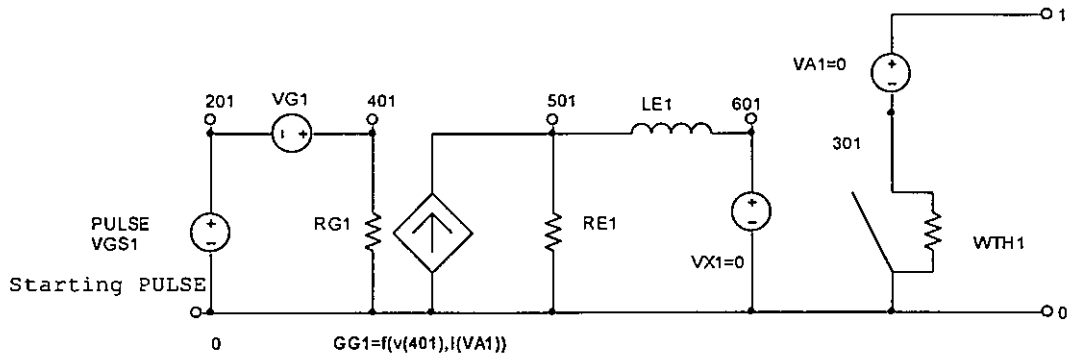
.FOUR 50Hz 19 i(VSa),i(VSb),i(VSc) ;Fourier analysis

.PROBE i(RG1),i(RG3),i(RG5),i(RG2),i(RG6),i(RG4),i(RG191),i(RG391),i(RG591),i(RG291),i(RG491),v

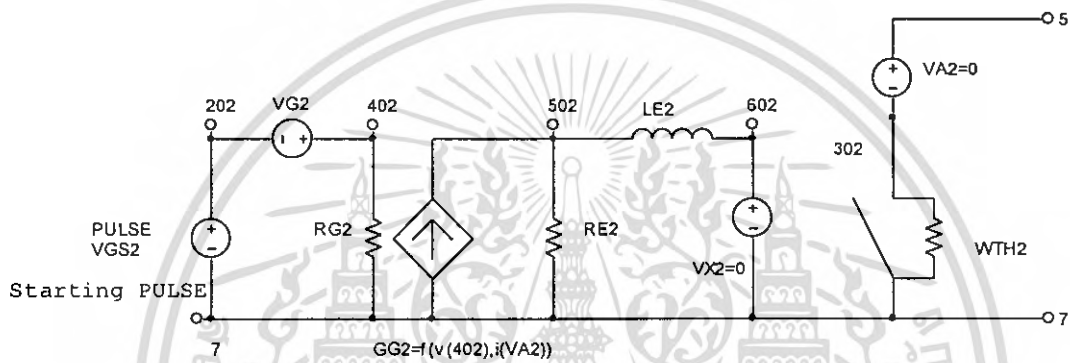
(0,7),i(VSa),i(RG691),i(VSb),i(VSc)

.END

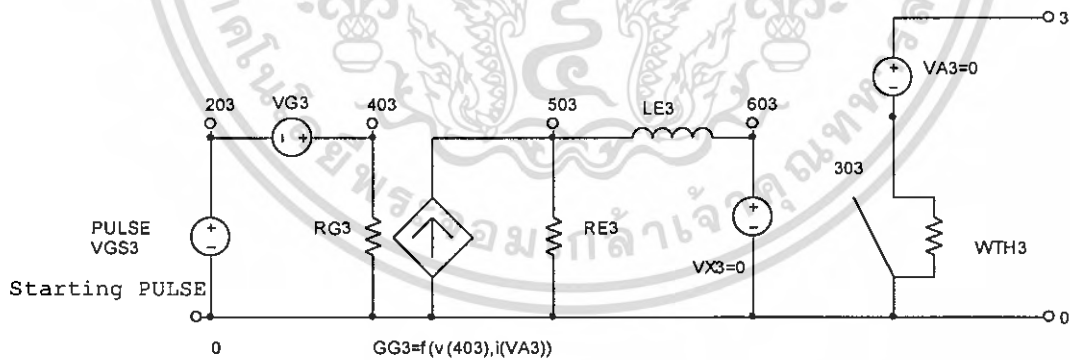
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.1 วงจรสร้างสัญญาณทรานซิสเตอร์ TH_1

