

การออกแบบและวิเคราะห์วงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตัวกร่อมคาปาซิเตอร์

DESIGN AND ANALYSIS OF A SWITCHED MODE HALF-BRIDGE
CONVERTER WITH IMPROVEMENT OF VOLTAGE IMBALANCE
OF THE SPLIT CAPACITORS

จารุวัตร จันทร์โอ
CHARUWAT CHANTARO

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2431-5

การออกแบบและวิเคราะห์วงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์

DESIGN AND ANALYSIS OF A SWITCHED MODE HALF-BRIDGE
CONVERTER WITH IMPROVEMENT OF VOLTAGE IMBALANCE
OF THE SPLIT CAPACITORS

จารุวัฒน์ จันทโร
CHARUWAT CHANTARO

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2549
ISBN 974-15-2431-5

**DESIGN AND ANALYSIS OF A SWITCHED MODE HALF-BRIDGE
CONVERTER WITH IMPROVEMENT OF VOLTAGE IMBALANCE
OF THE SPLIT CAPACITORS**

CHARUWAT CHANTARO

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

2006

ISBN 974-15-2431-5

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์
นักศึกษา	นายจรรูวัฒน์ จันทโร
รหัสนักศึกษา	44061030
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุต เพื่อปรับปรุงตัวประกอบกำลังและแก้ปัญหาการผิบนูนของสัญญาณกระแสด้านอินพุต โดยการต่อสวิตช์สองทางจำนวนสองตัวระหว่างแหล่งจ่ายและคาปาซิเตอร์เอาต์พุต ซึ่งสวิตช์สองทางจะทำหน้าที่ซาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ตัวที่มีแรงดันตกคร่อมต่ำกว่าเพื่อรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุต ทำให้กระแสด้านอินพุตใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ สำหรับวงจรควบคุมการทำงานได้ประยุกต์ใช้ไอซี CPLD ต่อทำงานร่วมกับไอซีอนาลอก ในส่วนของแรงดันเอาต์พุตทำการควบคุมให้คงที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคคอลแซมปลิงที่กำหนดความถี่ 20 kHz โดยทำการศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ตลอดจนเทคนิคการควบคุมพร้อมทั้งมีการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อเป็นแนวทางในการสร้างเครื่องต้นแบบ และนำไปทดสอบกับโหลดความต้านทานและโหลดอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดอย่างฉับพลัน ตลอดจนเมื่อแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงเพื่อตรวจสอบสมรรถนะของคอนเวอร์เตอร์รวมทั้งการตอบสนองทางไดนามิก จากผลการจำลองและผลการทดลองการทำงานของวงจรสามารถรักษาแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ด้านเอาต์พุตให้มีความสมดุล ทำให้สัญญาณกระแสทางด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง

Thesis Title	Design and Analysis of a Switched Mode Half-Bridge Converter with Improvement of Voltage Imbalance of the Split Capacitors
Student	Mr. Charuwat Chantaro
Student ID.	44061030
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinneres

ABSTRACT

A switched mode half-bridge converter with improvement of voltage imbalance of the split capacitors design and analysis is proposed in this thesis. In order to improve power factor and solve a problem of input current distortion, two auxiliary bidirectional switches are connected between supply and two output capacitors. Two bidirectional switches are used to charge a lower voltage capacitor and contribute balanced voltage between output capacitors. The control circuit is based on the Complex Programmable Logic Device (CPLD) application in conjunction with analog IC. The output voltage is kept at constant value by using PI controller. Additionally, a periodical sampling current control technique with a fixed frequency of 20 kHz is used. The study and analysis of converter circuit operation and control techniques are provided in simulation of the converter operation with MATLAB/Simulink in order to be a guide line for designing and constructing a prototype. The test with resistive loads and inverter loads under step load change and ac supply variation are use to verify dynamic response performance. The simulation and experimental results show the capability of the proposed circuit for regulating balanced output capacitor voltages and improving nearly sinusoidal current waveform and nearly unity input power factor.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีจากความกรุณาของ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำปรึกษาตลอดจนช่วยแก้ปัญหาต่างๆ เกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตน์สังจา และ ดร.สมภพ ผลไม้ กรรมการสอบหัวข้อ และโครงร่างวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำตลอดจนชี้แนะจนทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ อาจารย์ชัยทัต มณีอินทร์ ที่คอยให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางตลอดจนความรู้เกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ขอกราบขอบคุณ คุณพ่อจิตต์, คุณแม่หนูพา และขอขอบคุณพี่สาวมณฑิตา, พี่ชายประภาส ที่คอยให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียน และเป็นผู้สนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่างในการศึกษาเล่าเรียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ คุณณัฐพร เกื้อชู ที่คอยเป็นกำลังใจและคอยดูแลเอาใจใส่ด้วยดีเสมอมา

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์, สำนักหอสมุดกลาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำรา เอกสารอ้างอิง และข้อมูลทางอินเทอร์เน็ตรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทำวิจัย

สุดท้ายสำหรับคำขอบคุณอันพิเศษสุดขอมอบให้แก่ พี่ๆ น้องๆ และเพื่อนๆ นักศึกษากลุ่ม PMC สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจด้วยดีตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับ บิดา มารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพนับถือและผู้มีพระคุณทุกท่าน

จารุวัฒน์ จันทโร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย.....	4
1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุต.....	7
2.2.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น.....	7
2.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส.....	8
2.2.3 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลัง.....	11
2.3 กระแสฮาร์มอนิกจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด.....	14
2.4 มาตรฐานกระแสฮาร์มอนิก.....	16
2.5 ทฤษฎีควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า.....	18
2.6 บทสรุป.....	23
บทที่ 3 การวิเคราะห์และการจำลองการทำงาน.....	24
3.1 บทนำ.....	24

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 การควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	24
3.2.1 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกอลแซมปลิง	25
3.2.2 การควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	26
3.2.3 การควบคุมการทำงานของสวิทช์สองทาง	27
3.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	27
3.3.1 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง.....	27
3.3.2 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง	31
3.4 การประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า.....	37
3.4.1 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแสมูลฐาน	38
3.4.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส.....	38
3.4.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุต.....	38
3.4.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน	38
3.4.5 องค์ประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม	38
3.4.6 องค์ประกอบค่ายอด.....	38
3.5 บทสรุป.....	39
บทที่ 4 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ.....	40
4.1 บทนำ.....	40
4.2 การออกแบบและสร้างวงจรกำลัง.....	41
4.2.1 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์	41
4.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสอินพุต.....	41
4.2.3 การออกแบบวงจรกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต	42
4.2.4 การออกแบบวงจรสวิทช์สองทาง	43
4.3 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม.....	45
4.3.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณความถี่.....	45
4.3.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส	45
4.3.3 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า.....	46
4.3.4 การออกแบบวงจรควบคุมพีไอ	48

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.5 การออกแบบวงจรคูณสัญญาณ	55
4.3.6 การออกแบบวงจรสับบุรณ์	56
4.3.7 การออกแบบวงจรประวิงเวลา	57
4.3.8 การออกแบบวงจรป้องกันกระแสเกิน	58
4.3.9 การออกแบบวงจรควบคุมภายใน CPLD	59
4.3.10 การออกแบบวงจรจับนำเกต	60
4.4 บทสรุป	61
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	62
5.1 การทดลองเมื่อต่อ โหลดความต้านทาน	62
5.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์	62
5.1.2 ก่อนปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท	64
5.1.3 หลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท	65
5.1.4 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดความต้านทาน	70
5.1.5 การทดสอบผลตอบสนองเมื่อเพิ่มและลด โหลดให้กับคอนเวอร์เตอร์	73
5.1.6 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง	73
5.1.7 การทดสอบเมื่อคาปาซิเตอร์เอาท์พุทมีค่าไม่เท่ากัน	77
5.2 การทดลองเมื่อต่อ โหลดอินเวอร์เตอร์	79
5.2.1 การเปรียบเทียบลักษณะทางด้านอินพุทเมื่อต่อ โหลดอินเวอร์เตอร์	80
5.2.2 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดอินเวอร์เตอร์	81
5.3 บทสรุป	84
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	85
6.1 สรุปผลการวิจัย	85
6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป	86
เอกสารอ้างอิง	87

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก Complex Programmable Logic Device	89
ภาคผนวก ข เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย.....	92
ภาคผนวก ค เครื่องต้นแบบ และภาพโครงการวิจัยโดยรวม	95
ภาคผนวก ง ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในวารสารทางวิชาการ	97
ประวัติผู้เขียน.....	105

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ข้อกำหนดของกระแสฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A..... 18
3.1	นิยามของดัชนีและปริมาณที่กำหนดคุณสมบัติและคุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุท..... 39
4.1	ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์..... 41
5.1	เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A..... 68
5.2	เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A..... 69
5.3	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อ โหลดความต้านทาน..... 70
5.4	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน..... 70
5.5	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน..... 71
5.6	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท $72 V_{rms}$ 75
5.7	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท $81 V_{rms}$ 75
5.8	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท $99 V_{rms}$ 77
5.9	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท $108 V_{rms}$ 76
5.10	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อ โหลดอินเวอร์เตอร์..... 81
5.11	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์..... 82
5.12	การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์..... 82

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม	2
1.2 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ต่อคาปาซิเตอร์เอาท์พุทขนานกับโหลด	2
1.3 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดัน ที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์	3
2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอด	6
2.2 ลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส	8
2.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า	12
2.4 วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์	14
2.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์	14
2.6 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า	15
2.7 ไดอะแกรมของแรงดันที่จุดร่วม	16
2.8 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	18
2.9 วงจรสมมูลของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	19
2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า	21
2.11 ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	22
2.12 สัญญาณที่สภาวะคงตัวเมื่อค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง	22
3.1 ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง	24
3.2 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกอลแซมปลิง	25
3.3 RS-ฟลิปฟลอปที่สร้างจากนอร์เกต	26
3.4 ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง	27
3.5 การจำลองสภาวะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง	28
3.6 สภาวะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง	29
3.7 การจำลองสภาวะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง	32
3.8 สภาวะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง	33
4.1 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์	40
4.2 ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	40
4.3 สวิทช์สองทาง	44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4	วงจรกาลังที่ใช้เป็นเครื่องต้นแบบ 44
4.5	วงจรสร้างสัญญาณความถี่..... 45
4.6	วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส..... 46
4.7	วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 47
4.8	วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง..... 47
4.9	กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนแบบลูปิด..... 49
4.10	บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ 49
4.11	แผนภาพโบลของระบบควบคุมแบบพีไอ 53
4.12	เส้นทางเดินรากของระบบที่มีการควบคุมแบบพีไอ 53
4.13	ผลการตอบสนองของระบบเมื่ออินพุทเป็นฟังก์ชันยูนิตสเต็ป 54
4.14	วงจรควบคุมพีไอที่สร้างจากออปแอมป์..... 54
4.15	วงจรคูณสัญญาณ..... 56
4.16	วงจรเรียงกระแสที่ยังตรงแบบเต็มคลื่น 56
4.17	สัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ยังตรงแบบเต็มคลื่น 57
4.18	สัญญาณขั้วนำเกิดที่มีการประวิงเวลา 57
4.19	วงจรประวิงเวลา..... 57
4.20	สัญญาณจากวงจรประวิงเวลา..... 58
4.21	วงจรป้องกันกระแสเกิน 59
4.22	จำลองการทำงานของวงจรป้องกันกระแสเกิน 59
4.23	วงจรควบคุมภายใน CPLD..... 60
4.24	วงจรขั้วนำเกิด..... 60
4.25	วงจรควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 61
5.1	การทดลองวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ 62
5.2	แรงดันและกระแสด้านอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อ โหลดความต้านทาน 63
5.3	แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ 63
5.4	สเปคตร้าฮาร์โมนิกกระแสอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ 63
5.5	การทดลองก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน 64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 แรงดันและกระแสด้านอินพุทก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	64
5.7 แรงดันและกระแสคอนเวอร์เตอร์ก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	64
5.8 แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	65
5.9 สเปกตรารายรั่มอนิกกระแสอินพุทก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	65
5.10 การทดลองหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	65
5.11 แรงดันและกระแสด้านอินพุทหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	66
5.12 แรงดันและกระแสคอนเวอร์เตอร์หลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	66
5.13 แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	66
5.14 สเปกตรารายรั่มอนิกกระแสอินพุทหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน	67
5.15 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A.....	69
5.16 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A.....	69
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\%THD_i$ กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดความต้านทาน.....	71
5.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดความต้านทาน.....	72
5.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดความต้านทาน.....	72
5.20 ผลตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดจาก 345 วัตต์เป็น 720 วัตต์	73
5.21 สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อแรงดันอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$	74
5.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\%THD_i$ กับ P_{out} เมื่อแรงดันอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$	76
5.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} เมื่อแรงดันอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$	76
5.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out} เมื่อแรงดันอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$	77
5.25 สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ $C_p = 2,270 \mu F, C_n = 470 \mu F$	78
5.26 สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ $C_p = 470 \mu F, C_n = 2,270 \mu F$	78
5.27 วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์	79
5.28 วงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์	79
5.29 วงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุล ของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์	79
5.30 ผลการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์	80
5.31 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์	80

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.32 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์	81
5.33 ความสัมพันธ์ระหว่าง % THD_i กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์	83
5.34 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์	83
5.35 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์	83

บทที่ 1

บทนำ

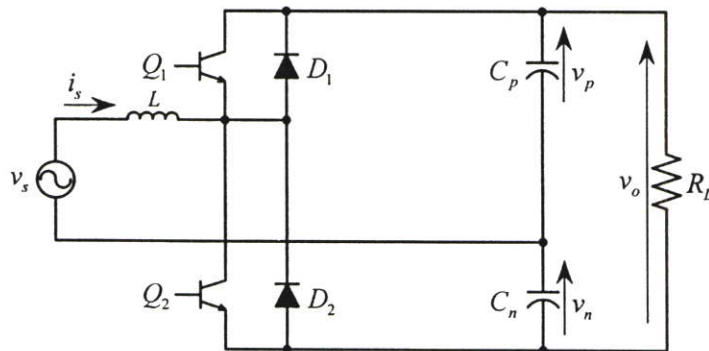
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากปัญหาสัญญาณกระแสด้านอินพุทของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงมีความผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ โดยเฉพาะวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดและใช้คาปาซิเตอร์ต่อขนานกับโหลดเพื่อกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบนั้นก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกปะปนเข้ามาที่กระแสที่ไหลเข้าด้านอินพุทของวงจร โดยมีสาเหตุมาจากลักษณะการทำงานของไดโอดที่ยอมให้กระแสไหลผ่านตัวมันก็ต่อเมื่อขนาดของแรงดันทางด้านอินพุทมากกว่าด้านเอาต์พุทเท่านั้น ทำให้รูปคลื่นของกระแสด้านอินพุทมีความผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุทมีค่าต่ำ ซึ่งกระแสฮาร์มอนิกจะสร้างปัญหาโดยการเข้าไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆ ในระบบเช่น ก่อให้เกิดกระแสเกินในคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ตลอดจนเข้าไปรบกวนการทำงานของระบบสื่อสาร เป็นต้น

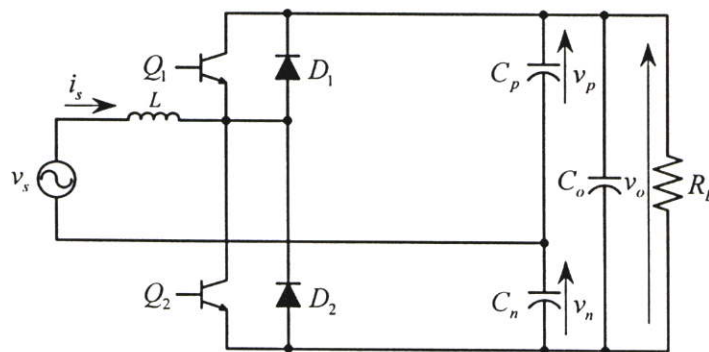
สำหรับแนวทางแก้ไขปัญหาดังกล่าว ปัจจุบันได้มีการปรับปรุงวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแบบแอคทีฟที่ใช้วิธีการสวิตช์ วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์หรือวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ [1], [2] เป็นอีกวงจรหนึ่งที่น่าสนใจในการแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่งเป็นการควบคุมโหมคการทำงานของสวิตช์ พื้นฐานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เป็นการนำเอาคาปาซิเตอร์สองตัวมาต่ออนุกรมกันและขนานกับโหลด เป็นการเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุทให้สูงขึ้นเป็นสองเท่าของค่ายอด (Peak) ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 1.1 ใช้สวิตช์จำนวนสองตัวและคาปาซิเตอร์เอาต์พุทสองตัวต่ออนุกรมกันโดยสวิตช์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานเพื่อควบคุมสัญญาณของกระแสอินพุทและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท ซึ่งวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะเกิดปัญหาความไม่สมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท โดยจะมีการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับอันเนื่องมาจากการสลับกันเก็บประจุและคายประจุของคาปาซิเตอร์เอาต์พุท C_p และ C_n ซึ่งอยู่ระหว่างครึ่งไซเคิลของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น โดยเฉพาะในกรณีที่ใช้คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กหรือกรณีที่มิโหลดมากๆ การกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทก็จะมากขึ้นด้วย ส่งผลให้สัญญาณกระแสด้านอินพุทผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ รูปที่ 1.2 เป็นการเพิ่มคาปาซิเตอร์เอาต์พุท C_o ต่อขนานกับโหลดเพื่อกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุทให้เรียบมากขึ้น แต่ก็ไม่สามารถแก้ปัญหการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท C_p และ C_n ได้