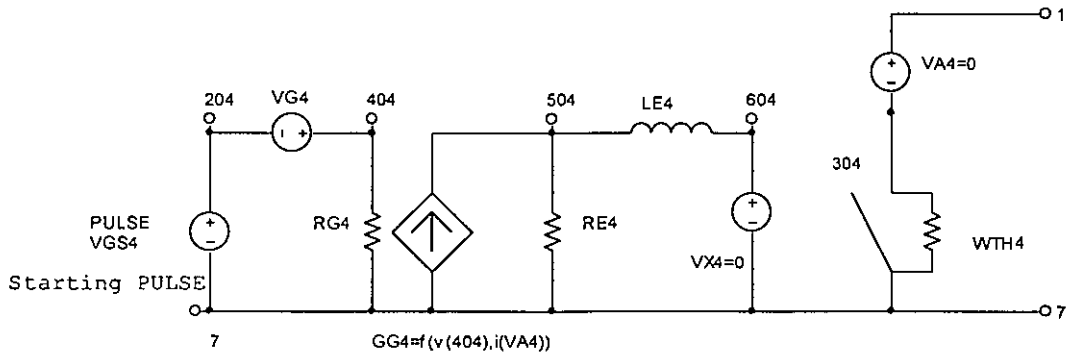


รูปที่ ก.2 วงจรสร้างสัญญาณทรานซิสเตอร์ TH_2

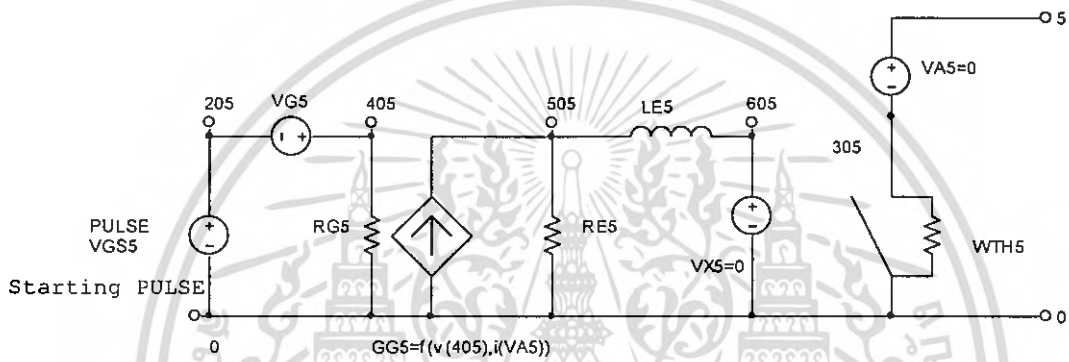


รูปที่ ก.3 วงจรสร้างสัญญาณทรานซิสเตอร์ TH_3

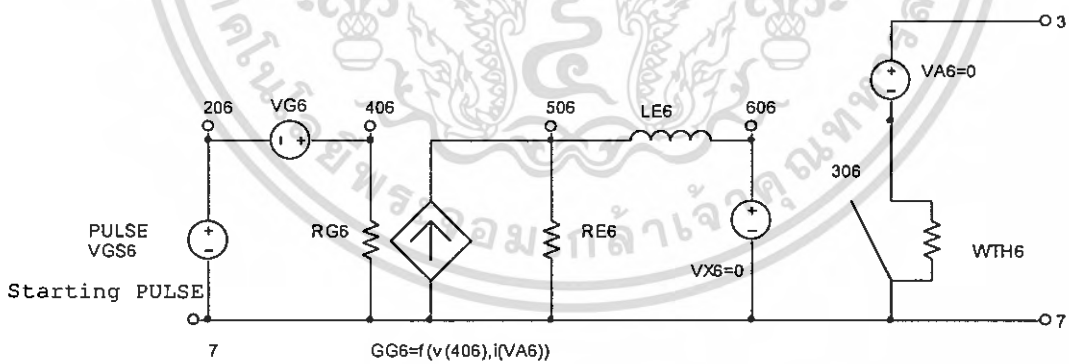
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.4 วงจรสร้างสัญญาณทริกของไทรสเตอร์ TH_4

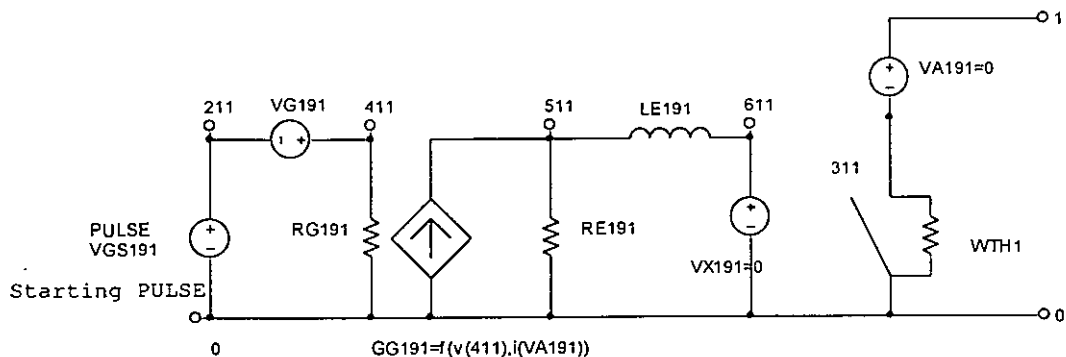


รูปที่ ก.5 วงจรสร้างสัญญาณทริกของไทรสเตอร์ TH_5

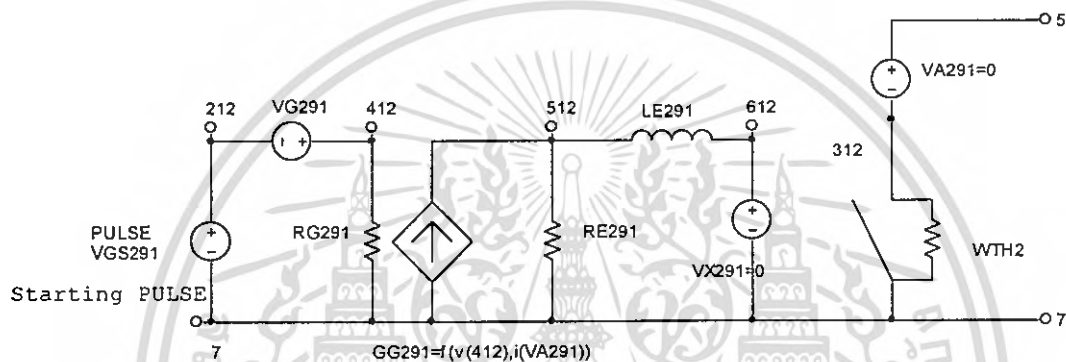


รูปที่ ก.6 วงจรสร้างสัญญาณทริกของไทรสเตอร์ TH_6

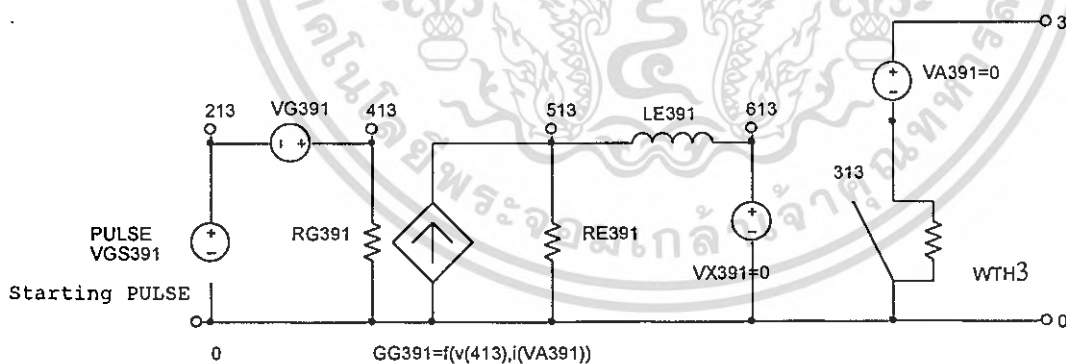
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.7 วงจรสร้างสัญญาณแทรกมุมมทริกของไทรสเตอร์ TH_1

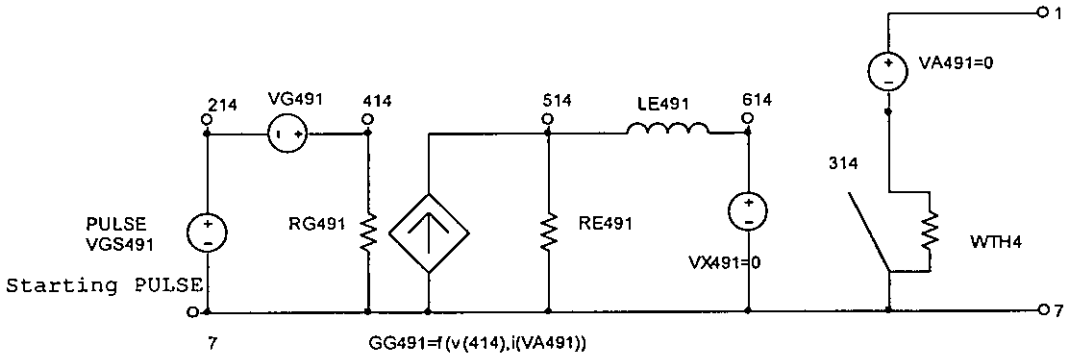


รูปที่ ก.8 วงจรสร้างสัญญาณแทรกมุมมทริกของไทรสเตอร์ TH_2

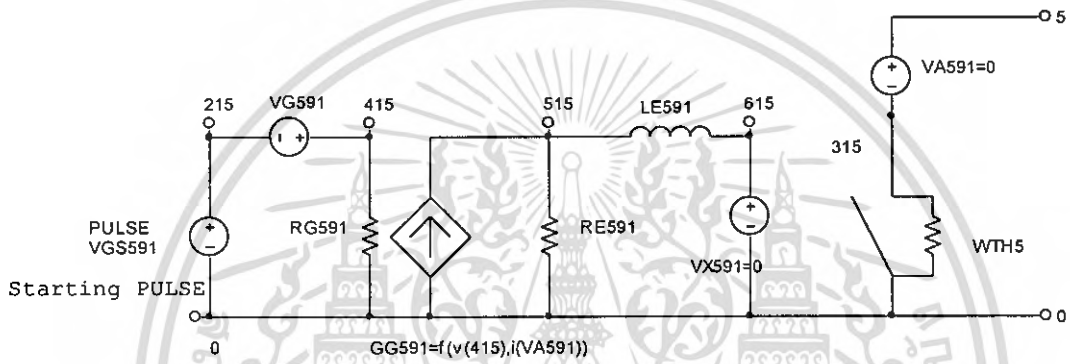


รูปที่ ก.9 วงจรสร้างสัญญาณแทรกมุมมทริกของไทรสเตอร์ TH_3

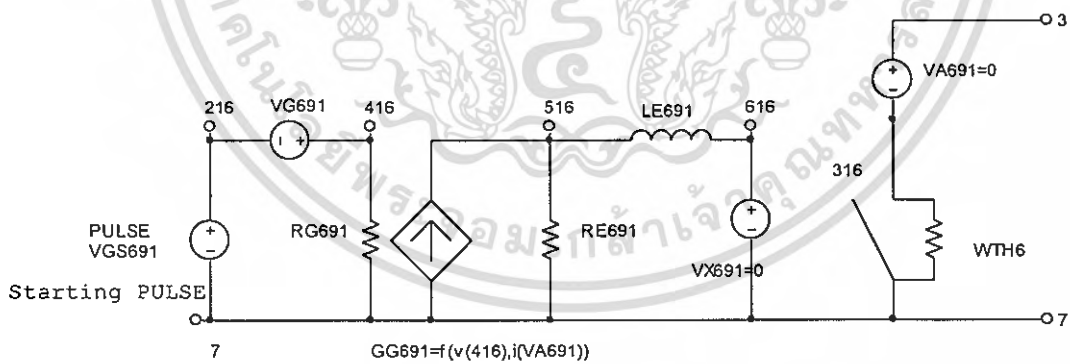
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.10 วงจรสร้างสัญญาณแทรกมุมมทริกของไทรสเตอร์ TH_4