การแก้ปัญหาความไม่สมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p และ C_n สามารถทำได้ โดยเพิ่มสวิทช์สองทางจำนวนสองตัว [3], [4] ดังรูปที่ 1.3 ซึ่งจะทำให้สัญญาณกระแสอินพุตเข้า ใกล้เคียงคลื่นไซน์มากขึ้นและค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตเข้าใกล้หนึ่ง สวิทช์สองทางที่เพิ่ม เข้าไปจะทำหน้าที่สลับกันชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p และ C_n เมื่อแรงดันตกคร่อมคาปาซิ เตอร์มีค่าลดลง เช่นในกรณีที่ $v_p \geq v_n$ สวิทช์ Q_{a2} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิ เตอร์ C_p หาก $v_p < v_n$ และในทางตรงกันข้ามหาก $v_p > v_n$ สวิทช์ Q_{a1} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จ ประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n ถ้าความถี่ในการทำงานของสวิทช์มีค่ามากพอก็จะสามารถแก้ปัญหา การกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุตได้เนื่องจากสวิทช์สองทางจะทำการ ชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p หรือ C_n ทุกครั้งที่สวิทช์ Q_1 หรือ Q_2 หยุดนำกระแส ทำให้ สัญญาณกระแสด้านอินพุตมีการผิดเพี้ยนน้อยมาก

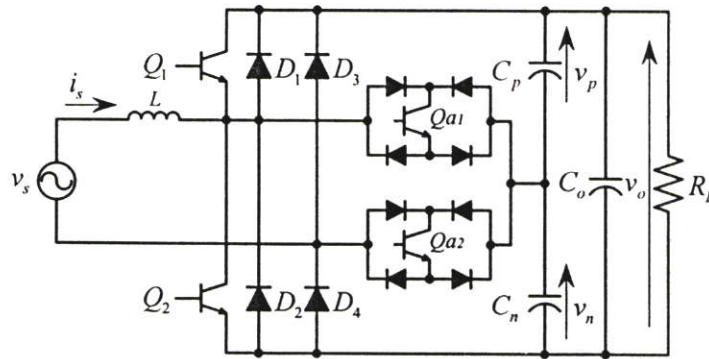
ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอวิธีการปรับปรุงความไม่สมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปา ซิเตอร์เอาต์พุตของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสดังรูปที่ 1.3 โดยมีการ จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB เพื่อศึกษาและ วิเคราะห์การทำงานก่อนที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานจริง



รูปที่ 1.1 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม



รูปที่ 1.2 วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ต่อคาปาซิเตอร์เอาต์พุตขนานกับโหลด



รูปที่ 1.3 วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ศึกษาหลักการทํางาน โครงสร้าง และทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกั้บวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ตลอดจนศึกษาการทํางานของอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัยทั้งวงจรถูกตั้งและวงจรถอบคุม เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรรีเยกกระแสบางฮาล์ฟบริดจ์, วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมและแบบที่พัฒนาขึ้น รวมทั้งนำคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นไปทดสอบใช้งานจริงเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสขนาด ½ แรงม้า

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแนวทางการศึกษาค้นคว้าและพัฒนาเครื่องต้นแบบของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันเพื่อปรับปรุงกระแสอินพุทและสเปคตราฮาร์โมนิกของกระแสอินพุท ซึ่งทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีขึ้นโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีริโอดิกอลแซมปลิง (Periodical sampling) ที่กำหนดความถี่ในการแซมปลิง 20 kHz และประยุกต์ใช้ไอซี CPLD (Complex Programmable Logic Device) ในการเขียนวงจรถอบคุมที่เป็นวงจรถิจิตอลเพื่อลดความยุ่งยากในการต่อไอซีประเภทลอจิกเกตควบคู่กับการใช้ไอซีอนาล็อกทำให้วงจรถอบคุมมีขนาดเล็กกลงและมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะไม่คำนึงถึงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาท์พุท ทำให้ต้องใช้คาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อรักษาความ

สมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต ซึ่งถ้าหากใช้คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กหรือในกรณีที่ มีโหลดมากๆ จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตมีการกระเพื่อมตามความถี่ของ แหล่งจ่ายเนื่องจากการสลับกันเก็บและคายประจุของคาปาซิเตอร์ ส่งผลให้สัญญาณกระแสทางด้าน อินพุตมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 วิเคราะห์หลักการการทำงานและการควบคุมการทำงานรวมทั้งจำลองการทำงานของ วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อม ระหว่างคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุต

1.5.2 ออกแบบวงจรควบคุม และสร้างวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสอง แบบเพื่อเปรียบเทียบกันโดยใช้ชุดควบคุมชุดเดียวกัน

1.5.3 นำเครื่องต้นแบบของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนและหลัง ปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต ต่อทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสขนาด $\frac{1}{2}$ แรงม้า

1.6 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย

1.6.1 ศึกษาค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ, วารสาร, เอกสาร และตำราต่างๆ ที่สามารถให้ ข้อมูลเกี่ยวกับวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

1.6.2 วิเคราะห์การทำงานของวงจรกำลังและวงจรควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์ โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

1.6.3 ออกแบบวงจรการทำงานโดยการจำลองการทำงานของระบบด้วย โปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB

1.6.4 ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการวิจัย

1.6.5 ทดสอบเครื่องต้นแบบตามขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1.6.6 เขียนวิทยานิพนธ์

1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์, การออกแบบ และสร้างเครื่องต้นแบบของวงจร สวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิ เตอร์เอาต์พุต เพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์

ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสขนาด $\frac{1}{2}$ แรงม้า ซึ่งสามารถแบ่งรายละเอียดที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์เป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และโครงสร้างวิทยานิพนธ์ซึ่งกล่าวถึงเนื้อหาคร่าวๆ ของแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

บทที่ 3 การวิเคราะห์และการจำลองการทำงาน กล่าวถึงเทคนิคการสร้างวงจรควบคุม การจำลองและการวิเคราะห์สภาวะการทำงานของวงจร

บทที่ 4 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ กล่าวถึงการเลือกใช้อุปกรณ์ การออกแบบวงจรต่างๆ ที่นำมาใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบทั้งวงจรกำลังและวงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัย

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง กล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์, วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมและแบบที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุท รวมถึงการทดสอบเครื่องต้นแบบด้วยเงื่อนไขการทำงานต่างๆ

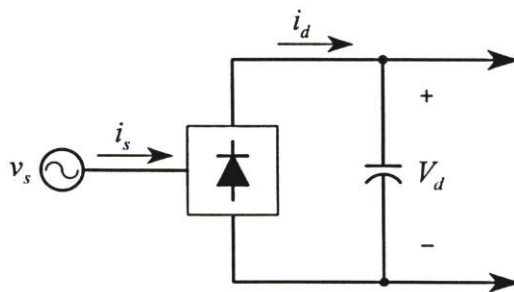
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง กล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิจัย ผลการวิจัย และข้อเสนอแนะในการพัฒนางจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 บทนำ

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC to DC Converter) หรือที่เรียกว่าวงจรเรียงกระแส (Rectifier) โดยทั่วไปจะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้เรียบ มีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยต้องการให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีความเป็นไฟฟ้ากระแสตรงมากที่สุด วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงส่วนใหญ่นิยมใช้ไดโอดเป็นตัวควบคุมการนำกระแสไฟฟ้าและใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้เรียบซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.1 [5] วงจรเรียงกระแสชนิดนี้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานที่หลากหลาย เช่นเป็นแหล่งจ่ายสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง, เป็นแหล่งจ่ายสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (Inverter) โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตที่ไม่มีคาปาซิเตอร์กรองแรงดันจะมีการกระเพื่อม (Ripple voltage) ตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต ซึ่งคาปาซิเตอร์กรองแรงดันที่ต่อทางด้านเอาต์พุตนั้นจะถูกชาร์จประจุให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสมีขนาดใกล้เคียงกับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุตด้วย จากคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดนั้นจะก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกปะปนเข้ามาที่กระแสที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของวงจร โดยมีสาเหตุมาจากลักษณะการทำงานของไดโอดเรียงกระแสที่ยอมให้กระแสไหลผ่านตัวมันก็ต่อเมื่ออยู่ในสภาวะถูกไบอัสไปหน้า (Forward bias) เท่านั้น หรืออาจกล่าวได้ว่าไดโอดจะนำกระแสเมื่อขนาดแรงดันไฟฟ้าที่แอโนด (Anode) มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่แคโทด (Cathode) เท่านั้น



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอด

2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุท

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะวิเคราะห์ส่วนประกอบอยู่ในรูปคลื่นสัญญาณด้านอินพุทเสมอ เช่น แรงดันที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ไฟฟ้าด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งโดยส่วนใหญ่สัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุทของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้างกล่าวว่าจะมีความถี่ของรูปคลื่นสัญญาณสูง และที่สภาวะคงตัวรูปคลื่นสัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ T ซึ่งมีความถี่เท่ากับ f ($f = \omega/2\pi = 1/T$) และความถี่ดังกล่าวจะเรียกว่า ความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) แต่เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าจะประกอบด้วยองค์ประกอบของความถี่มูลฐานและองค์ประกอบของความถี่ฮาร์โมนิกซึ่งเป็นความถี่ที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน และองค์ประกอบของความถี่ดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยการวิเคราะห์ฟูเรียร์ ดังแสดงในรายละเอียดดังนี้

2.2.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น

เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไปจะทำให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้า มีความถี่เพิ่มขึ้นไปจากรูปคลื่นไซน์สูงมาก อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์รูปคลื่นไฟฟ้าที่มีความถี่เพิ่มขึ้นดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นของฟูเรียร์ (Fourier series)

การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ $f(t)$ ที่ไม่เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับ ω สามารถนิยามอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.1)$$

โดยที่ $F_0 = \frac{1}{2} a_0$ ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ย (2.2)

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (2.3)$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.4)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi / T$ แทนค่าสมการที่ (2.3) ลงในสมการที่ (2.2) จะได้ค่าเฉลี่ย F_0 ดังสมการที่ (2.5)

$$F_0 = \frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.5)$$

ในสมการที่ (2.1) แต่ละองค์ประกอบของความถี่ $[f_h(t) = a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)]$ สามารถเขียนแทนด้วยเฟสเซอร์ในเทอมของค่าประสิทธิผล (rms) ได้ดังสมการที่ (2.6)

$$F_h = F_h e^{j\phi_h} \quad (2.6)$$

โดยที่ขนาดของค่าประสิทธิผลสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.7)

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

และมุมเฟส ϕ_h จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.8)

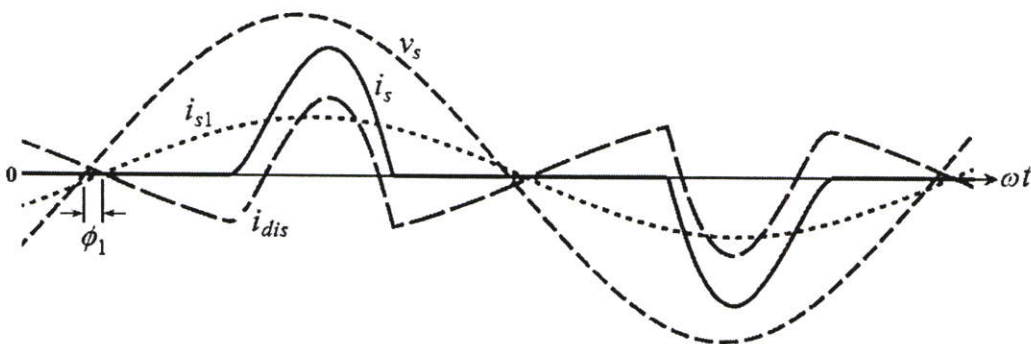
$$\tan(\phi_h) = \frac{(-b_h)}{a_h} \quad (2.8)$$

ดังนั้นอนุกรมฟูเรียร์ในเทอมของค่าประสิทธิผลสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.9)

$$F = \left(F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{1/2} \quad (2.9)$$

2.2.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากการใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทำให้ลักษณะของรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต i_s มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากลักษณะการผิ่ขึ้นของรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุทในรูปที่ 2.2 อาจส่งผลทำให้รูปคลื่นแรงดันทางด้านอินพุทมีลักษณะผิ่ขึ้นได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามความผิ่ขึ้นที่เกิดขึ้นกับแรงดันมักมีขนาดเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นเพื่อให้่ายในการวิเคราะห์และทำความเข้าใจ จึงสมมุติให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุทมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีเฉพาะความถี่มูลฐานเท่านั้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.10) เมื่อ $\omega_1 = \omega$ และ $f_1 = f$

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (2.10)$$

และกระแสอินพุท i_s สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.11)

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.11)$$

เมื่อ i_{s1} เป็นค่าองค์ประกอบของความถี่มูลฐาน

i_{sh} เป็นค่าองค์ประกอบของความถี่ฮาร์โมนิก

ซึ่งองค์ประกอบของกระแสทางด้านอินพุทในสมการที่ (2.11) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.12)

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (2.12)$$

จากรูปที่ 2.2 เมื่อ ϕ_1 เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันอินพุท v_s ที่เป็นรูปคลื่นไซน์และกระแสอินพุท i_{s1} (โดยที่ ϕ_1 แสดงถึงค่ากระแส i_{s1} ตามหลังแรงดัน v_s) ดังนั้นค่าประสิทธิภาพของกระแสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.13) และรูปคลื่นสัญญาณของกระแส i_s สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.14) เมื่อ $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (2.13)$$

$$I_s = \left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (2.14)$$

แทนค่า i_s จากสมการที่ (2.11) ลงในสมการที่ (2.14) จะสังเกตได้ว่าอินทิกรัลทั้งหมดของเทอม Cross-Product เป็นศูนย์ดังสมการที่ (2.15)

$$I_s = \left(I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.15)$$

ดังนั้นรูปคลื่นสัญญาณทางด้านอินพุตที่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์จะมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วยเสมอการที่จะบอกว่ารูปคลื่นนั้นๆ ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์มากหรือน้อยจะต้องพิจารณาจากค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total harmonic distortion : THD) โดยค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส i_{dis} จากสมการที่ (2.11) แสดงได้ดังสมการที่ (2.16)

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.16)$$

จากรูปที่ 2.2 สามารถแสดงค่าประสิทธิผลความผิดเพี้ยนของกระแส (Distortion current) ได้ดังนี้

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.17)$$

และค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสถูกกำหนดให้เป็น

$$\%THD_i = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.17) แทนค่า I_{dis} ในสมการที่ (2.18) จะได้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสดังสมการที่ (2.19) และ (2.20)

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2.19)$$

$$\%THD_i = 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (2.20)$$

เมื่อ $I_{s,peak}$ เป็นค่ายอดของรูปคลื่นกระแส i_s ในรูปที่ 2.2 ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดต่อค่าประสิทธิผล (Crest factor : CF) ของกระแสอินพุต สามารถหาได้จากสมการที่ (2.21)

$$CF = \frac{I_{s,peak}}{I_s} \quad (2.21)$$

2.2.3 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานในระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าขึ้น 2 ลักษณะ [6] คือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ เช่น กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในรูปของความร้อน โดยกำลังไฟฟ้าสามารถแยกออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

2.2.3.1 กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power: S) เป็นกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจร หรือโหลดที่ได้จากการถอดรากที่สองของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.22) มีหน่วยเป็น โวลต์-แอมแปร์ (VA)

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.22)$$

2.2.3.2 กำลังไฟฟ้าจริง (Real power : P) เป็นกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.23) มีหน่วยเป็น วัตต์ (W)

$$P = VI \cos \phi \quad (2.23)$$

2.2.3.3 กำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power : Q) เป็นกำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังไฟฟ้าสูญเสีย สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.24) มีหน่วยเป็น โวลต์แอมแปร์รีแอกทีฟหรือวาร์ (VAR)

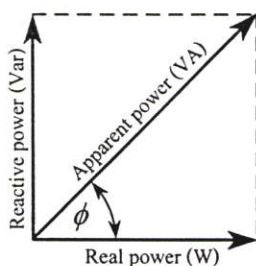
$$Q = VI \sin \phi \quad (2.24)$$

จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าทั้งสามแบบเมื่อรูปคลื่นมีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณไซน์สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า (Power triangle) ได้ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งจะส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor : PF) เมื่อค่าตัวประกอบกำลัง คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในรูปที่ 2.3 สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.25)

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

โดยที่ค่าตัวประกอบกำลังอาจเป็นแบบนำหน้าหรือล้าหลังขึ้นอยู่กับทิศทางกระแสของกำลังงานที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าเสมือน คือถ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนไหลไปใน

ทิศทางเดียวกันค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลัง แต่ถ้าไหลไปในทิศทางที่ตรงกันข้ามกันค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบนำหน้า ตัวอย่างเช่นระบบที่มีคาปาซิเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียวค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบนำหน้า และในระบบที่มีเพียงตัวเหนี่ยวนำค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลัง ซึ่งจะเห็นว่าในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้นหรือเมื่อรูปคลื่นมีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณไซน์นั้นการแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจนกระทั่งเข้าใกล้หนึ่งนั้นสามารถทำได้โดยการลดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนให้เท่ากับศูนย์ ในทางกลับกันถ้าค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบมีค่าสูงก็จะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำนั่นเอง ดังนั้นโดยทั่วไปโหลดแบบรีแอกทีฟจะถูกชดเชยด้วยการต่อคาปาซิเตอร์ขนานเข้าไปในระบบ ซึ่งสำหรับในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้นแล้ว ก็จะสามารถทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบสูงขึ้นได้



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า

ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจึงเป็นตัวบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใด จากรูปที่ 2.3 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแสดงได้ดังสมการที่ (2.26)