รูปที่ ก.11 วงจรสร้างสัญญาณแทรกมุมมทริกของไทรสเตอร์ TH_5



รูปที่ ก.12 วงจรสร้างสัญญาณแทรกมุมมทริกของไทรสเตอร์ TH_6

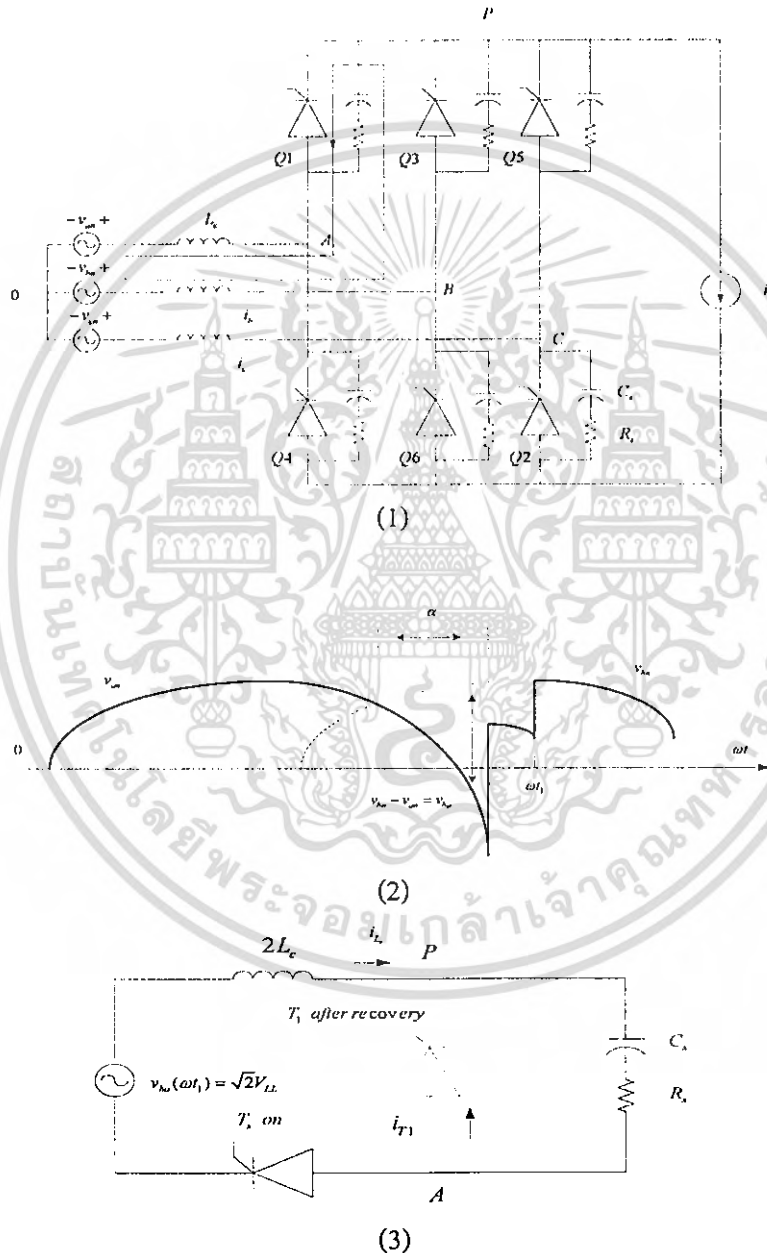
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรสับเบอร์ดสำหรับวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

จากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ ข(1) กระแส i_d จะถูกคอมมิวเตทจากไทรสเตอร์ T_1 (ต่ออยู่กับเฟส a) ไปยังไทรสเตอร์ T_2 (ต่ออยู่กับเฟส b) ค่าโวลต์เดจ V_m คอบสนองสำหรับการคอมมิวเตชันของกระแส วงจรสับเบอร์ดประกอบด้วย T_1 และ T_2 แสดงดังรูปที่ ข(3) ที่มี T_2 ออฟ และ T_1 ออฟ และรีเวอร์สที่ ωt_1 ที่มี $i_r = I_r$ ค่าแหล่งจ่ายโวลต์เดจในวงจรรูปที่ ข(3) สามารถสมมติให้มีค่าคงที่ของแรงดันคัตซีที่มีค่า V_m ที่มุม ωt_1 เนื่องจากค่าแรงดันที่ความถี่ 50 เฮิร์ต ซ้ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบแรงดันและกระแสทรานส์เซียนในวงจร ค่าแรงดันสับเบอร์ดและกระแสแสดงดังรูปที่ ข



รูปที่ ข การหยุดนำกระแสสับเบอร์ดสำหรับไทรสเตอร์ในระบบสามเฟสของวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ (1)วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ (2) เวลาในการทริก (3) วงจรสมมูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_c = \omega L_c = \frac{0.05V_{LL}}{\sqrt{3}I_d} \quad (\text{ข-1})$$

เมื่อ V_{LL} ค่า อาร์เอ็มเอสแรงดันไลน์ทูไลน์ และ i_d เป็นกระแสโหลด

ในการออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันในรูปแบบที่ ข จะมีค่าสูงสุดที่ $\sqrt{2}V_{LL}$ ที่มุม $\alpha = 90^\circ$ ที่ซึ่ง reverse-recovery time มีค่า $10\mu s$ ดังนั้นระหว่างการคอมมิวเตชันของกระแส สมมติให้การคอมมิวชันของ โวลต์เดจมีค่าคงที่ $\sqrt{2}V_{LL}$ ค่าของ di/dt ของไทรสเตอร์ T_1 คือ

$$\frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{2L_c} \quad (\text{ข-2})$$

$$I_{rr} = \left(\frac{di}{dt}\right)t_{rr} = \frac{\sqrt{6}\omega V_{LL}t_{rr}I_d}{0.1V_{LL}} = 0.09I_d \quad (\text{ข-3})$$