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (2.26)$$

ใช้ v_s จากสมการที่ (2.10) และ i_s จากสมการ (2.12) เมื่อค่าอินทิกรัลทั้งหมดของเทอม Cross-Product เป็นศูนย์ แทนลงในสมการที่ (2.26) จะได้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2} V_s \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) จะสังเกตเห็นว่าส่วนประกอบของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกไม่มีผลกับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแรงดันรูปคลื่นไซน์ v_s โดยกำลังไฟฟ้าปรากฏที่ได้เป็นผลมาจากค่าประสิทธิภาพของแรงดัน V_s และค่าประสิทธิภาพของกระแส I_s แสดงได้ดังสมการที่ (2.28)

$$S = V_s I_s \quad (2.28)$$

โดยค่าตัวประกอบกำลังของสัญญาณที่ใกล้เคียงรูปคลื่น ไชน์จะมีลักษณะเหมือนกับสมการที่ (2.25) สามารถแสดงได้ดังตามสมการที่ (2.29)

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.27) ถึง (2.29) เมื่อลักษณะของกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่น ไชน์ดังรูปที่ 2.2 สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.30)

$$PF = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (2.30)$$

และค่าตัวประกอบกำลังมูลฐาน (Displacement power factor: DPF) ที่มุม ϕ_1 คืออัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยต่อค่าประสิทธิผลของแรงดันมูลฐานคูณกับค่าประสิทธิผลของกระแสมูลฐาน

$$DPF = \frac{\text{average power}}{\text{fundamental rms voltage} \times \text{fundamental rms current}} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังมูลฐานได้ดังสมการที่ (2.32)

$$DPF = \frac{P}{V_s I_{s1}} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_{s1}} = \cos \phi_1 \quad (2.32)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.30) และ (2.32) ค่าตัวประกอบกำลังเมื่อกระแสใช้รูปคลื่น ไชน์

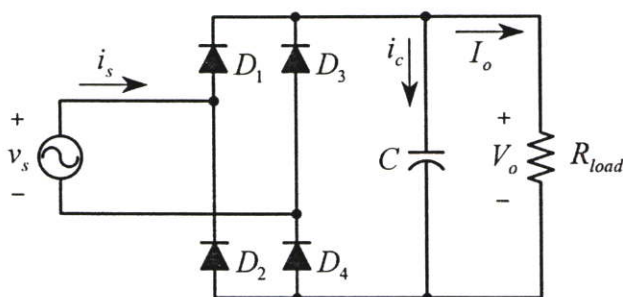
$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.17) ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสส่งผลในรูปของ I_{s1}/I_s และค่าตัวประกอบกำลัง จากสมการ (2.19) และ (2.33) สามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.34)

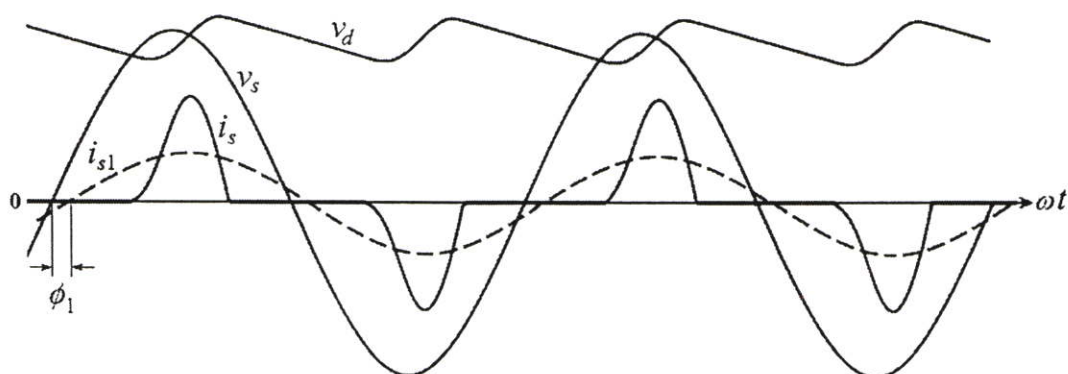
$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (2.34)$$

2.3 กระแสฮาร์มอนิกจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด

ในกรณีที่โหลดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไม่เป็นแบบเชิงเส้น เช่นวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ไดโอดดังรูปที่ 2.4 ซึ่งประกอบด้วยไดโอดและคาปาซิเตอร์เพื่อกรองแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงด้านเอาต์พุตให้เรียบทำให้กระแสด้านอินพุต i_s ของวงจรมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ เนื่องจากกระแสอินพุต i_s จะไหลเฉพาะในช่วงเวลาที่ไดโอดนำกระแสหรือมีการเก็บประจุของคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุตเท่านั้น [7]



รูปที่ 2.4 วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นว่ากระแสที่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์นั้นจะประกอบด้วยกระแสมูลฐานและกระแสฮาร์มอนิกซึ่งจากสมการที่ (2.12) เมื่อ I_{s1} แทนค่าประสิทธิผลของกระแสมูลฐาน และ I_{sh} แทนค่าประสิทธิผลของกระแสฮาร์มอนิกที่ความถี่อันดับต่างๆ จะได้ค่าประสิทธิผลของกระแสอินพุตดังสมการที่ (2.35)

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{h=1} I_{sh}^2} \quad (2.35)$$

และค่าประสิทธิผลความผิดเพี้ยนของกระแสตรงสมการที่ (2.36)

$$I_{dis} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2} \quad (2.36)$$

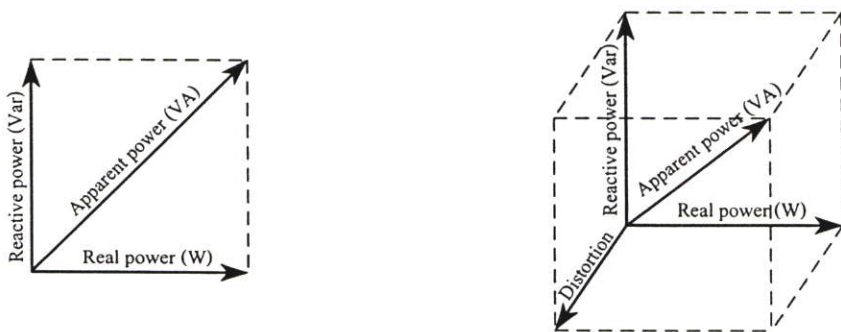
ซึ่งอัตราส่วนระหว่างค่าประสิทธิผลของกระแสผิดเพี้ยนและกระแสมูลฐานเรียกว่า ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสแสดงได้ดังสมการ (2.18) โดยค่าตัวประกอบผิดเพี้ยน (Distortion factor : DF) คืออัตราส่วนระหว่างค่าประสิทธิผลของกระแสที่ความถี่มูลฐานและค่าประสิทธิผลของกระแสรวมดังสมการที่ (2.37)

$$DF = \frac{\text{rms value of fundamental current}}{\text{rms value of total current}} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.37) สามารถแสดงค่าตัวประกอบผิดเพี้ยน ได้ดังสมการที่ (2.38)

$$DF = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (2.38)$$

เมื่อรวมค่ากำลังไฟฟ้าจริง (P), ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) และค่ากำลังไฟฟ้าผิดเพี้ยน (D) ผลที่ได้คือกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.39) ซึ่งความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 2.6 เป็นความแตกต่างของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าที่มีเพียงส่วนประกอบของรูปคลื่นไซน์ที่เกิดจากโหลดที่เป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 2.6(ก) และสัญญาณที่มีทั้งส่วนประกอบของรูปคลื่นไซน์และส่วนประกอบของฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 2.6(ข)



(ก) สัญญาณ ไซน์

(ข) สัญญาณ ไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิก

รูปที่ 2.6 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.39)$$

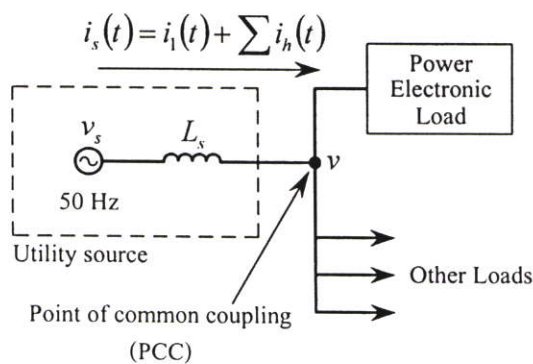
ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นหรือกำลังไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบของฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วยกำหนดได้ดังสมการที่ (2.40)

$$PF = DF \cdot DPF = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} \quad (2.40)$$

จากสมการ (2.40) จะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังไม่ได้ขึ้นอยู่กับมุมเฟสระหว่างกระแสและแรงดันเท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับความผิดเพี้ยนของกระแสอีกด้วยกล่าวคือแม้ว่า $\cos \phi_1$ จะมีค่าเท่ากับหนึ่งแต่ถ้ารูปคลื่นกระแสมีความผิดเพี้ยนมากค่าตัวประกอบกำลังก็มีค่าต่ำได้ ดังนั้นในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับในกรณีที่โหลดไม่เป็นแบบเชิงเส้นจะไม่สามารถชดเชยด้วยการต่อคาปาซิเตอร์ขนานเข้าไปในระบบ ซึ่งแนวทางการแก้ปัญหาที่ถูกต้องควรที่จะทำการชดเชยโดยวงจรกรองแบบพาสซีฟ (Passive filter) หรือวงจรกรองแบบแอคทีฟ (Active filter) เพื่อเป็นตัวกำจัดค่าฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นแบบเชิงเส้น หรืออาจกล่าวได้ว่าหลักในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าใกล้หนึ่ง คือการพยายามทำให้กระแสทางด้านอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันทางด้านอินพุตด้วย

2.4 มาตรฐานกระแสฮาร์มอนิก

จากปัญหากระแสทางด้านอินพุตที่มีกระแสฮาร์มอนิกรวมอยู่กับกระแสมูลฐานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าโดยใช้อิเล็กทรอนิกส์กำลังดังรูปที่ 2.7 ไม่ว่าจะเป็ระบบไฟฟ้าเฟสเดียวหรือสามเฟส เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายอาจทำให้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่อร่วม (PCC) มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งแรงดันที่ผิดเพี้ยนอาจส่งผลให้การทำงานของอุปกรณ์ที่จุดต่อร่วมทำงานผิดพลาดได้



รูปที่ 2.7 ไดอะแกรมของแรงดันที่จุดร่วม

เมื่อ L_s แทนค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าในรูปที่ 2.7 ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายโหลดอื่นๆ ณ จุดต่อร่วมจะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.41)

$$v = v_s - L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.41)$$

ปัญหาที่เกิดจากกระแสฮาร์มอนิกสามารถสรุปได้ดังนี้ [7] คือ

2.4.1 ประสิทธิภาพการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบต่ำลงเนื่องจากระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำทำให้ต้องจ่ายกระแสมากกว่าปกติ เมื่อกระแสในสายส่งกำลังมากกำลังไฟฟ้าสูญเสียก็มากขึ้นตามไปด้วย

2.4.2 พิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเมื่อต้องรับภาระในการจ่ายกระแสมากขึ้นดังนั้นการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า เช่นสายส่งกำลัง หม้อแปลงไฟฟ้า อุปกรณ์สวิตช์จะมีขนาดใหญ่ขึ้นตามไปด้วย

2.4.3 เกิดการเสื่อมของฉนวนเร็วขึ้นเนื่องจากผลของฮาร์มอนิกของแรงดันจะเป็นตัวเพิ่มความเครียดต่อไดอิเล็กทริก เพราะแรงดันไฟฟ้าที่มีฮาร์มอนิกปนอยู่จะมีแรงดันค่ายอด (Crest voltage) ที่สูงกว่าเดิมทำให้อายุการใช้งานของฉนวนลดลง และยังทำให้เกิดการผิดพลาด (Fault) ในระบบมากขึ้น

2.4.4 หม้อแปลงกำลังเสียหายเพราะกระแสไหลวนจากฮาร์มอนิกอันดับสาม ภายในขดลวดเคลดต่ำของหม้อแปลงกำลัง ขดลวดต้องรับกระแสเกินพิกัดอาจทำให้เสียหายได้

2.4.5 คาปาซิเตอร์ที่ต่อไว้เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังอาจเสียหายเนื่องจากแรงดันเกินพิกัดที่เกิดจากการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ฮาร์มอนิก

2.4.6 ความสูญเสียในสายส่งกำลังมีมากขึ้นเนื่องจากผลกระทบของพื้นผิว (Skin effect) ทำให้ความต้านทานของสายส่งต่อความถี่เพิ่มมากขึ้น และยังส่งผลให้เกิดการสูญเสียในสายส่งกำลังมีมากกว่าปกติอีกด้วย

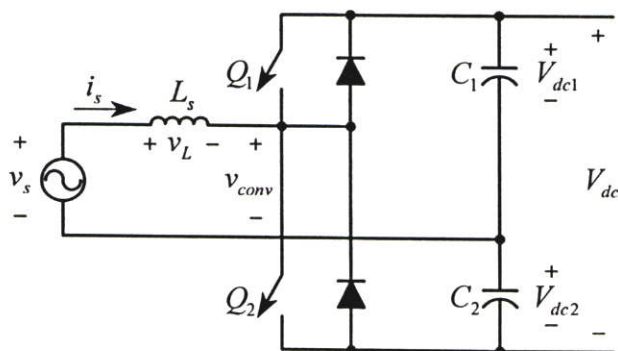
2.4.7 ความถี่รบกวนการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดอื่นที่ต่อร่วม โดยอาจทำให้อุปกรณ์เหล่านั้นทำงานผิดพลาดได้ ปัญหากระแสฮาร์มอนิกซึ่งถือได้ว่าเป็นมลภาวะในระบบไฟฟ้านั้น ในปัจจุบันมีเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นประเทศในกลุ่มยุโรป อเมริกาเหนือ และในแถบเอเชียบางประเทศจึงได้ออกกฎข้อบังคับในการควบคุมระดับของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากเครื่องใช้ไฟฟ้าให้อยู่ในระดับมาตรฐานตาม IEC61000-3-2 สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้กระแสไม่เกิน 16 แอมแปร์ต่อเฟส โดยเครื่องใช้ไฟฟ้าเหล่านั้นจะต้องได้รับการทดสอบ และมีการออกใบรับรองที่เชื่อถือได้ในรูปของเครื่องหมายกำกับ CE ของยุโรป หรือ UL ของอเมริกาเป็นต้น ซึ่งมาตรฐานที่กล่าวถึงสามารถแสดงรายละเอียดดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนดของกระแสฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A

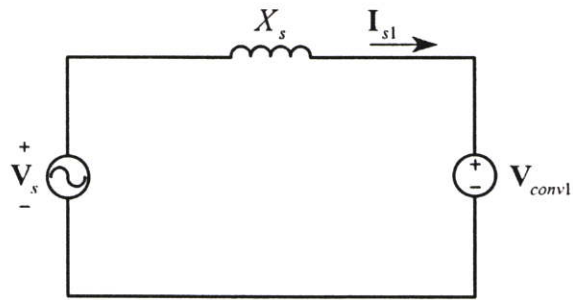
Odd harmonics		Even harmonics	
Harmonic order (n)	Maximum current (A)	Harmonic order (n)	Maximum current (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq n \leq 40$	0.23 (8/n)
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq n \leq 39$	0.15 (15/n)		

2.5 ทฤษฎีควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า

ในการประยุกต์ใช้งานวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.8 [5], [6] การแปลงผันกำลังไฟฟ้าใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นสวิตช์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์ มีตัวเหนี่ยวนำสำหรับกรองกระแสด้านอินพุต และคาปาซิเตอร์สำหรับกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตจำนวนสองตัวต่ออนุกรมกัน การควบคุมให้ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตมีค่าใกล้เคียงหนึ่งจะต้องควบคุมกระแสทางด้านอินพุต i_s ให้เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต v_s นอกจากนี้คุณสมบัติที่สามารถแก้ไขตัวประกอบกำลังแล้วยังสามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตเป็นสองเท่าของค่ายอดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งจะทำการกำลังงานไฟฟ้าถูกส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังโหลด รูปที่ 2.8 และ 2.9 แสดงวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ตามลำดับ



รูปที่ 2.8 วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.8 โดยจะวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าทั้งสองแหล่งคือ v_s และ v_{conv} ดังนั้นการควบคุมการไหลของกระแส i_s สามารถอธิบายได้จากสมการที่ (2.42) และ (2.43)

$$v_s = v_{conv} + v_L \quad (2.42)$$

เมื่อ

$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.42) เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s เป็นรูปคลื่นไซน์และเป็นค่าอ้างอิงสามารถเขียนเฟสเซอร์โดยพิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐาน จะได้เฟสเซอร์ V_{conv1} , I_{s1} และมี V_s เป็นเฟสเซอร์อ้างอิงเมื่อ $V_s = V_s e^{j0^\circ}$ และ $\omega = 2\pi f$ ดังสมการที่ (2.44) และ (2.45)

$$V_s = V_{conv1} + V_{L1} \quad (2.44)$$

เมื่อ

$$V_{L1} = j\omega L_s I_{s1} \quad (2.45)$$

จากเฟสเซอร์ในสมการที่ (2.44) และ (2.45) สามารถเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.10 และจากเฟสเซอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 2.10(ก) เมื่อ I_{s1} ตามหลัง V_s เป็นมุม θ กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังคอนเวอร์เตอร์ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (2.46)$$

$$V_s - \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.46) และ (2.47) จะได้

$$I_{s1} \cos \theta = \frac{V_{conv1} \sin \delta}{\omega L_s} \quad (2.48)$$

และ

$$I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv1} \cos \delta}{\omega L_s} \quad (2.49)$$

เมื่อกำลังไฟฟ้าจริง (P) มีค่าเท่ากับสมการที่ (2.50)

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (2.50)$$

และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) มีค่าเท่ากับสมการที่ (2.51)

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta \quad (2.51)$$

นำสมการที่ (2.48) แทนในสมการที่ (2.50) และนำสมการที่ (2.49) แทนในสมการที่ (2.51) และจัดรูปใหม่ได้เป็นกำลังไฟฟ้าจริงที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (2.52)

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (2.52)$$

และกำลังงานไฟฟ้าเสมือนที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (2.53)

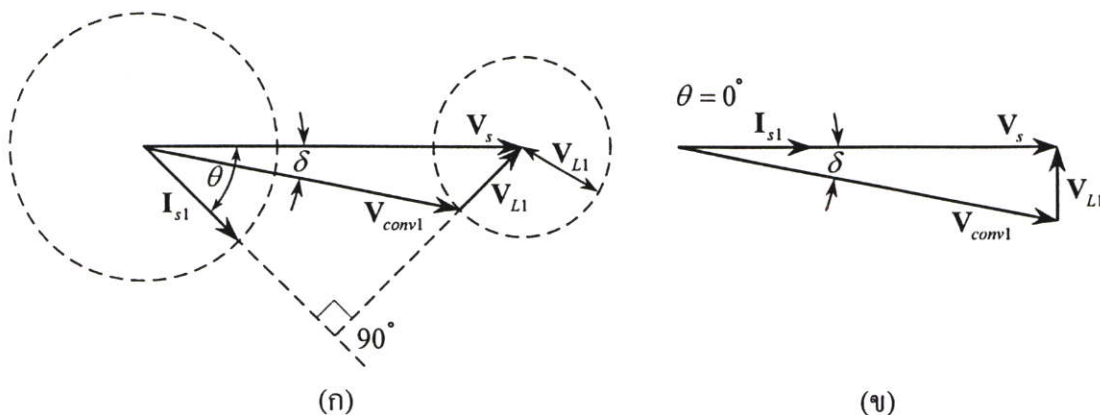
$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (2.53)$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.9 กระแสอินพุท I_{s1} สามารถแสดงได้ดังสมการ (2.54)

$$I_{s1} \angle \theta = \frac{V_s \angle 0 - V_{conv1} \angle \delta}{jX_s} \quad (2.54)$$

เมื่อกำหนดแหล่งจ่าย v_s และตัวเหนี่ยวนำ L_s แล้วสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้จากขนาดและมุมของ v_{conv1} รูปที่ 2.10(ก) แสดงการเปลี่ยนแปลงของ V_{conv1}

เมื่อขนาดของ I_{s1} มีค่าคงที่ ซึ่งวงกลมทั้งสองที่ปรากฏในรูปที่ 2.10(ก) แสดงเส้นทางของเฟสเซอร์ I_{s1} และ V_{conv1} รูปที่ 2.10(ข) แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าในโหมดเรียงกระแสที่มีค่าตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า

(ก) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไปของวงจรสวิตช์โหมดคอสต์ฟบริคจ์คอนเวอร์เตอร์

(ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมในโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับหนึ่ง

จากความสัมพันธ์ของเฟสเซอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 2.10(ข) แสดงได้ดังสมการที่ (2.55)

$$V_{conv1} = [V_s^2 + V_{L1}^2]^{1/2} \quad (2.55)$$

เมื่อ $V_{L1} = \omega L_s I_{s1}$ แทนในสมการที่ (2.55) จะได้

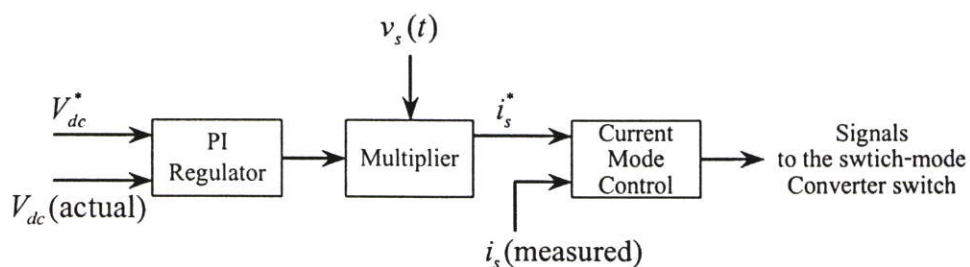
$$V_{conv1} = [V_s^2 + (\omega L_s I_{s1})^2]^{1/2} \quad (2.56)$$

เมื่อความถี่สวิตช์มีค่าสูงๆ ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าน้อยลง ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์ก็จะเหลือเพียงกำลังไฟฟ้าจริงเท่านั้น ดังนั้นจากสมการ (2.56) สามารถกำหนดค่าประมาณได้ดังสมการที่ (2.57)

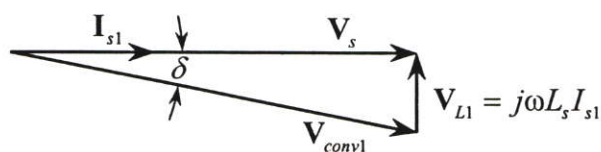
$$V_{conv1} \approx V_s \quad (2.57)$$

สำหรับการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าขนาดของ V_{conv1} และมุม δ จะขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ จากวงจรในรูปที่ 2.8 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_{dc} ของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ $V_{dc1} + V_{dc2}$

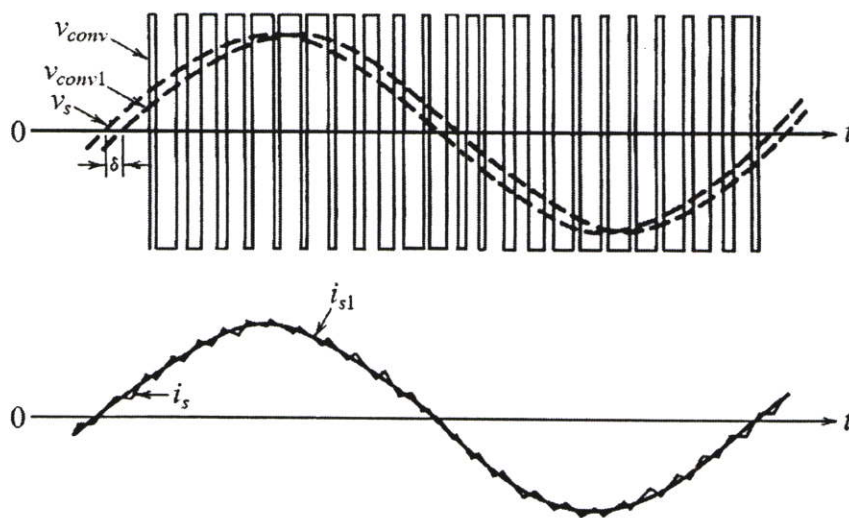
ซึ่งขึ้นอยู่กับภาระของคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_{dc} จะมีค่าประมาณสองเท่าของแรงดันค่าออกของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับอินพุท



รูปที่ 2.11 โดอะแกรมควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์



(ก) เฟสเซอร์โดอะแกรมในโหมดเรียงกระแส



(ข) รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแส

รูปที่ 2.12 สัญญาณที่สภาวะคงตัวเมื่อค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง

การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุท V_{dc} ของวงจรในรูปที่ 2.8 เมื่อกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{dc}^* และต้องการให้ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่งสามารถแสดงโดอะแกรมควบคุมการทำงานดังรูปที่ 2.11 โดยทำการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุท V_{dc}

และแรงดันอ้างอิง V_{dc}^* จะได้อำนาจความคลาดเคลื่อน (Error) ซึ่งนำมาคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับก็จะได้อำนาจสัญญาณกระแสอ้างอิง i_s^* ที่มีเฟสตรงกับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งในการควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ส่งถ่ายจะต้องทำการควบคุมมุมระหว่าง v_s และ i_{s1} โดยได้นำเทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกคอลแซมปลิงมาควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป รูปที่ 2.12 แสดงสัญญาณที่สภาวะคงตัวเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเรียงกระแสที่ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง

2.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง, การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุทของระบบโดยกล่าวถึงการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น, การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส, การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังของระบบที่มีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณไซน์ และระบบที่มีส่วนประกอบของฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วย ตลอดจนข้อกำหนดของกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 และกล่าวถึงทฤษฎีควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่งเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานในการออกแบบและวิเคราะห์การทำงาน และการออกแบบสร้างเครื่องต้นแบบของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต่อไป

บทที่ 3

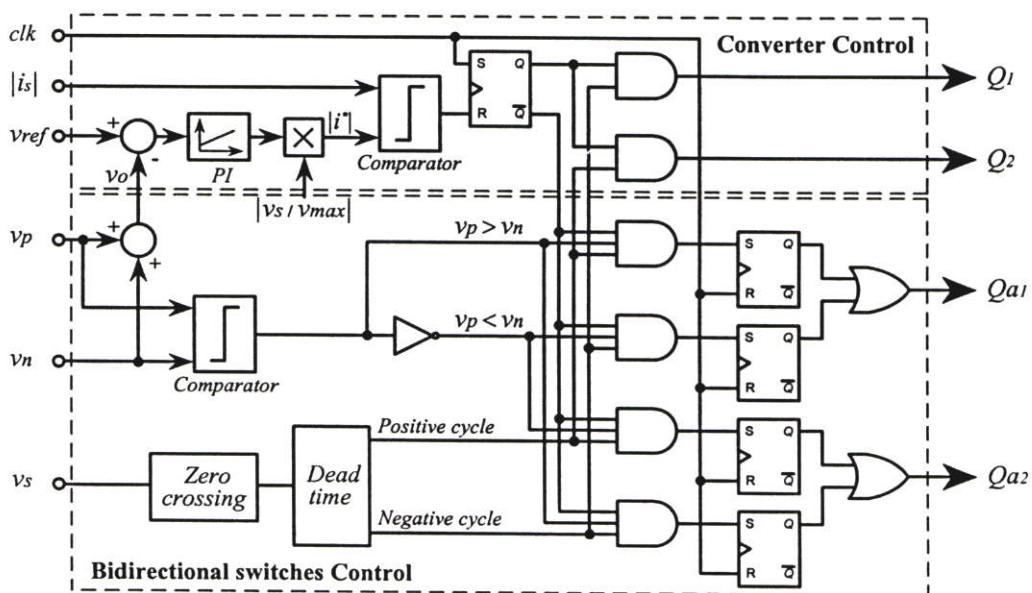
การวิเคราะห์และการจำลองทำงาน

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท รวมทั้งกล่าวถึงการวิเคราะห์และการจำลองการทำงานของวงจรควบคุมทั้งก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาท์พุทไม่สมดุลในแต่ละสภาวะการทำงาน และสุดท้ายได้กล่าวถึงการประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบต่อไป

3.2 การควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

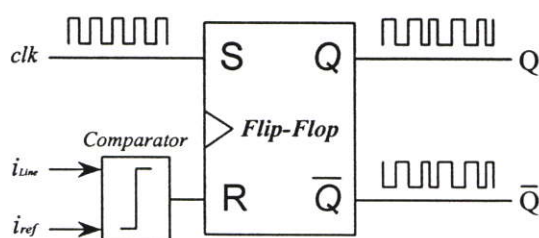
ในการควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท จะแบ่งการทำงานของวงจรออกเป็นสองส่วน คือส่วนที่เป็นคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และส่วนที่เป็นสวิตช์สองทางทำหน้าที่ซาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ เพื่อรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาท์พุท ซึ่งวงจรทั้งสองส่วนจะทำงานไม่พร้อมกันสามารถเขียนไดอะแกรมควบคุมการทำงานได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง

3.2.1 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคอลแชนเปลิ่ง

จากไดอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.1 การควบคุมการทำงานของสวิตช์ Q_1 และ Q_2 จะใช้เทคนิคพีรีโอดิคอลแชนเปลิ่ง โดยมีหลักการพื้นฐานคือนำตัวเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) มาต่อร่วมกับ RS-ฟลิปฟลอปเพื่อทำการกำหนดคาบเวลาการแชนเปลิ่ง ข้อดีของวิธีนี้คือ เวลาต่ำสุดระหว่างการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิตช์จะถูกกำหนดโดยสัญญาณคล็อกที่ขา “S” ของฟลิปฟลอป ซึ่งกระแสจริงจะถูกบังคับให้ติดตามกระแสอ้างอิงโดยตัวเปรียบเทียบสัญญาณดังรูปที่ 3.2 ในการเปลี่ยนแปลงแต่ละครั้งของสัญญาณ PWM ที่ขา “Q” ของฟลิปฟลอป จะขึ้นอยู่กับ การเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างกระแสจริงกับกระแสอ้างอิงที่กำหนดการแชนเปลิ่งด้วย RS-ฟลิปฟลอปที่สร้างจากนอร์เกตดังรูปที่ 3.3 ในทางกลับกันหากฟลิปฟลอปไม่ถูกนำมาใช้กระแสอินพุทจะถูกจำกัดขอบเขตตามการบังคับของตัวเปรียบเทียบสัญญาณมีผลทำให้ความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าสูงมาก ในงานวิจัยนี้กำหนดสัญญาณคล็อกที่ขา “S” ของฟลิปฟลอปเท่ากับ 20 kHz



รูปที่ 3.2 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคอลแชนเปลิ่ง

จากรูปที่ 3.3(ก) แสดงโครงสร้างของ RS-ฟลิปฟลอปที่สร้างจากนอร์เกต [8] ซึ่งมีสภาวะการทำงานอยู่ 4 สภาวะคือ

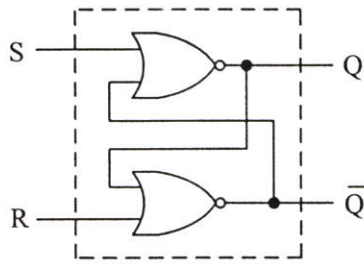
3.2.1.1 สภาวะที่เอาท์พุท Q และ \bar{Q} ไม่เปลี่ยนแปลงหรือคงค่าเดิมไว้ โดยเกิดจากการป้อนลอจิก “0” ให้กับขาเซต S และรีเซต R

3.2.1.2 สภาวะเซต คือ สภาวะที่เอาท์พุท Q มีลอจิกเป็น “1” และ \bar{Q} มีลอจิกเป็น “0” โดยเกิดจากการป้อนลอจิก “1” ให้กับขาเซต S และป้อนลอจิก “0” ให้กับขารีเซต R

3.2.1.3 สภาวะรีเซต คือ สภาวะที่เอาท์พุท Q มีลอจิกเป็น “0” และ \bar{Q} มีลอจิกเป็น “1” โดยเกิดจากการป้อนลอจิก “1” ให้กับขารีเซต R และป้อนลอจิก “0” ให้กับขาเซต S

3.2.1.4 สภาวะไม่ใช้งาน คือ สภาวะที่ Q และ \bar{Q} เป็น “0” ทั้งคู่ โดยเกิดจากการป้อนลอจิก “1” ให้กับขาเซต S และขารีเซต R

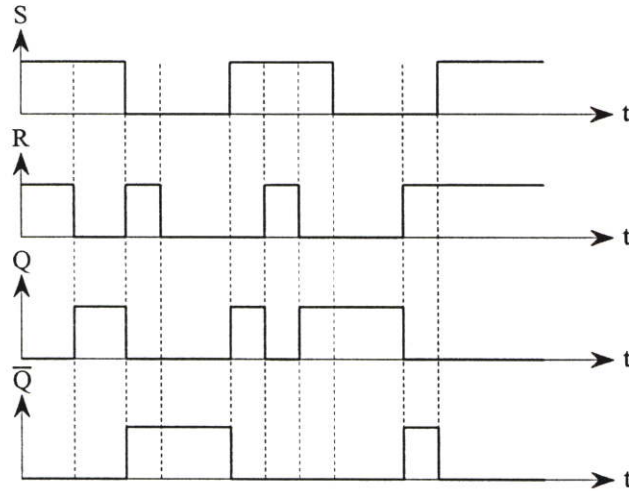
จากสภาวะการทำงานของ RS-ฟลิปฟลอปทั้ง 4 สภาวะสามารถเขียนตารางความจริงได้ดังรูปที่ 3.3(ข) และแสดงไทม์มิงไดอะแกรมการทำงานได้ดังรูปที่ 3.3(ค)



(ก) โครงสร้างของ RS-ฟลิปฟล็อป

S	R	Q	\bar{Q}	Description
0	0	Q	\bar{Q}	No change
1	0	1	0	Set
0	1	0	1	Reset
1	1	0	0	Not allow

(ข) ตารางความจริง



(ค) ไทม์มิงไดอะแกรม

รูปที่ 3.3 RS-ฟลิปฟล็อปที่สร้างจากนอร์เกต

3.2.2 การควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

จากที่กล่าวมาแล้วส่วนที่เป็นคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยมีสวิตช์ Q_1 และ Q_2 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ควบคุมกระแสอินพุต i_s ซึ่งในกรณีที่ $v_s \geq 0$ การทำงานของวงจรจะเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิง $|i_s^*|$ จากการตรวจจับแรงดันเอาต์พุต v_o ($v_p + v_n$) มาลบกับแรงดันอ้างอิง v_{ref} ได้ค่าความคลาดเคลื่อนจากนั้นนำค่าความคลาดเคลื่อนไปเข้าวงจรควบคุมพีไอก่อนจะนำสัญญาณจากวงจรควบคุมพีไอมาคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเพื่อควบคุมกระแสอินพุตให้มีเฟสตรงกับแรงดันอินพุตมาผ่านวงจรสับบอร์ม์ก็จะได้กระแสไซน์อ้างอิง $|i_s^*|$ มาทำการเปรียบเทียบกับกระแสอินพุต $|i_s|$ ที่ผ่านวงจรสับบอร์ม์มาเช่นกัน ถ้าหากว่ากระแสอินพุต $|i_s|$ มีค่าน้อยกว่ากระแสอ้างอิง $|i_s^*|$ สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบจะส่งสถานะ “0” ไปยังขารีเซต R ของ RS-ฟลิปฟล็อป หากขาเซต S ของ RS-ฟลิปฟล็อปมีสถานะเป็นลอจิก “1” ขา Q ของ RS-ฟลิปฟล็อปจะมีสถานะเป็นลอจิก “1” ทำให้สวิตช์ Q_2 นำกระแส และถ้าขาเซต S ของ RS-ฟลิปฟล็อปมีสถานะเป็นลอจิก “0” แสดงว่าขณะนี้คอนเวอร์เตอร์กำลังทำงานในโหมดชารจ์คาปาซิเตอร์เอาต์พุต RS-ฟลิปฟล็อปก็จะยังไม่สั่งให้สวิตช์ Q_2 นำกระแส และในทาง