เมื่อ $t_{rr} = 10\mu s$

ค่า $C_s = C_{base}$ โดยอาศัยความสัมพันธ์ของรูปที่ ข(3)ถึง รูปที่ ข(1)

$$C_{base} = L_c \left(\frac{I_{rr}}{V_{LL}}\right)^2 \quad (\text{ข-4})$$

แทนค่า L_c ที่มุม $\omega = 377$ และ I_{rr} จะได้

$$C_s = C_{base} (\mu F) = \frac{0.6I_d}{V_{LL}} \quad (\text{ข-5})$$

$R_s = R_{opt}$ สมมติให้ $R_s = R_{opt} = 1.3R_{base}$ และใช้ค่า $R_{base} = \sqrt{2}V_{LL}/I_{rr}$

$$R_s = R_{opt} = 1.3\sqrt{2} \frac{V_{LL}}{I_{rr}} = 20 \frac{V_{LL}}{I_d} \quad (\text{ข-6})$$

เพื่อที่จะประมาณค่าความสูญเสียในสับเบอร์แต่ละตัว รูปคลื่นของแรงดันตกคร่อมไทรสเตอร์ที่มีค่ามุมทริก worst-case ที่มุม $\alpha = 90^\circ$ ดังแสดงในรูปที่ ข-2 ซึ่งแสดงว่าค่า total energy loss ในแต่ละสับเบอร์มีค่า

$$W_{subber} = 3C_s V_{LL}^2 \quad (\text{ข-7})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$W_{\text{snubber}} = 1.8 \times 10^{-6} I_d V_{LL} \quad (\text{ข-8})$$

ถ้าให้ค่า KVA ของคอนเวอร์เตอร์ในระบบสามเฟส คือ S ที่ 50 Hz ในแต่ละสับเบอร์มีค่ากำลังงาน
สูญเสียเท่ากับ

$$P_{\text{snubber}} (\text{watts}) = 10^{-1} S \quad (\text{ข-9})$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27

27th Electrical Engineering Conference

วิศวกรรม

สาขาบทความ

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

11-12 พฤศจิกายน 2547

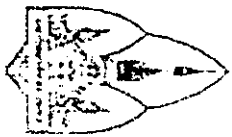
โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

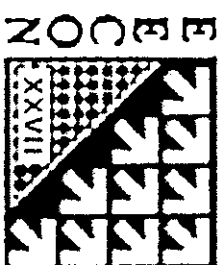
มหาวิทยาลัยขอนแก่น





การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27

27th Electrical Engineering Conference (EECON 27)



บทความทางวิศวกรรมทางวิศวกรรมไฟฟ้า

คำนำ

บทความตีพิมพ์

ดัชนีผู้เขียนบทความ

Author Index

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)

- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)

- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)

- อิเล็กทรอนิกส์ (EE)

- วิศวกรรมผลสัมฤทธิ์ดิจิทัล (BS)

- ระบบควบคุมและกระบวนการควบคุม (CT)

- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (EN)

ภาคจัดกิจกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

Seagate



NOKIA

Schneider Electric



ABB



เปรียบเทียบการลดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟกับเทคนิคการแทรกมุมทริกที่พัลส์ของ 6 พัลส์ เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

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

อาทิตย์ พัฒนพงษ์ชัย และ ศิทัศน์ เตหาสงคราม

ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกลอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3 หมู่ 2 ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร. 0-2737-3000, 0-2739-2406 โทรสาร 0-2246-4327 E-mail: s5060409@kmitl.ac.th, klpipat@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวิธีการลดฮาร์มอนิกโดยใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกที่ 5 และ 7 แบบขดลวดและไลน์รีแอกเตอร์เปรียบเทียบกับการใช้เทคนิคการแทรกมุมทริก (intervening firing method) ที่พัลส์ของ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ในทุกๆ 1/6 คาบ เพื่อลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสและแรงดันที่เกิดจากสามเฟสไทริสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์รูปคลื่นที่ได้จากการทดลองนำวิเคราะห์สเปกตรัมของกระแสแรงดันไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion) การดับเบิ้ลมุมทริกทำให้เกิดซีโรแวกเตอร์ของเอาต์พุตแรงดันและกระแสอินพุตโดยอาศัยทฤษฎี Park Vector จำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ จำนวนของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกจากวิธีการแทรกมุมทริกถูกนำมาเปรียบเทียบกับวิธีการทริกแบบปกติ

คำสำคัญ : Park Vector, การแทรกมุมทริก, ซีโรแวกเตอร์

Abstract

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

number of harmonic distortion in the intervening firing method were compared to those in normal firing method.

Keywords : Park Vector Theory, intervening firing method, zero vectors

1. คำนำ

เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ใช้ไทริสเตอร์จัดเป็นอุปกรณ์ตัวสวิตซ์ซึ่งมีความสามารถในการควบคุมการเปิด มีการใช้กันอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะการนำไปใช้ในระบวมอเตอร์ไฟฟ้าแรงสูง แต่ปัญหาหลักของไทริสเตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์คือ ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของเอาต์พุตแรงดันและกระแสอินพุตสูง การแก้ปัญหาการเกิดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นแบบเดิมทำได้โดยการออกแบวงจรกรองฮาร์มอนิกที่เหมาะสม โดยฟิสิกส์ที่เป็นตัวกรองทำงานโดยอาศัยการรับความถี่เพื่อให้ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับรีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ[3]

ในบทความนี้เสนอเทคนิคการแทรกมุมทริก[2][3] เปรียบเทียบกับวิธีการทริกแบบปกติ[2]ที่มีการใช้ฟิสิกส์ฟิวเจอร์เป็นตัวกรองโดยการแทรกมุมทริกในทุกๆ 1/6 คาบ ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของวิธีการแทรกมุมทริกถูกนำมาเปรียบเทียบกับวิธีการทริกแบบปกติที่มีการใช้ตัวกรอง

การทดลองทำได้โดยการออกแบบระบบ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการโคจรฟิสิกส์โมเดล[4] ทำการจำลองระบบและนำมาออกแบบวงจรกรอง นำวงจรกรองที่ได้ไปทดสอบการกรอง รูปคลื่นที่ได้จากการทดลองนำวิเคราะห์สเปกตรัมกระแสแรงดันไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกทั้งหมด (THD) จากนั้นนำ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON-27) 11-12 พฤศจิกายน 2547 มช.