กลับกันหากกระแสอินพุท $|i_s|$ มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงกระแสอ้างอิง $|i_s^*|$ แล้ว สัญญาณเอาต์พุทของตัวเปรียบเทียบจะส่งสถานะลอจิก “1” ไปยังขาเรซีต R ของ RS-ฟลิปฟลอป เพื่อตรวจสอบโหมดการทำงานของคนเวอร์เตอร์และส่งสัญญาณให้สวิทช์ Q_2 หยุดนำกระแส และในขณะเดียวกันขา \bar{Q} ของ RS-ฟลิปฟลอปจะมีสถานะเป็นลอจิก “1” เพื่อสั่งให้คนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์เอาต์พุตต่อไป

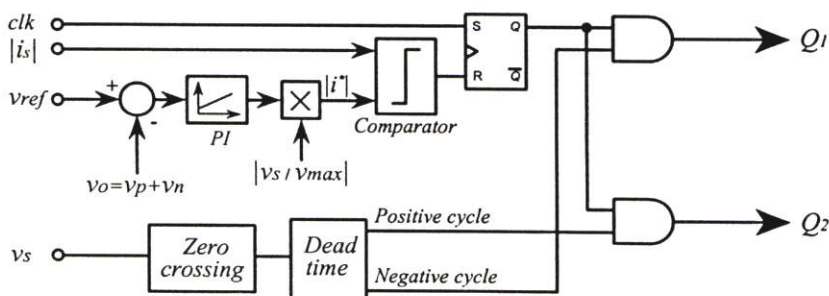
3.2.3 การควบคุมการทำงานของสวิทช์สองทาง

การทำงานของสวิทช์สองทาง Q_{a1} และ Q_{a2} เพื่อรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท จะทำงานไม่พร้อมกันส่วนคนเวอร์เตอร์ กล่าวคือเมื่อสวิทช์ Q_1 หรือ Q_2 ตัวที่นำกระแสหยุดนำกระแสเนื่องจากกระแสอินพุท $|i_s|$ เพิ่มขึ้นจนถึงกระแสอ้างอิง $|i_s^*|$ ขา \bar{Q} ของ RS-ฟลิปฟลอปที่ควบคุมการทำงานของคนเวอร์เตอร์จะมีสถานะเป็นลอจิก “1” เพื่อสั่งให้สวิทช์สองทาง Q_{a1} และ Q_{a2} นำกระแสโดยมีเงื่อนไขดังนี้ ในกรณีที่ $v_s \geq 0$ หรือครึ่งไซเคิลทางด้านบวกของแหล่งจ่าย ($0^\circ - 180^\circ$) ตัวเปรียบเทียบจะทำการเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ซีเตอร์เอาต์พุท C_p และ C_n หาก $v_p < v_n$ สวิทช์ Q_{a2} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p และในทางตรงกันข้ามหาก $v_p > v_n$ สวิทช์ Q_{a1} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n ซึ่งการทำงานในโหมดนี้จะสิ้นสุดลงเมื่อสัญญาณคล็อก (clk) มีสถานะเป็นลอจิก “1” โดยสั่งรีเซ็ต RS-ฟลิปฟลอปที่ควบคุมการทำงานของสวิทช์สองทาง Q_{a1} และ Q_{a2} ให้หยุดนำกระแสและเข้าสู่โหมดการทำงานของคนเวอร์เตอร์ต่อไป

3.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรสวิทช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คนเวอร์เตอร์

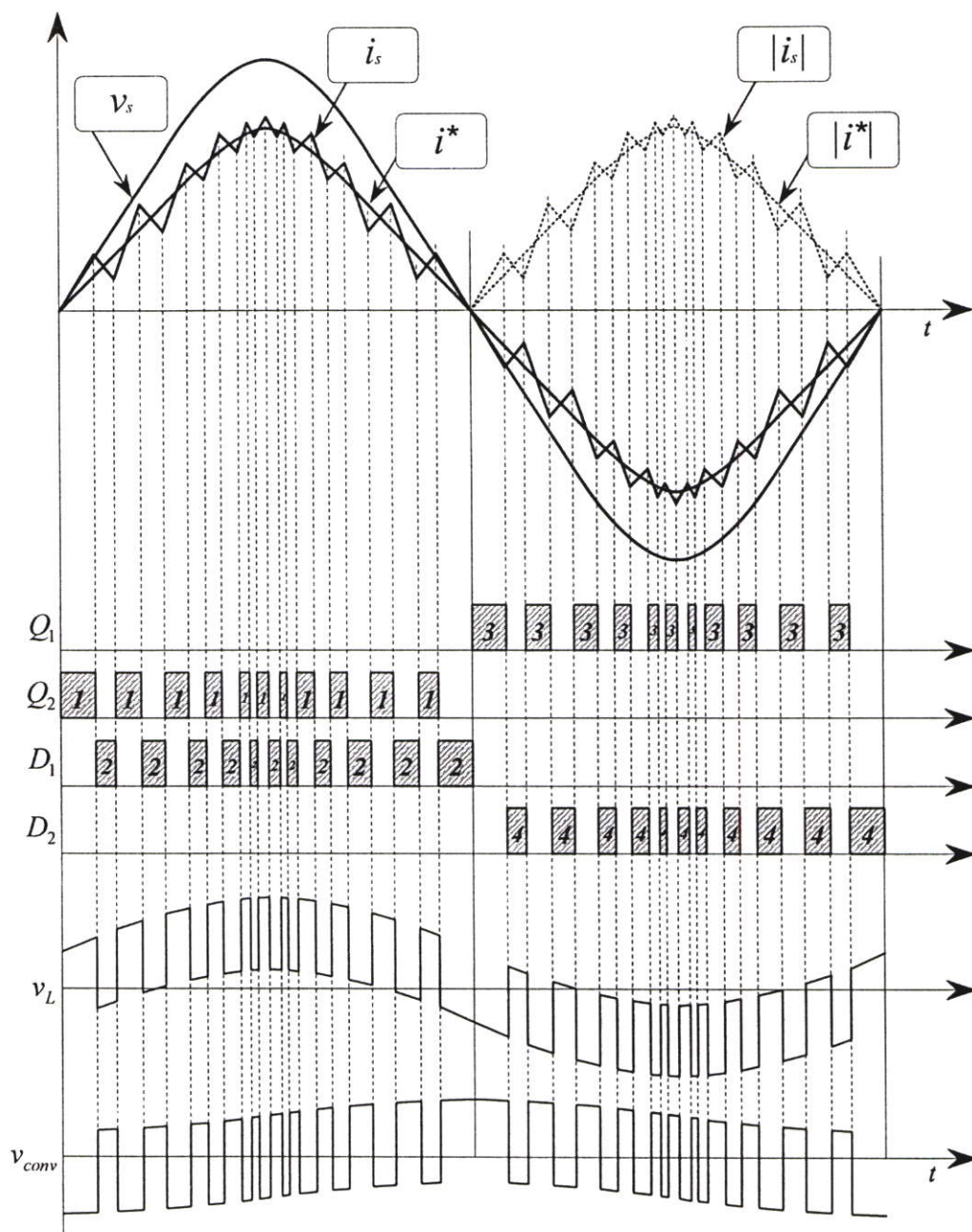
3.3.1 การวิเคราะห์การทำงานของคนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง

ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตดังรูปที่ 3.4 ซึ่งใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกคอลแซมปลิง



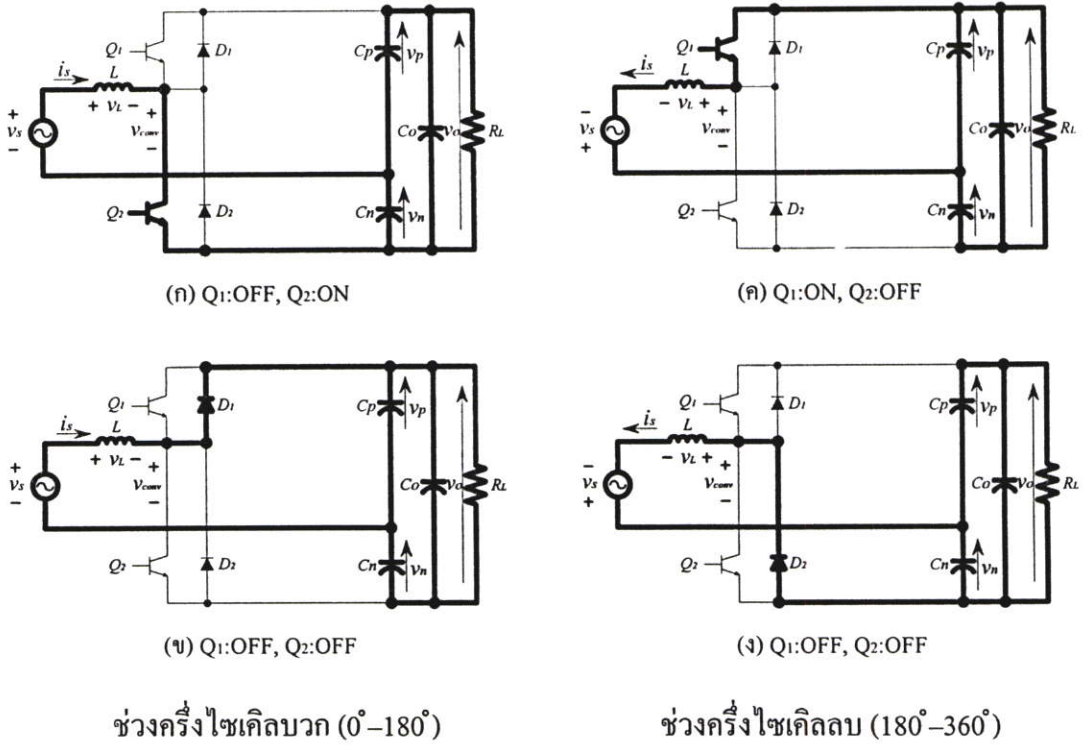
รูปที่ 3.4 ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของคนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง

ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 3.4 เมื่อวงจรทำงานในโหมคเรียงกระแสจะแบ่งการทำงานออกเป็น 4 สภาวะ ซึ่งสามารถจำลองสภาวะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การจำลองสภาวะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง

จากรูปที่ 3.5 แสดงการจำลองสภาวะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท ซึ่งในหนึ่งไซเคิลจะประกอบด้วย 4 สภาวะดังรูปที่ 3.6



ช่วงครึ่งไซเคิลบวก ($0^\circ-180^\circ$)

ช่วงครึ่งไซเคิลลบ ($180^\circ-360^\circ$)

รูปที่ 3.6 สถานะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง

จากรูปที่ 3.6 แสดงสถานะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดยกจ่ายไฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท โดยจะแบ่งการทำงานออกเป็นสองช่วงคือ ช่วงครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแหล่งจ่าย เมื่อพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลทางด้านบวกของแหล่งจ่าย ($0^\circ-180^\circ$) จะประกอบด้วย 2 สถานะดังรูปที่ 3.6 (ก) – (ข)

สถานะที่ 1 [$Q_1 : OFF, Q_2 : ON$]

เมื่อสวิตช์ Q_2 นำกระแส (Turn on) กระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L , ผ่านสวิตช์ Q_2 , ผ่านคาปาซิเตอร์ C_n กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.6(ก) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะเก็บสะสมพลังงานและในขณะเดียวกันคาปาซิเตอร์ C_n จะมีการคายประจุทำให้กระแสอินพุท i_s เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน ($di_s / d_t > 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังสมการที่ (3.1)

$$-v_s + v_L + v_{conv} = 0 \tag{3.1}$$

จากรูปที่ 3.6(ก) เมื่อ Q_2 นำกระแส $v_{conv} = -v_n$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.2) และ (3.3)

$$-v_s + v_L - v_n = 0 \tag{3.2}$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + v_n \quad (3.3)$$

สถานะที่ 2 [Q_1 : OFF, Q_2 : OFF]

เมื่อสวิตช์ Q_2 หยุดนำกระแส (Turn off) กระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L , ผ่านไดโอด D_1 , ผ่านคาปาซิเตอร์ C_p กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.6(ข) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะคายพลังงานที่เก็บสะสมและในขณะที่เดียวกันคาปาซิเตอร์ C_p จะมีการเก็บสะสมพลังงานทำให้กระแสอินพุท i_s ลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s/dt < 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังสมการที่ (3.4)

$$-v_s + v_L + v_{conv} = 0 \quad (3.4)$$

จากรูปที่ 3.6(ข) เมื่อ Q_2 หยุดนำกระแส $v_{conv} = v_p$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.5) และ (3.6)

$$-v_s + v_L + v_p = 0 \quad (3.5)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_p \quad (3.6)$$

เมื่อพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลทางด้านลบของแหล่งจ่าย ($180^\circ - 360^\circ$) จะประกอบด้วย 2 สถานะเช่นเดียวกันดังรูปที่ 3.6 (ค) – (ง)

สถานะที่ 3 [Q_1 : ON, Q_2 : OFF]

เมื่อสวิตช์ Q_1 นำกระแส กระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านคาปาซิเตอร์ C_p , ผ่านสวิตช์ Q_1 , ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.6(ค) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะเก็บสะสมพลังงานและในขณะที่เดียวกันคาปาซิเตอร์ C_p จะมีการคายประจุทำให้กระแสอินพุท i_s ลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s/dt < 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังสมการที่ (3.7)

$$-v_s - v_{conv} + v_L = 0 \quad (3.7)$$

จากรูปที่ 3.6(ค) เมื่อ Q_1 นำกระแส $v_{conv} = v_p$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.8) และ (3.9)

$$-v_s - v_p + v_L = 0 \quad (3.8)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + v_p \quad (3.9)$$

สถานะที่ 4 [Q_1 : OFF, Q_2 : OFF]

เมื่อสวิตช์ Q_1 หยุดนำกระแส กระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านคาปาซิเตอร์ C_n , ผ่านไดโอด D_2 , ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.6(ง) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะคายพลังงานที่เก็บสะสมและในขณะเดียวกันคาปาซิเตอร์ C_n จะมีการเก็บสะสมพลังงานทำให้กระแสอินพุท i_s เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน ($di_s/dt > 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังสมการที่ (3.10)

$$-v_s - v_{conv} + v_L = 0 \quad (3.10)$$

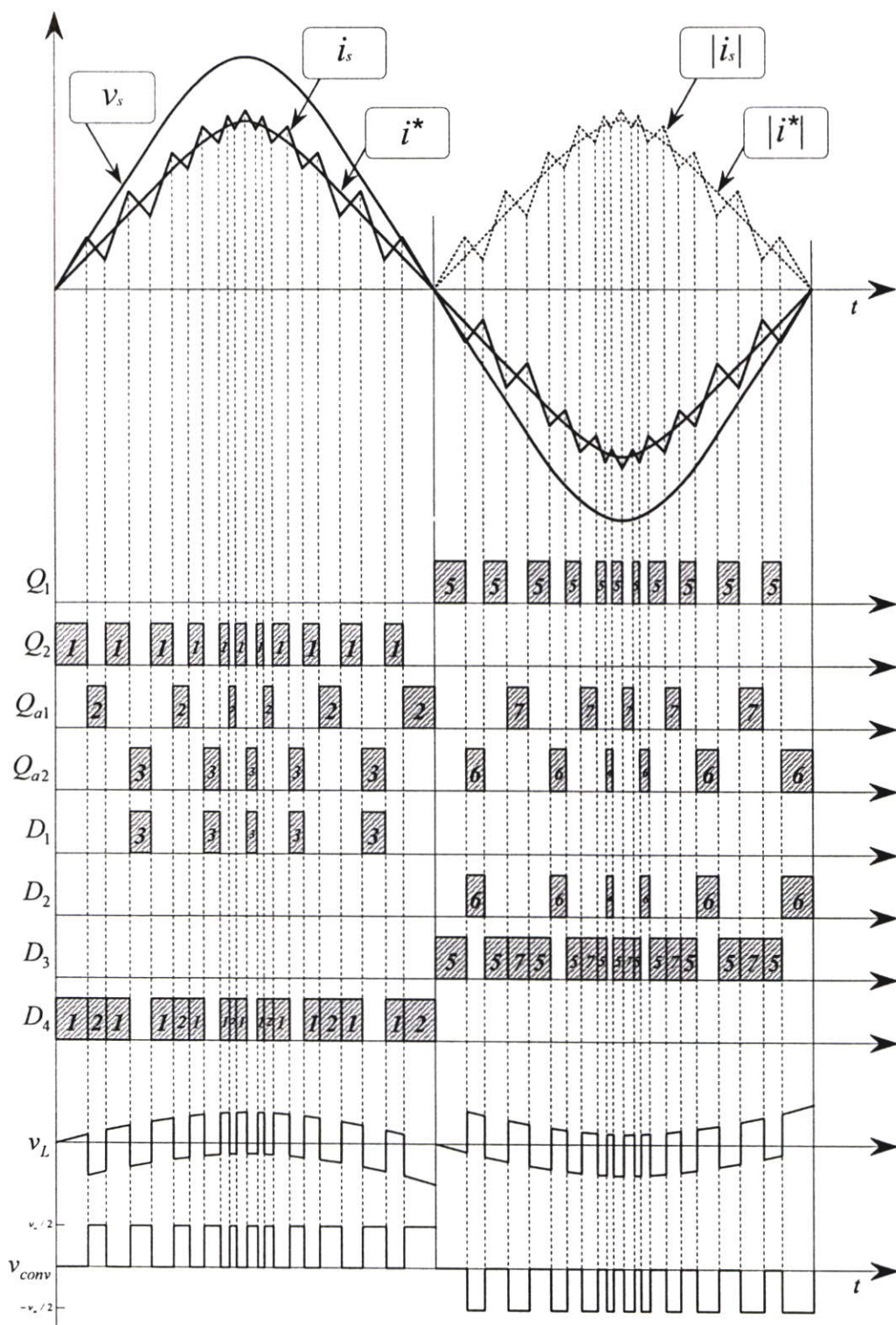
จากรูปที่ 3.6(ง) เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส $v_{conv} = -v_n$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.11) และ (3.12)

$$-v_s + v_n + v_L = 0 \quad (3.11)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_n \quad (3.12)$$

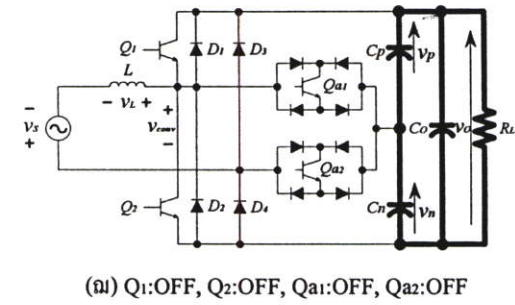
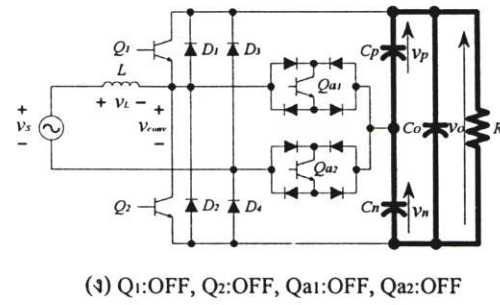
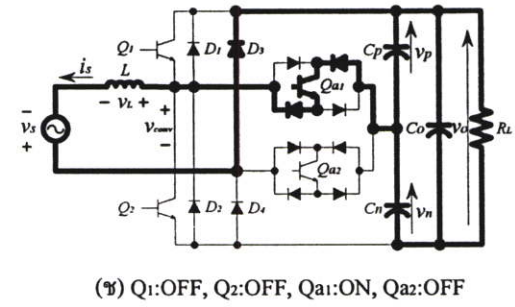
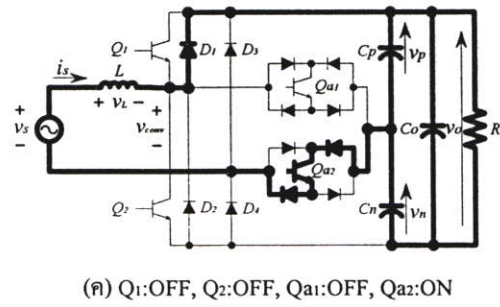
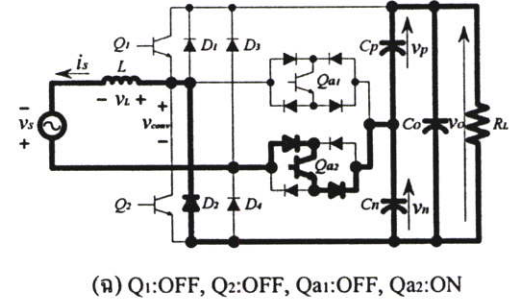
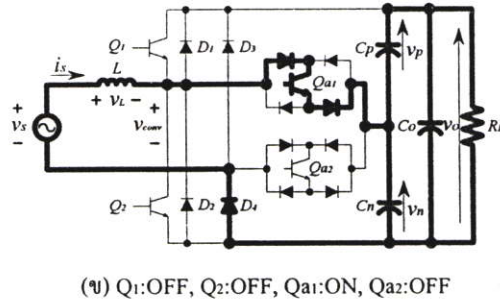
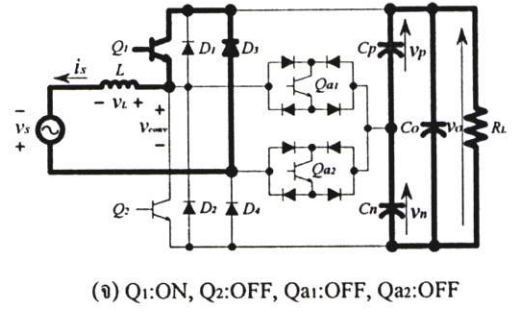
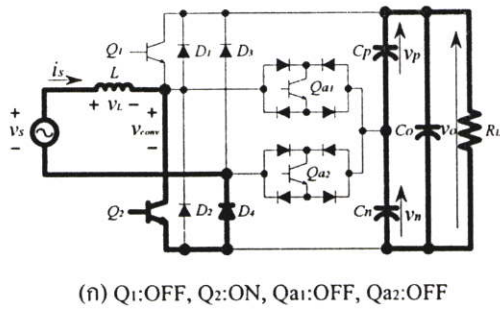
3.3.2 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง

ไดอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทในรูปที่ 3.1 เมื่อสวิตช์ Q_1 หรือ Q_2 นำกระแส จะทำให้กระแสอินพุท i_s มีค่าเพิ่มขึ้น โดยกระแสอินพุท i_s จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนของ $|v_s|/L$ ตามกระแสอ้างอิง $|i_s^*|$ ซึ่งเมื่อกระแสอินพุท i_s เพิ่มขึ้นจนถึงกระแสอ้างอิงแล้วสวิตช์ Q_1 หรือ Q_2 ตัวที่นำกระแสจะหยุดนำกระแส และในขณะเดียวกันสวิตช์สองทาง Q_{a1} หรือ Q_{a2} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์เอาต์พุทตัวที่มีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่า เพื่อรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท C_p และ C_n ซึ่งในสถานะนี้ กระแสอินพุท i_s จะลดลงเป็นสัดส่วน $(|v_s| - v_p)/L$ ในกรณีชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p หรือ กระแสอินพุท i_s จะลดลงเป็นสัดส่วน $(|v_s| - v_n)/L$ ในกรณีชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n การจำลองสภาวะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การจำลองสภาวะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง

จากรูปที่ 3.7 แสดงการจำลองสภาวะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดชดวล์ฟบริคจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท ซึ่งในหนึ่งไซเคิลจะประกอบด้วย 8 สภาวะดังรูปที่ 3.8



ช่วงครึ่งไซเคิลบวก ($0^\circ-180^\circ$)

ช่วงครึ่งไซเคิลลบ ($180^\circ-360^\circ$)

รูปที่ 3.8 สถานะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง

จากรูปที่ 3.8 แสดงสถานะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต โดยจะแบ่งการทำงานออกเป็นสองช่วงคือ ช่วงครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแหล่งจ่าย เมื่อพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลทางด้านบวกของแหล่งจ่าย ($0^\circ-180^\circ$) จะประกอบด้วย 4 สถานะดังรูปที่ 3.8 (ก) – (ง)

สถานะที่ 1 [Q_1 : OFF, Q_2 : ON, Q_{a1} : OFF, Q_{a2} : OFF]

เมื่อสวิตช์ Q_2 นำกระแส กระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ผ่านสวิตช์ Q_2 ผ่านไดโอด D_4 กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.8(ก) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ทำให้กระแสอินพุท i_s เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน ($di_s / d_t > 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-v_s + v_L + v_{conv} = 0 \quad (3.13)$$

จากรูปที่ 3.8(ก) เมื่อ Q_2 นำกระแส $v_{conv} = 0$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.14) และ (3.15)

$$-v_s + v_L = 0 \quad (3.14)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{d_t} = v_s(t) \quad (3.15)$$

เมื่อกระแสอินพุท $|i_s|$ เพิ่มขึ้นจนถึงกระแสไซน์อ้างอิง สวิตช์ Q_2 จะหยุดนำกระแส และในขณะเดียวกันสวิตช์ Q_{a1} หรือ Q_{a2} จะนำกระแสตามเงื่อนไขดังนี้

สถานะที่ 2 [Q_1 : OFF, Q_2 : OFF, Q_{a1} : ON, Q_{a2} : OFF]

ในกรณีที่แรงดัน $v_p > v_n$ สวิตช์ Q_{a1} จะนำกระแส โดยกระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ผ่านสวิตช์ Q_{a1} ผ่านคาปาซิเตอร์ C_n ผ่านไดโอด D_4 กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.8(ข) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะคายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n ทำให้กระแสอินพุทลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s / d_t < 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-v_s + v_L + v_{conv} = 0 \quad (3.16)$$

จากรูปที่ 3.8(ข) เมื่อ Q_2 หยุดนำกระแสและ Q_{a1} นำกระแส $v_{conv} = v_n$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.17) และ (3.18)

$$-v_s + v_L + v_n = 0 \quad (3.17)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_n \quad (3.18)$$

สถานะที่ 3 [Q_1 : OFF, Q_2 : OFF, Q_{a1} : OFF, Q_{a2} : ON]

จะเกิดขึ้นตรงกันข้ามกับสถานะที่ 2 โดยในกรณีนี้แรงดัน $v_p < v_n$ สวิตช์ Q_{a2} นำกระแสโดยกระแสอินพุต i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ผ่านไดโอด D_1 ผ่านคาปาซิเตอร์ C_p ผ่านสวิตช์ Q_{a2} กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.8(ค) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะคายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p ทำให้กระแสอินพุต i_s ลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s / dt < 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-v_s + v_L + v_{conv} = 0 \quad (3.19)$$

จากรูปที่ 3.8(ค) เมื่อ Q_2 หยุดนำกระแสและ Q_{a2} นำกระแส $v_{conv} = v_p$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.20) และ (3.21)

$$-v_s + v_L + v_p = 0 \quad (3.20)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_p \quad (3.21)$$

สถานะที่ 4 [Q_1 : OFF, Q_2 : OFF, Q_{a1} : OFF, Q_{a2} : OFF]

จะเกิดขึ้นหลังจากสถานะที่ 2 หรือสถานะที่ 3 โดยสวิตช์ทุกตัวจะหยุดนำกระแสถ้าหากว่าตัวเหนี่ยวนำ L จ่ายพลังงานที่เก็บสะสมเพื่อชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์จนหมดดังรูปที่ 3.8(ง) ซึ่งกระแสอินพุต i_s จะลดลงจนเป็นศูนย์ ($di_s / dt = 0$) ในสถานะนี้โหลดและแหล่งจ่ายจะเสมือนแยกจากกันพลังงานที่จ่ายให้กับโหลดทั้งหมดเป็นพลังงานที่เก็บอยู่ในคาปาซิเตอร์เอาท์พุท สามารถแสดงสมการแรงดันไฟฟ้าได้ดังสมการที่ (3.22)

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = 0 \quad (3.22)$$

เมื่อพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลทางด้านลบของแหล่งจ่าย ($180^\circ - 360^\circ$) จะประกอบด้วย 4 สถานะเช่นเดียวกันดังรูปที่ 3.8 (จ) – (ฉ)

สภาวะที่ 5 [Q_1 : ON, Q_2 : OFF, Q_{a1} : OFF, Q_{a2} : OFF]

เมื่อสวิตช์ Q_1 นำกระแส กระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านไดโอด D_3 ผ่านสวิตช์ Q_1 ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.8(จ) ซึ่งในสภาวะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะคายพลังงานที่เก็บสะสมสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ทำให้กระแสอินพุท i_s ลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s / d_t < 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-v_s - v_{conv} + v_L = 0 \quad (3.23)$$

จากรูปที่ 3.8(จ) เมื่อ Q_1 นำกระแส $v_{conv} = 0$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.24) และ (3.25)

$$-v_s + v_L = 0 \quad (3.24)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (3.25)$$

เมื่อกระแสอินพุท $|i_s|$ เพิ่มขึ้นจนถึงกระแสไซน์อ้างอิง สวิตช์ Q_1 จะหยุดนำกระแส และในขณะเดียวกันสวิตช์ Q_{a1} หรือ Q_{a2} จะนำกระแสตามเงื่อนไขดังนี้

สภาวะที่ 6 [Q_1 : OFF, Q_2 : OFF, Q_{a1} : OFF, Q_{a2} : ON]

ในกรณีที่แรงดัน $v_p > v_n$ สวิตช์ Q_{a2} จะนำกระแส โดยกระแสอินพุท i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านสวิตช์ Q_{a2} ผ่านคาปาซิเตอร์ C_n ผ่านไดโอด D_2 ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.8(ฉ) ซึ่งในสภาวะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะเก็บสะสมพลังงานและทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n ทำให้กระแสอินพุทเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน ($di_s / d_t > 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-v_s - v_{conv} + v_L = 0 \quad (3.26)$$

จากรูปที่ 3.8(ฉ) เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสและ Q_{a2} นำกระแส $v_{conv} = -v_n$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.26) และ (3.27)

$$-v_s + v_n + v_L = 0 \quad (3.27)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_n \quad (3.28)$$

สถานะที่ 7 [$Q_1 : \text{OFF}, Q_2 : \text{OFF}, Q_{a1} : \text{ON}, Q_{a2} : \text{OFF}$]

จะเกิดขึ้นตรงกันข้ามกับสถานะที่ 6 โดยในกรณีนี้แรงดัน $v_p < v_n$ สวิตช์ Q_{a1} นำกระแส โดยกระแสอินพุต i_s จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ผ่านไดโอด D_3 ผ่านคาปาซิเตอร์ C_p ผ่านสวิตช์ Q_{a1} ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L กลับสู่แหล่งจ่าย v_s ดังรูปที่ 3.8(ข) ซึ่งในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะเก็บสะสมพลังงานและทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p ทำให้กระแสอินพุต i_s ลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s / d_t > 0$) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดัน ไฟฟ้าดังนี้

$$-v_s - v_{conv} + v_L = 0 \quad (3.29)$$

จากรูปที่ 3.8(ข) เมื่อ Q_2 หยุดนำกระแสและ Q_{a1} นำกระแส $v_{conv} = -v_p$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.30) และ (3.31)

$$-v_s + v_p + v_L = 0 \quad (3.30)$$

$$v_L = L \frac{di_s}{d_t} = v_s(t) - v_p \quad (3.31)$$

สถานะที่ 8 [$Q_1 : \text{OFF}, Q_2 : \text{OFF}, Q_{a1} : \text{OFF}, Q_{a2} : \text{OFF}$]

จะเกิดขึ้นหลังจากสถานะที่ 6 หรือ 7 โดยสวิตช์ทุกตัวจะหยุดนำกระแสถ้าหากว่าตัวเหนี่ยวนำ L จ่ายพลังงานที่เก็บสะสมเพื่อชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์จนหมด ดังรูปที่ 3.8(ง) ซึ่งกระแสอินพุต i_s จะลดลงจนเป็นศูนย์ ($di_s / d_t = 0$) ในสถานะนี้โหลดและแหล่งจ่ายจะเสมือนแยกจากกันพลังงานที่จ่ายให้กับโหลดทั้งหมดเป็นพลังงานที่เก็บอยู่ในคาปาซิเตอร์เอาต์พุต สามารถแสดงสมการแรงดันไฟฟ้าได้ดังสมการที่ (3.32)

$$v_L = L \frac{di_s}{d_t} = 0 \quad (3.32)$$

3.4 การประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า

ดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการประเมินคุณภาพของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต และเป็นตัวที่บ่งชี้ถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นเพื่อทำการวิจัย ซึ่งประกอบด้วย

3.4.1 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแสมูลฐาน

เป็นค่าประสิทธิผลขององค์ประกอบความถี่มูลฐานของแรงดัน (V_{s1}) และกระแส (I_{s1}) ที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งเป็นความถี่ของระบบแหล่งจ่าย องค์ประกอบนี้เป็นองค์ประกอบที่สร้างกำลังไฟฟ้าและเป็นองค์ประกอบที่ต้องการใช้งาน

3.4.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส

เป็นค่าประสิทธิผลของแรงดัน (V_r) และกระแส (I_r) ด้านอินพุตที่รวมองค์ประกอบทุกตัวของทั้งความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์มอนิก

3.4.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุต

ลักษณะรูปคลื่นกระแสและมมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันทางด้านอินพุตจะเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุต (Input power factor : PF) ของวงจร ซึ่งค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตของวงจรจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงประสิทธิภาพในการให้กำลังงานไฟฟ้าของวงจรนั้นๆ กล่าวคือ วงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงๆ จะให้กำลังงานไฟฟ้าที่ดีกว่าวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำๆ ดังนั้นวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงๆ จึงมีความคุ้มค่าในแง่ของการจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้ดีกว่าวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำๆ

3.4.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน

ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน (Distortion factor : DF) คืออัตราส่วนระหว่างค่าประสิทธิผลของกระแสที่ความถี่มูลฐานและค่าประสิทธิผลของกระแสรวม โดยอัตราส่วนจะมีค่าสูงสุดเท่ากับหนึ่ง หมายถึงสัญญาณไม่มีความผิดเพี้ยน ส่วนกรณีที่ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนมีค่าต่ำๆ แสดงว่าเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแสมาก

3.4.5 องค์ประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion : THD) เป็นดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้ถึงความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นด้านอินพุตของแหล่งจ่ายที่แตกต่างไปจากองค์ประกอบความถี่มูลฐาน ในการหาค่า THD จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์เพื่อทำการหาค่าองค์ประกอบความถี่มูลฐานและองค์ประกอบฮาร์มอนิกของรูปคลื่นสัญญาณทางด้านอินพุตของแหล่งจ่าย จึงสามารถนำไปเข้าสู่สูตร และหาค่าออกมาได้

3.4.6 องค์ประกอบค่ายอด

องค์ประกอบค่ายอด (Crest factor : CF) เป็นตัวบอกระดับความราบเรียบของรูปคลื่น สำหรับไฟฟ้ากระแสตรง และรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) จะมีค่าองค์ประกอบค่ายอดเท่ากับหนึ่ง และ

รูปคลื่นไซน์จะมีองค์ประกอบค่ายอดเท่ากับ 1.414 โดยค่าองค์ประกอบค่ายอดที่ค่าสูงแสดงว่ารูปคลื่นนั้นมีประสิทธิภาพในการส่งถ่ายกำลังงานต่ำ

โดยค่าดัชนีคุณภาพทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถสรุปเป็นสมการได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 นิยามของดัชนีและปริมาณที่กำหนดคุณสมบัติและคุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุท

ค่า	นิยาม	ค่า	นิยาม
V_{s1}	$V_{peak} / \sqrt{2}$	I_{s1}	$I_{peak} / \sqrt{2}$
V_s	$\sqrt{V_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} V_{sh}^2}$	I_s	$\sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2}$
PF	$\frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi$	DF	$\frac{I_{s1}}{I_s}$
$\%THD_i$	$100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}}$	CF	$\frac{I_{s,peak}}{I_s}$