การปรับระบบ 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยการใช้เทคนิคการแทรกมมทริก ทำการจำลองระบบเพื่อผลการทำงานของวงจรและภาคต่ออาร์มอนิก จากนั้นจึงนำผลการทดลองทั้งสองวิธีมาเปรียบเทียบกันว่าวิธีการแทรกมมทริกสามารถลดลรรมอนิกได้ในระดับที่น่าพอใจ

2. การออกแบบวงจรกรองฮาร์โมนิกแบบพาสซีฟและเทคนิคการแทรกมมทริก

2.1 การกำหนดค่าส่วนประกอบของวงจรกรองฮาร์โมนิกแบบพาสซีฟ

ขั้นตอนการคำนวณค่าไคร์บิเทกเตอร์

1. หาค่าที่กีดก้าง(kVA) และขนาดของแรงดัน(volt)ที่ใช้ในการขับโหลด
2. นำมาคำนวณค่ากระแสไฟฟ้าในระบบจากสมการ

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}V_p} \quad (1)$$

3. หาค่าความถี่อิมพีแดนซ์ของระบบ

$$Z = \frac{V_p / \sqrt{3}}{I} \quad \text{หรือ} \quad Z = \frac{V_p^2}{VA} \quad (2)$$

4. หาค่าความถี่เรโซแนนซ์โดยค่าไคร์บิเทกเตอร์ควรมี

ค่าประมาณ 3%-5% ของอิมพีแดนซ์ระบบ

$$\%X_1 = 3\% - 5\%(Z) \quad (3)$$

5. หาค่าอิมพีแดนซ์

$$I_1 = \frac{X_1}{2\pi f} \quad (4)$$

การคำนวณค่าส่วนประกอบของวงจรกรองฮาร์โมนิก

1. กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบไฟฟ้าที่ติดตั้งตัวกรองฮาร์โมนิก
2. กำหนดค่ากำลังงานรีแอกทีฟที่ระบบต้องการ

$$Q_{rms} = kW(\tan \theta_1 - \tan \theta_2) \quad (5)$$

Q_{rms} กำลังงานรีแอกทีฟที่ระบบต้องการ (kVAR)

kW กำลังงานจริงของระบบจากโหลดรวมทั้งหมด (kW)

θ_1 มุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเดิม

θ_2 มุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใหม่

3. วิเคราะห์ข้อมูลกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลในระบบที่ได้จากการวัดจริงหรือจากการประเมินค่า ทำการกำหนดจำนวนชุดตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกในระบบ
4. ทำการแบ่งค่า Q_{rms} ออกเป็นส่วนตามจำนวนชุดของตัวกรองกระแสฮาร์โมนิก
5. กำหนดจุดปรับคลื่น(tuning point) ของตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำตัว

6. กำหนดขนาดพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุ

$$V_c \geq \frac{n_s^2}{n_s^2 - 1} \times V_{rms}^2 \quad (6)$$

V_{rms} แรงดันระบบที่ตัวกรองตั้งอยู่

n_s ค่าจุดปรับคลื่นของตัวกรอง

V_c แรงดันพิกัดของตัวเก็บประจุ

7. กำหนดขนาดกำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุ ที่ตั้งใช้ในตัวกรองแต่ละลำตัว

$$Q_{cr} = \frac{Q_{rms}}{\left[\frac{n_s^2}{n_s^2 - 1} \right] \times \left[\frac{V_{rms}}{V_{cr}} \right]^2} \quad (7)$$

Q_{cr} กำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุ

Q_{cr} กำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุ

8. หาค่าตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำและความต้านทาน

$$X_c = \frac{V_c^2}{Q_{cr} \times 10^6} \quad (8)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f \times X_c} \quad (9)$$

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

$$R = \frac{X_c}{Q_r} \quad \text{ที่} \quad n_s^2 \quad (11)$$

Q_r ตัวประกอบคุณภาพของตัวกรอง

9. ติดตั้งตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกเข้ากับระบบแล้ว วิเคราะห์การ

ไหลของกระแสฮาร์โมนิกในส่วนต่างๆ ของระบบ และ

ตรวจสอบการทำงานของตัวกรองกระแสฮาร์โมนิก

- ตรวจสอบพิกัดการทำงานของตัวเก็บประจุ

- ตรวจสอบขนาดกระแสรวมที่ใหญ่กว่าค่าเหนี่ยวนำ

$$I_{rms} = \sqrt{(I_{rms} \times 1.1)^2 + \sum_{k=2}^n I_{rk}^2} \quad (12)$$

I_{rk} กระแสที่ไหลผ่านตัวกรองที่ k ที่ความถี่หลักมูล

I_{rk} กระแสฮาร์โมนิกที่ไหลผ่านตัวกรองที่ k ที่ความถี่ฮาร์โมนิก

I_{rms} กระแสรวมที่ไหลผ่านตัวกรองทั้งหมด

2.2 วิธีการแทรกมมทริก

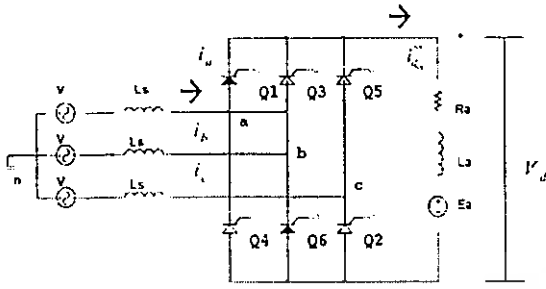
แบบจำลองเบื้องต้นของเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดลองสามารถแสดงดังในรูปที่ 3 สามารถแทนได้ด้วยสมการต่อไปนี้