3.5 บทสรุป

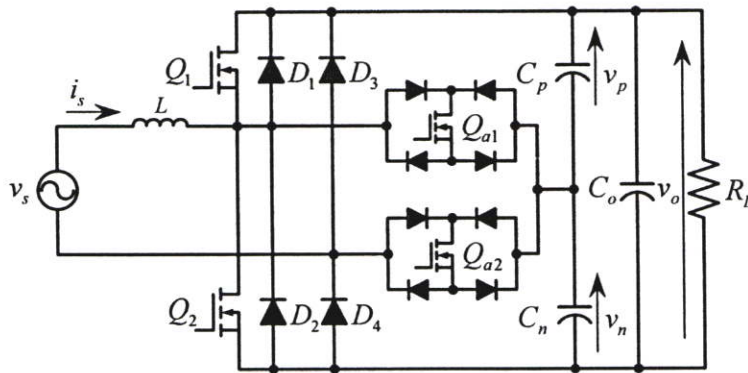
ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ทั้งก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่คกร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท หลักการทำงานและเทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคอลแซมปลิง โดยใช้ตัวเปรียบเทียบสัญญาณทำงานร่วมกับ RS-ฟลิปฟลอป รวมทั้งโครงสร้างและการทำงานของ RS-ฟลิปฟลอปที่สร้างจากนอเกต, กล่าวถึงการควบคุมการทำงานของวงจรทั้งส่วนคอนเวอร์เตอร์และสวิตช์สองทาง, กล่าวถึงการจำลองการทำงานและแสดงสถานะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละสภาวะทั้งครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบ รวมทั้งการประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

บทที่ 4

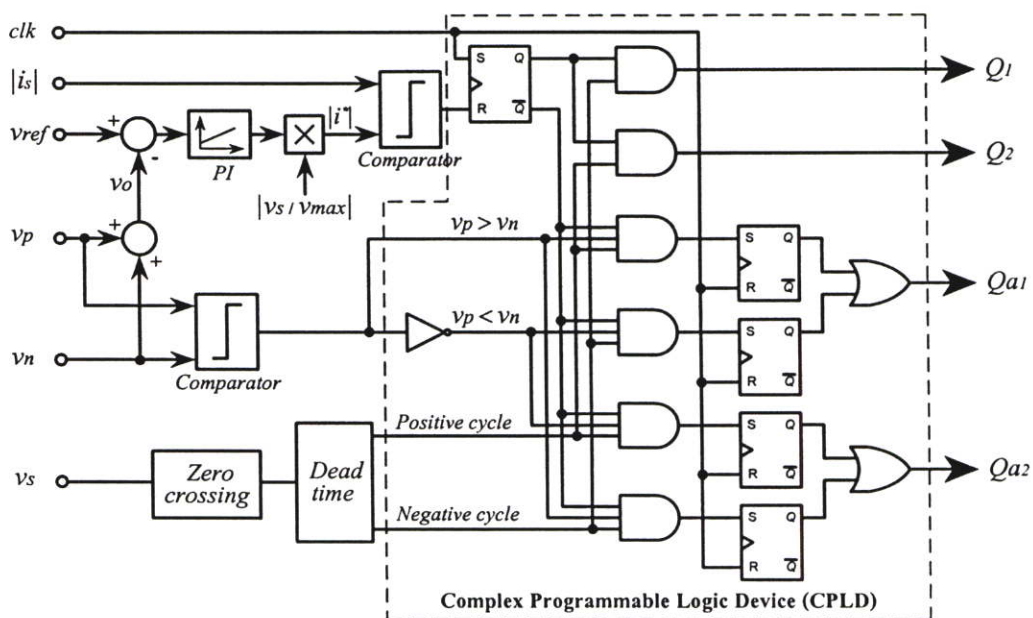
การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้าง การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่เป็นวงจรกำลังดังรูปที่ 4.1 และส่วนที่เป็นวงจรควบคุมซึ่งสามารถแสดงโคอะแกรมควบคุมการทำงานได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์



รูปที่ 4.2 โคอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 3.1 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริคจ์คอนเวอร์เตอร์

รายละเอียด	ข้อกำหนด
พิกัดแรงดันและความถี่ค่านอินพุท	$1-\phi, 90 V_{rms}, 50 Hz.$
พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท	$250 V \pm 1\%$
พิกัดกำลังไฟฟ้า	$1 kW.$

4.2 การออกแบบและสร้างวงจรกำลัง

จากวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริคจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทในรูปที่ 4.1 สามารถนำมาออกแบบส่วนต่างๆ เพื่อสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลองได้ดังนี้

4.2.1 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริคจ์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ประกอบด้วยอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์จำนวน 2 ตัว และไดโอดฟรีวิลลิ่งจำนวน 4 ตัว ซึ่งอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในส่วนคอนเวอร์เตอร์จะต้องทนพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่านเอาต์พุทได้ เนื่องจากเป็นงานวิจัยและสร้างเครื่องต้นแบบจึงเพื่อพิกัดของอุปกรณ์โดยเลือกใช้มอสเฟสเบอร์ IRFP460 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 600 โวลต์และพิกัดกระแส 20 แอมแปร์ เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR1560 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 600 โวลต์และพิกัดกระแส 15 แอมแปร์เป็นฟรีวิลลิ่งไดโอด

4.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสอินพุท

จากคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำกระแสที่ไหลผ่านตัวมันจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ด้วยเหตุนี้ตัวเหนี่ยวนำจึงมีคุณสมบัติในการกรองกระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันมีความเรียบมากขึ้น ในกรณีที่ต้องการให้ผลตอบสนองของกระแสที่ค่านนั้นขนาดของตัวเหนี่ยวนำควรมีขนาดเล็ก แต่อย่างไรก็ตามในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กเกินไปจะมีผลทำให้กระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์มากขึ้นและมีผลทำให้ความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์อาจสูงเกินพิกัดได้ ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจึงควรออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้งานซึ่งจากตารางที่ 3.1 สามารถทำเป็นค่าฐาน (Base value) สำหรับการออกแบบได้ดังนี้ [9]

$$V_{base} = 90V = 1 pu. \quad (4.1)$$

$$P_{base} = 1kW = 1 pu. \quad (4.2)$$

$$f_{base} = 50Hz = 1 pu. \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.2) เมื่อไม่คิดค่าสูญเสียจากการสวิตช์ $P_{in} \approx P_{out} = 1 \text{ pu}$. ดังนั้นจะได้

$$I_{base} = \frac{P_{base}}{V_{base}} = \frac{1 \text{ kW}}{90 \text{ V}} = 11.1 \text{ A.} \quad (4.4)$$

$$Z_{base} = \frac{V_{base}}{I_{base}} = \frac{90 \text{ V}}{11.1 \text{ A}} = 8.1 \Omega \quad (4.5)$$

$$V_{out} (\text{pu}) = \frac{250 \text{ V}}{90 \text{ V}} = 2.78 \text{ pu.} \quad (4.6)$$

$$I_{out} = \frac{P_{base}}{V_{out}} = \frac{1 \text{ kW}}{250 \text{ V}} = 4 \text{ A.} \quad (4.7)$$

ดังนั้นขนาดของตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุท เมื่อความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz และยอมให้มีการกระเพื่อมของกระแส 5 เปอร์เซ็นต์สามารถหาได้จากสมการที่ (4.8)

$$X_L = n\omega L = \frac{V_{base}}{0.05I_{base}} \quad (4.8)$$

เมื่อ $n = f_{sw}/f_{base} = 20 \text{ kHz}/50 \text{ Hz} = 400$ จะได้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (4.9)

$$L = \frac{V_{base}}{n\omega \times 0.05I_{base}} \quad (4.9)$$

$$L = \frac{90}{400 \times 2\pi \times 50 \times 0.05 \times 11.1} = 1.29 \text{ mH.} \quad (4.10)$$

จากสมการ (4.10) เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสด้านอินพุทขนาด 1.29 มิลลิเฮนรี่

4.2.3 การออกแบบวงจรกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท

คาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุทของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีหน้าที่กรองแรงดันเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท ดังนั้นเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งาน ค่าของคาปาซิเตอร์สามารถหาได้จากสมการที่ 4.11 [9]

$$\Delta V_{c,ripple} = \frac{I_{out}}{f_{sw} \times C} \quad (4.11)$$

เมื่อ C	คือ ค่าคาปาซิเตอร์ (ฟาราด)
I_{out}	คือ ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (แอมแปร์)
$\Delta V_{c,ripple}$	คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมที่คาปาซิเตอร์ (โวลต์)
f_{sw}	คือ ความถี่ในการทำงานของสวิตช์

ดังนั้นค่าคาปาซิเตอร์กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตสามารถหาได้จากสมการที่ (4.12)

$$C = \frac{I_{out}}{f_{sw} \times \Delta V_{c,ripple}} \quad (4.12)$$

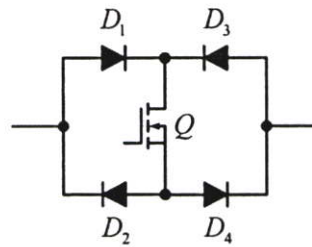
จากสมการที่ (4.12) เมื่อยอมให้การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตอยู่ในช่วง 1 เปอร์เซ็นต์ จะได้ขนาดของคาปาซิเตอร์ด้านเอาต์พุตดังสมการที่ (4.13)

$$C = \frac{4}{20 \times 10^3 \times 0.01 \times 125} = 160 \mu\text{F} \quad (4.13)$$

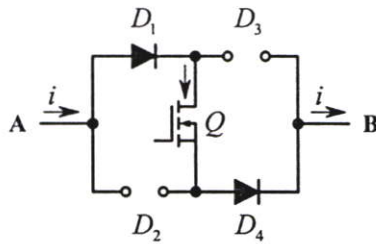
ซึ่งในการคำนวณเลือกใช้การทำงานที่ความถี่สวิตช์ซึ่งสูงสุดแต่จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรความถี่ของการสวิตช์ซึ่งอาจต่ำกว่า 20 kHz ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้คาปาซิเตอร์กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต C_p และ C_n ขนาด 470 μF และใช้ C_o ขนาด 1,000 μF เพื่อให้การรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีความเรียบมากขึ้น

4.2.4 การออกแบบวงจรสวิตช์สองทาง

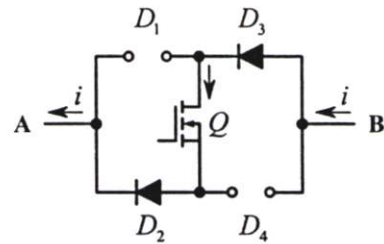
สวิตช์สองทางทำหน้าที่รักษาความสมดุลของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุต จากรูปที่ 4.1 สวิตช์สองทางมีจำนวน 2 ชุด ประกอบด้วยอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์ชุดละ 1 ตัว และไดโอดชุดละ 4 ตัวซึ่งมีลักษณะการต่อดังรูปที่ 4.3(ก) และทิศทางการแสดงรูปที่ 4.3(ข) และ (ค) เมื่อแรงดันที่จุด A มีค่ามากกว่าแรงดันที่จุด B และมีสัญญาณขั้วนำที่ขาเกตของสวิตช์ Q ไดโอด D_1 และ D_4 จะมีสถานะถูกไบอัสไปหน้าจะทำให้กระแสไหลจากจุด A ไปยังจุด B ดังรูปที่ 4.3(ข) และในทางตรงกันข้ามเมื่อแรงดันที่จุด B มีค่ามากกว่าแรงดันที่จุด A และมีสัญญาณขั้วนำที่ขาเกตของสวิตช์ Q ไดโอด D_2 และ D_3 จะมีสถานะถูกไบอัสไปหน้าแทนทำให้กระแสไหลจากจุด B ไปยังจุด A ดังรูปที่ 4.3(ค) อุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์สองทางจะต้องทนแรงดันสูงสุดของแหล่งจ่ายได้ เนื่องจากเป็นวิจัยและสร้างเครื่องต้นแบบจึงเพื่อพิกัดของอุปกรณ์โดยเลือกใช้โมสเฟสเบอร์ IRFP460 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 600 โวลต์และพิกัดกระแส 20 แอมแปร์เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR1560 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 600 โวลต์และพิกัดกระแส 15 แอมแปร์



(ก) ลักษณะการต่อสวิตช์สองทาง



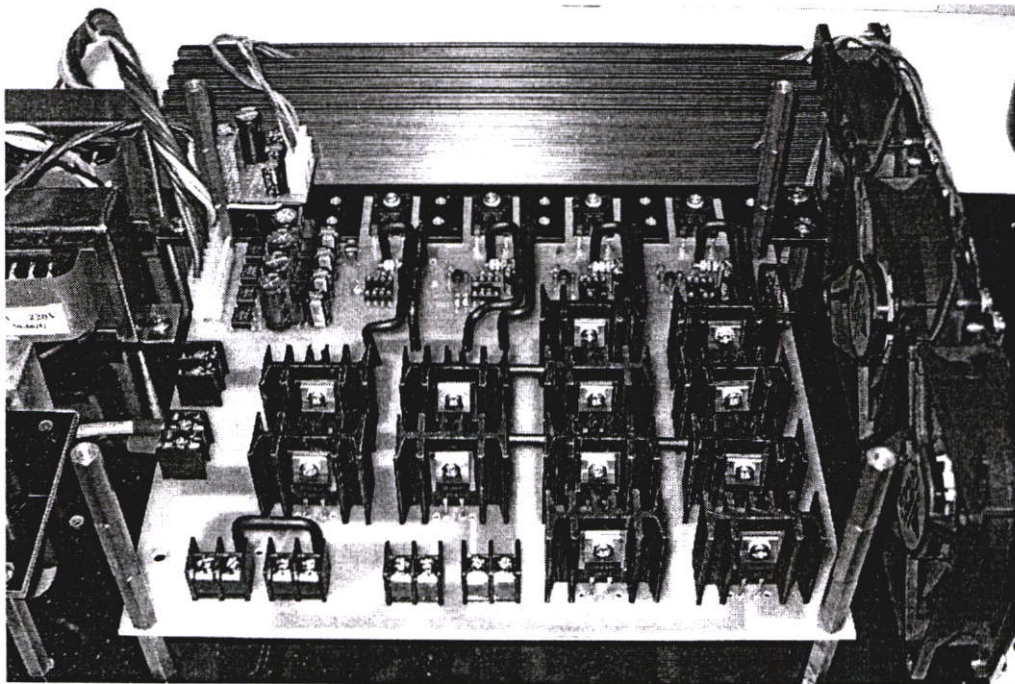
(ข) ทิศทางกระแสจาก A ไปยัง B



(ค) ทิศทางกระแสจาก B ไปยัง A

รูปที่ 4.3 สวิตช์สองทาง

จากการออกแบบส่วนต่างๆ ของวงจรกำลังที่ใช้ในการวิจัย เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแล้วนำมาสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลองได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรกำลังที่ใช้เป็นเครื่องต้นแบบ

4.3 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม

จากไดอะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทในรูปที่ 4.2 สามารถนำมาออกแบบส่วนต่างๆ เพื่อนำมาสร้างวงจรควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองได้ดังนี้

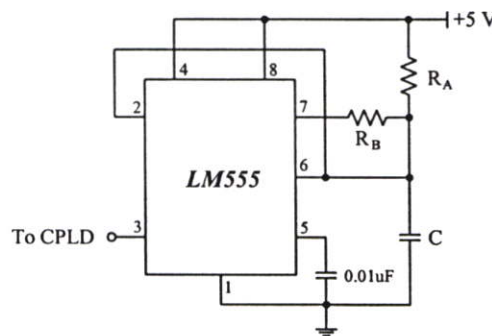
4.3.1 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณความถี่

วงจรสร้างสัญญาณความถี่เลือกใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ LM555 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวสร้างสัญญาณคล็อกให้กับ RS-ฟลิปฟลอปใน CPLD จากรูปที่ 4.5 เมื่อกำหนดคิวดั๊ไซเคิล (Duty cycle) เท่ากับ 50 % จะได้คาบเวลาที่ความถี่ 20 kHz มีค่าเท่ากับ $t_1 = t_2 = 25 \mu\text{s}$. และกำหนดค่า C เท่ากับ $0.01 \mu\text{F}$ สามารถหาขนาดของความต้านทาน R_A และ R_B ได้จากสมการที่ (4.14) และ (4.15)

$$t_1 = 0.693R_A C \quad (4.14)$$

$$t_2 = \left(\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right) C \ln \left(\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right) \quad (4.15)$$

แทนค่าในสมการที่ (4.14) และ (4.15) จะได้ $R_A = 3.6 \text{ k}\Omega$ และ $R_B \approx 1.63 \text{ k}\Omega$

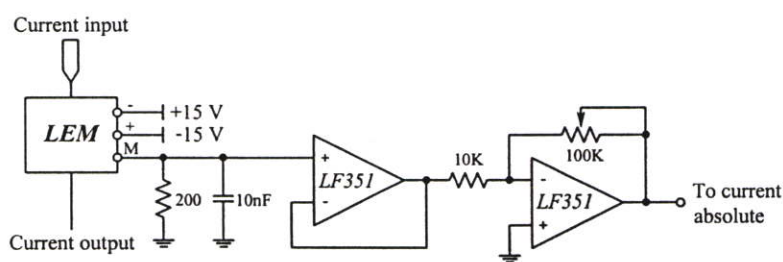


รูปที่ 4.5 วงจรสร้างสัญญาณความถี่

4.3.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสถือได้ว่าเป็นวงจรสำคัญอีกวงจรหนึ่งเนื่องจากต้องนำสัญญาณกระแสจริงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสอ้างอิง ถ้าวงจรมีการตรวจจับกระแสที่ผิดเพี้ยนหรือตรวจจับสัญญาณรบกวน (Noise) เข้ามาด้วยก็จะทำให้การทำงานของวงจรผิดเพี้ยนไป ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ LEM (Current Transducer) เนื่องจากมีข้อดีกว่าหม้อแปลงกระแส (Current