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

Back to content

Back to main

$$\begin{bmatrix} i_u(t) \\ i_v(t) \\ i_w(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_u(t) \\ S_v(t) \\ S_w(t) \end{bmatrix} i_d(t) \quad (14)$$



รูปที่ 1 สามเฟสอินเวอร์เตอร์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์

ในสมการข้างบน $S_u(t)$, $S_v(t)$ และ $S_w(t)$ เป็น switching function สามารถเวกเตอร์ $S(t)$ ของ switching function สามารถหาได้ดังสมการ

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_u(t) \\ S_v(t) \\ S_w(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_u(t) \\ S_v(t) \\ S_w(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

โวลต์เดจอินพุทมีค่า

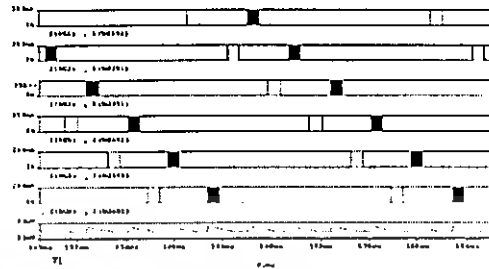
$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} V_m \sin(\omega t) \\ \sqrt{2} V_m \sin(\omega t - 2/3\pi) \\ \sqrt{2} V_m \sin(\omega t - 4/3\pi) \end{bmatrix} \quad (16)$$

ตารางที่ 1 ค่าของ switching function

| Conducting Switches | $S_u(t)$ | $S_v(t)$ | $S_w(t)$ | $S(t)$ |
|---------------------|----------|----------|----------|--------|
| Q_1 และ Q_6 | 0 | -1 | 1 | S_1 |
| Q_1 และ Q_6 | 1 | -1 | 0 | S_2 |
| Q_1 และ Q_2 | 1 | 0 | -1 | S_3 |
| Q_2 และ Q_3 | 0 | 1 | 1 | S_4 |
| Q_3 และ Q_4 | -1 | 1 | 0 | S_5 |
| Q_4 และ Q_5 | -1 | 0 | 1 | S_6 |
| Q_5 และ Q_6 | 0 | 0 | 0 | S_7 |
| Q_6 และ Q_1 | 0 | 0 | 0 | S_8 |
| Q_6 และ Q_2 | 0 | 0 | 0 | S_9 |

วิธีแทรกมมทริกจะกระทำไปทุกๆ 1/6 คาบ ซึ่งการแทรกมมทริกนี้ คำซีโร S_0 ถูกสร้างขึ้น พิจารณาที่ 1/6 คาบแรก ก่อนมีการแทรกมมทริกของ i_{G1} ที่ $\omega t = 0$ ไทริสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ทำงานอยู่และเมื่อแทรกมมทริกของ i_{G1} ที่ $\omega t = 0$ ไทริสเตอร์ Q_1 ถูกทริก เมื่อ $v_{an} > 0$ ใน 1/6 คาบนี้ Q_1 จะ turned on และ Q_2 turned off ดังนั้นเวกเตอร์ของเอาต์พุตโวลต์เดจ v_u และกระแสอินพุต i_u, i_v, i_w เป็นศูนย์ ที่การคาบมมทริกของ i_{G1} ไทริสเตอร์ Q_2 ถูกทริก

เมื่อ $v_{an} > 0$ ใน 1/6 คาบนี้ Q_1 turned on และ Q_2 turned off เมื่อเอาต์พุตโวลต์เดจ v_u กลายเป็น v_{an} ค่าคิมค่าคิมการทริกจะซ้ำกัน ใน 1/6 คาบคังแบบที่กล่าวมานี้ ผลลัพธ์คือ ค่าการกระเพื่อมในโวลต์เดจเอาต์พุต v_u กลดง



รูปที่ 2 ที่มุมทริก $\alpha = 80^\circ$, $\beta = 20^\circ$

ค่าของความคิดเห็นฮาร์โมนิกค่า V_u , $V_{u,har}$, I_c , S และ $V_{u,avg}$ คำนวณได้จากสมการข้างล่างนี้ แสดงได้ว่าค่าความคิดเห็นฮาร์โมนิกของโวลต์เดจเอาต์พุตกลดงเมื่อไร้ตีแทรกมมทริก

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

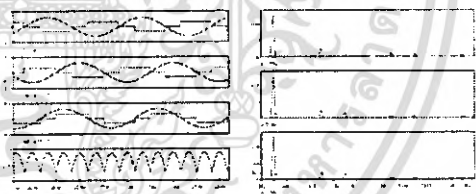
$$v_{u,har}(t) = \sqrt{2} V_{u,har} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (18)$$

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

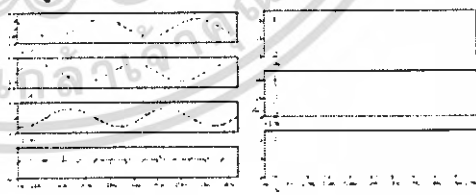
$$I_c = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (20)$$

$$S = 3V_{u,har} I_c \quad (21)$$

3. ผลการทดลอง



รูปที่ 3 กราฟและสเปคตรัมกระแสแตรก่อนใส่ตัวกรองที่ $\alpha = 0^\circ$

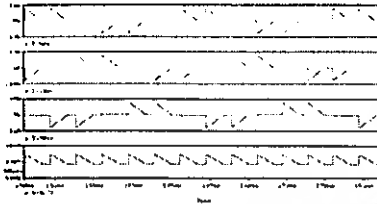


รูปที่ 4 กราฟและสเปคตรัมกระแสแตรหลังใส่ตัวกรองฮาร์โมนิกที่ 5° , 7° และ 9° ไทริแตรเตอร์ที่ $\alpha = 0^\circ$

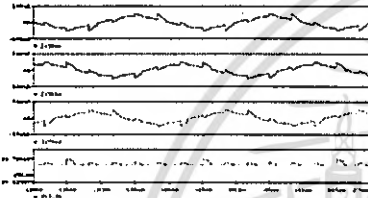
ตารางที่ 2 เปรียบเทียบของกระแสฮาร์มอนิก THD_i(%) ที่ $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$

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

ผลจากระบบที่มีการแทรกมวมทริก



รูปที่ 5 กระแส i_a, i_b, i_c และแรงดัน V_a ที่มุมทริก $\alpha = 80^\circ, \beta = 60^\circ$



รูปที่ 6 กระแส i_a, i_b, i_c และแรงดัน V_a ที่มุมทริก $\alpha = 120^\circ, \beta = 20^\circ$

ตารางที่ 3 ค่าของกระแสฮาร์มอนิก THD_i(%) ที่การแทรกมวมทริก

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

จากตารางที่ 2 ตัวกรองฮาร์มอนิกแบบพาสซีฟที่ออกแบบสามารถลดการเกิดฮาร์มอนิกได้ดี แต่เมื่อพิจารณา THD_i(%) พบว่าเมื่อค่าของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตลดลงที่มุมทริกมากขึ้นคุณภาพการกรองลดลง เมื่อมีการแทรกมวมทริกที่ $\beta = 0^\circ - 60^\circ$ จากตารางที่ 3 พบว่าที่การแทรกมวมทริก $\beta = 30^\circ - 60^\circ$ สามารถลดการเกิดฮาร์มอนิกได้เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีไม่มีมวมทริก

สรุปผล

การลดฮาร์มอนิกจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์โดยวิธีการแทรกมวมทริกแสดงโดยการแปลง space vector ซึ่งแสดงว่าวิธีการแทรกมวมทริกเป็นวิธีหนึ่งซึ่งทำให้ zero vectors ของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตเป็นศูนย์โดยการแทรกมวมทริกทุกๆ 1/6 คาบ สามารถลดการเกิดฮาร์มอนิกจากวงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ได้ เช่น ที่ $\alpha = 120^\circ, \beta = 60^\circ$ สามารถลดการเกิดฮาร์มอนิกได้ประมาณ 66.19% เมื่อเปรียบเทียบกับกรอกแบบวงจรของฮาร์มอนิกแบบพาสซีฟและการออกแบบไลน์รีแอกเตอร์ที่ได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุขนาดใหญ่

เอกสารอ้างอิง

- [1] N.Mohan, T.M. Undeland, and W. P. Robbins, Poer Electronics : Converter, Application, and Design-2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995, pp. 138-153
- [2] J. Lazar "Park-vector Theory of Line-commutated Three-Phase Bridge Converters" Serial editor Volume 1, Omikk Publisher Budapest, 1987, pp. 14-66
- [3] I. G. Park and J. T. Yoon, "Characterizing the double Firing Method For three-phase thyristor phase controlled converter," In Proc. IECON 96 , 1996, pp. 689-694
- [4] อาทิตย์ พัฒพงษ์ชัย และ ทิพนัน เตาสงคราม "กรณีศึกษาการออกแบบวงจรฮาร์มอนิกแบบพาสซีฟโดยใช้วงจร 6 พัลส์เฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์" วิศวกรรมสาร ม.ช ฉบับที่ 1(61-77) มกราคม-มีนาคม ปี 2546 หน้า 61-77



ดร.ทิพนัน เตาสงคราม จบการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยขอนแก่น วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก University of Canterbury New Zealand งานวิจัย Microcontroller , Cellular

Mobile Telephone, Conveserve Energy



นายอาทิตย์ พัฒพงษ์ชัย จบการศึกษาระดับปริญญาตรี(วศ.บ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันทำงานตำแหน่งนักวิชาการมาตรฐาน สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรม งานวิจัยเพอร์เวอรัคอนเวอร์เตอร์ ฮาร์มอนิกฟิวเจอร์

ประวัติผู้เขียน

| | |
|--|--|
| ชื่อ-นามสกุล | นายอาทิตย์ พัฒนพงศ์ชัย |
| วัน เดือน ปีเกิด | 15 มีนาคม 2521 |
| ที่อยู่ | 101/1 หมู่ที่3 ตำบลครน อำเภอสวี จังหวัดชุมพร 86130 โทร.0-1432-3738 |
| ประวัติการศึกษา | 2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| ความชำนาญเฉพาะด้าน | 1) Harmonic Filter 2) ISO/IEC 17025-1999, ISO 9000 series 3) วงจรเอซี/ดีซีเฟสคอนโทรลคอนเวอร์เตอร์ |
| ประสบการณ์ทำงานและผลงานวิจัย ปัจจุบัน | ตำแหน่งนักวิชาการมาตรฐาน สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรม - ผู้ช่วยเลขานุกรรมการพิจารณารับรองห้องปฏิบัติการสอบเทียบ ทางไฟฟ้า ความถี่ และอุณหภูมิ - ผู้ช่วยเลขานุกรรมการพิจารณารับรองห้องปฏิบัติการสอบเทียบ ทางกลและเคมี |
| พ.ศ.2547 | ใบประกาศนียบัตร Lead Auditor ISO/IEC 17025-1999 ชื่อกำหนดของ ห้องปฏิบัติการทดสอบและสอบเทียบ จากสำนักงานมาตรฐาน ผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรม ใบประกาศนียบัตร Lead Auditor ISO 9000 series จากสถาบันรับรอง มาตรฐานไอเอส โอ (สรอ.) |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้