Transformer) คือ สามารถตรวจจับกระแสได้ทั้งไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ มีช่วงความถี่การตอบสนอง (Bandwidth) สูงถึง 200 kHz สัญญาณที่ได้มีความผิดเพี้ยนต่ำ โดยเลือกใช้รุ่น LA 55-P ซึ่งมีอัตราส่วนกระแสอินพุตและเอาต์พุต 2000 : 1 เพื่อตรวจจับสัญญาณกระแสที่ไหลด้านอินพุต โดยสัญญาณที่ได้จะส่งออกมายังขา M ซึ่งมีตัวต้านทานขนาด 200 โอห์มต่ออยู่ระหว่างขา M กับกราวด์ ดังนั้นในกรณีที่กระแสอินพุตมีค่า 1 แอมแปร์แรงดันที่ได้จะมีค่าเท่ากับ 0.1 โวลต์ สัญญาณที่ได้นี้จะถูกส่งไปยังวงจรมัลติเพล็กซ์และวงจรมหาสัญญาณดังรูปที่ 4.6 เนื่องจากสัญญาณกระแสที่ได้มีค่าออปเซตจึงต้องมีการปรับค่าออปเซตที่ตัวไอซีก่อนที่จะส่งสัญญาณไปยังวงจรมัลติเพล็กซ์ของกระแสต่อไป



รูปที่ 4.6 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

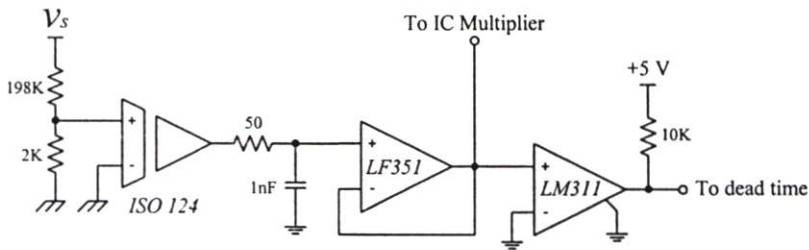
4.3.3 การออกแบบวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

ในส่วนการตรวจจับแรงดันไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ จะทำการตรวจจับสัญญาณแรงดันทั้งแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตดังนี้

4.3.3.1 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

ในการตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากการไฟฟ้านั้นมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะนำสัญญาณที่มีเฟสตรงกันกับการไฟฟ้า โดยจะนำสัญญาณนี้ไปใช้ในการควบคุมกระแสอ้างอิงและกำหนดสถานะการทำงานของสวิทช์ วงจรที่ใช้ในการตรวจจับแรงดันของวงจรควบคุมจะใช้ไอซีขยายสำหรับแยกโคด (Isolation amplifier) เบอร์ ISO124 เพื่อทำการแยกกราวด์จากแรงดันของระบบไฟฟ้า โดยระดับแรงดันที่รับเข้ามาเท่ากับ 220 โวลต์ ซึ่งไม่สามารถนำเข้าสู่ไอซีขยายสำหรับแยกโคดได้โดยตรงเนื่องจากสัญญาณอินพุตสูงสุดของไอซีขยายสำหรับแยกโคดที่สามารถรับได้ไม่เกิน 10 โวลต์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องลดทอนระดับแรงดันลงโดยใช้ความต้านทานมาเป็นส่วนแบ่งของแรงดัน (Voltage divider) ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้อัตราส่วน 100 : 1 ดังนั้นแรงดันที่จ่ายเข้าไอซีขยายสำหรับแยกโคดจะมีค่าประมาณ 2.2 โวลต์ และแรงดันด้านออกของไอซีขยายสำหรับแยกโคดของจะถูกส่งไปยังวงจรมัลติเพล็กซ์ก่อนที่จะส่งไปยังไอซีคูณสัญญาณ และอีกส่วนหนึ่งจะถูกส่งไปยังวงจรถ่วงจับจุดข้ามผ่านศูนย์ (Zero crossing) เพื่อแปรปรังเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีการปรับขนาด

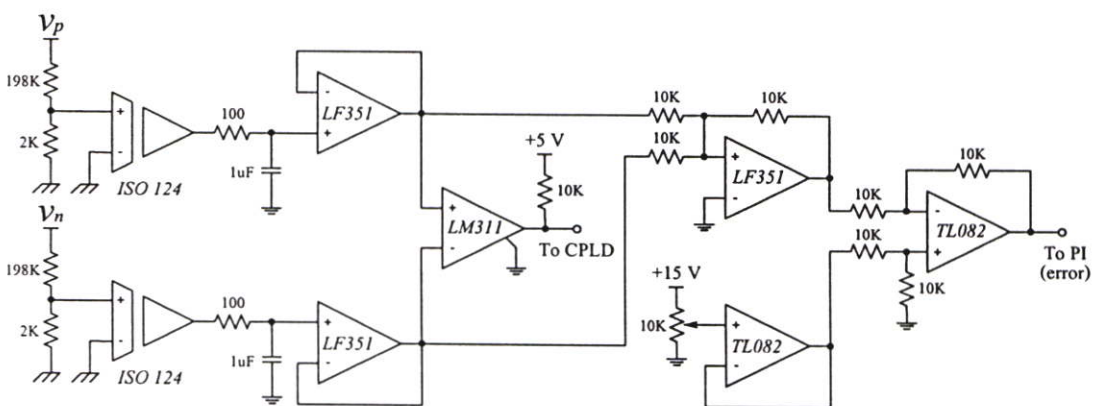
แรงดัน 5 โวลต์และมีเฟสตรงกับระบบไฟฟ้า ก่อนที่จะส่งไปยังวงจรประวิงเวลาต่อไป วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

4.3.3.2 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในการตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะทำการตรวจจับระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาท์พุท C_p และ C_n เพื่อนำมาเปรียบเทียบกันและนำมารวมกันเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุท โดยวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะมีทั้งหมด 2 ชุด ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่กล่าวมาแล้วและใช้อัตราส่วนแรงดัน 100 : 1 เช่นกัน จากนั้นก็นำระดับแรงดันไฟตรงที่ได้มาผ่านวงจรบัฟเฟอร์แล้วทำการเปรียบเทียบระดับของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ (LM311) ก่อนส่งสัญญาณไปยัง CPLD ในส่วนของการตรวจจับระดับของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุทที่เป็นสัญญาณป้อนกลับจะนำสัญญาณแรงดันจากบัฟเฟอร์มารวมกัน ($v_p + v_n = v_o$) โดยใช้วงจรรวมสัญญาณ เมื่อได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุทแล้ว จากนั้นก็นำมาเข้าวงจรขยายสัญญาณผลต่าง (TL082) เพื่อหาค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณไฟตรงเอาท์พุทกับสัญญาณไฟตรงอ้างอิง ก่อนที่จะส่งสัญญาณไปยังวงจรควบคุมพีไอต่อไป วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

4.3.4 การออกแบบวงจรมุมพีไอ

ตัวควบคุมเชิงสัดส่วนของอินทิกรัล (Proportion – integral controller, PI control) เป็นกระบวนการควบคุมที่ไม่ต้องการให้มีความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวของระบบ โดยคุณสมบัติของการควบคุมแบบไอ จะทำให้ไม่มีความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัวแต่จะทำให้ระบบควบคุมทำงานที่ช้าลงไป จึงต้องอาศัยคุณสมบัติจากการควบคุมแบบพีซึ่งจะทำให้มีผลตอบสนองที่เข้าสู่เป้าหมายได้เร็วขึ้น แต่การออกแบบตัวควบคุมพีไอ จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบควบคุมนั้นๆ ด้วย ซึ่งในการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนี้ จะใช้วิธีการแผนภาพโบด (Bode diagram) ซึ่งประกอบไปด้วยกราฟ 2 ชุด คือ กราฟของขนาดเทียบกับความถี่และกราฟเฟสเทียบกับความถี่ในการวิเคราะห์ระบบควบคุมในโดเมนเวลา โดยใช้ฟังก์ชันยูนิตสเต็ป (Unit step) มาพิจารณาผลตอบสนองของระบบ ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอได้ดังต่อไปนี้

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad (4.16)$$

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4.17)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมพีไอสามารถเขียนได้ในอีกลักษณะหนึ่งดังสมการที่ (4.18)

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.18)$$

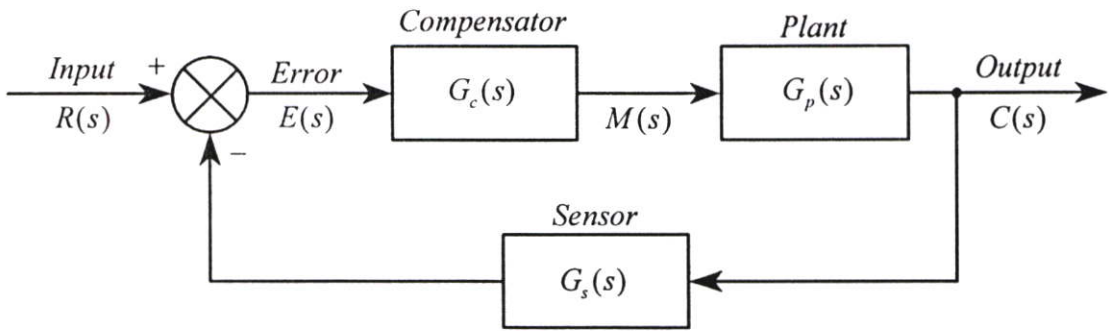
เมื่อ K_p คืออัตราขยายสัดส่วน (Proportional gain)

K_i คืออัตราขยายอินทิกรัล (Integral gain)

ถ้า $e(t)$ เป็นสัญญาณอินพุทของตัวควบคุมพีไอ

$u(t)$ เป็นสัญญาณ เอาท์พุทของตัวควบคุมพีไอ

ซึ่งในระบบควบคุมพีไอที่ใช้เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับดังรูปที่ 4.9 จะมีหลักในการพิจารณาโดยนำสัญญาณเอาท์พุท $C(s)$ ของกระบวนการที่ผ่านอุปกรณ์ตรวจจับ $G_r(s)$ มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งที่กำหนด $R(s)$ จากนั้นนำสัญญาณความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(s)$ มาเข้ากระบวนการควบคุมพีไอเพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(s)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป



รูปที่ 4.9 กระบวนการที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนแบบลูปิด

โดย $G_c(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ

$G_p(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (Process)

$G_s(s)$ คือ อุปกรณ์ตรวจจับ (Sensor)

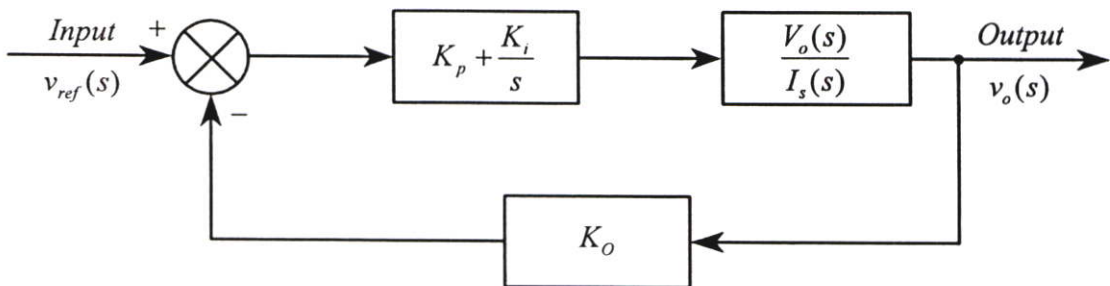
$R(s)$ คือ สัญญาณปรับตั้ง (Set point)

$C(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุทของระบบ

$E(s)$ คือ สัญญาณคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(s)$ และ $R(s)$

$M(s)$ คือ สัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมพีไอ

ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสวิตช์โหมดฮาร์ดสลับบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเป็นการป้อนกลับของสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุทที่ได้จากวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในรูปที่ 4.8 โดยจะนำสัญญาณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (v_{ref}) จะได้ค่าความคลาดเคลื่อนจากนั้นจะถูกส่งไปยังตัวควบคุมพีไอ ซึ่งทำหน้าที่ในการกำหนดค่ากระแสที่เหมาะสมในการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท แล้วนำสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมพีไอมาคูณกับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (v_s) เพื่อสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิงที่เหมาะสมและมีเฟสตรงกับแรงดันอินพุทในการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีไดอะแกรมการจำลองทางคณิตศาสตร์ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

จากรูปที่ 4.1 สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ได้ดังรูปที่ 4.10 โดยพิจารณากระแสทางด้านอินพุต ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต เมื่อวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเรียงกระแส ขนาดของกระแสทางด้านอินพุตจะเพิ่มขึ้นทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตเพิ่มขึ้นตาม ดังนั้นการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบจะอาศัยหลักการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับไปยังแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต โดยการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของกระแสทางด้านอินพุตที่ได้จากตัวควบคุมพีไอนั่นเอง ซึ่งเมื่อไม่คำนึงถึงผลของคาปาซิเตอร์ C_o และสมมุติให้วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 100% โดยไม่คำนึงถึงการสูญเสียของระบบจึงสมมุติให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต (V_o) ของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) สามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$V_o = V_{ref} + \Delta V_o \quad (4.19)$$

และ
$$V_o^2 = V_{ref}^2 + 2V_{ref}\Delta V_o + \Delta V_o^2 \quad (4.20)$$

เนื่องจาก ΔV_o มีค่าน้อยมากดังนั้นจากสมการที่ (4.20) ทำให้ $\Delta V_o^2 \approx 0$ จะได้

$$V_o^2 = V_{ref}^2 + 2V_{ref}\Delta V_o \quad (4.21)$$

และ
$$V_o \approx V_{ref} \quad (4.22)$$

จากสมการที่ (4.21) เมื่อ V_{ref} เป็นค่าคงที่จะได้

$$\frac{dV_o^2}{dt} = 2V_{ref} \frac{dV_o}{dt} \quad (4.23)$$

ดังนั้นสามารถเขียนสมการส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับไปยังแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (4.24)

$$V_s I_s = \frac{1}{4} C \frac{dV_o^2}{dt} + \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4.24)$$

เมื่อ $C = C_p = C_n$

$R_o =$ ค่าความต้านทานของโหลด

$V_o \approx V_{ref}$

จากสมการที่ (4.23) แทนในสมการที่ (4.24) จะได้

$$V_s I_s = \frac{1}{4} C \left(2V_{ref} \frac{dV_o}{dt} \right) + \frac{V_o^2}{R_o} \quad (4.25)$$

$$\frac{V_s I_s}{V_{ref}} = \frac{1}{2} C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_o} \quad (4.26)$$

$$\frac{2V_s I_s}{CV_{ref}} - \frac{2V_o}{CR_o} = \frac{dV_o}{dt} \quad (4.27)$$

จากสมการที่ (4.27) ทำการแปลงเป็นรูปแบบของลาปลาซ (Laplace transform) เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์จะได้สมการที่ (4.28)

$$\frac{2V_s(s)I_s(s)}{CV_{ref}(s)} - \frac{2V_o(s)}{CR_o} = sV_o(s) \quad (4.28)$$

$$\frac{2V_s(s)I_s(s)}{CV_{ref}(s)} = V_o(s) \left(s + \frac{2}{CR_o} \right) \quad (4.29)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.29) สามารถเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ระหว่าง V_o และ I_s ได้ดังสมการที่ (4.30)

$$\frac{V_o(s)}{I_s(s)} = \frac{2V_s(s)}{CV_{ref}(s) \left(s + \frac{2}{CR_o} \right)} \quad (4.30)$$

เมื่อกำหนดให้

$$K_s = \frac{2V_s}{CV_{ref}} \quad (4.31)$$

จากสมการที่ (4.30) และ (4.31) จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของกระบวนการดังสมการที่ (4.32)

$$G_p(s) = \frac{V_o(s)}{I_s(s)} = \frac{K_s}{\left(s + \frac{2}{CR_o}\right)} \quad (4.32)$$

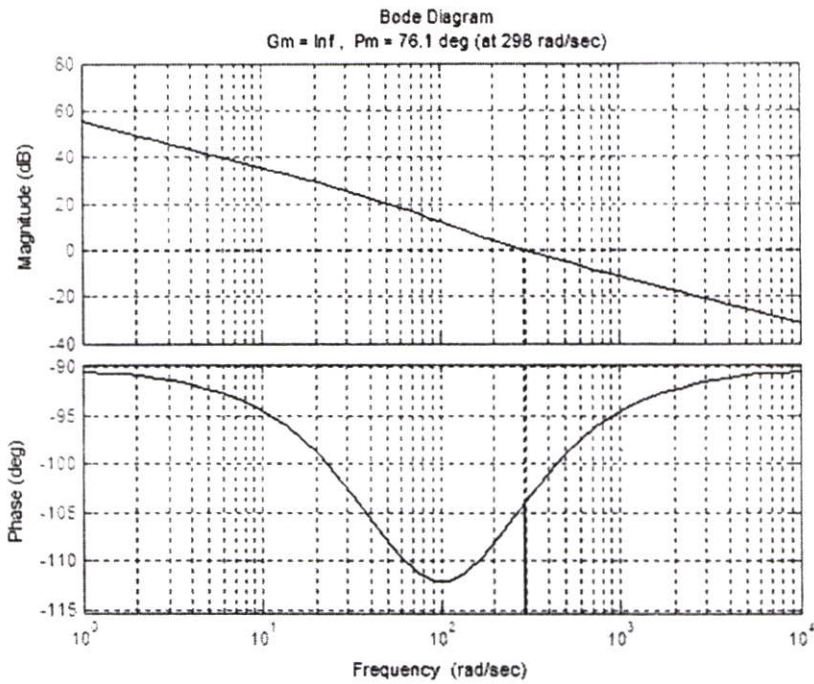
จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.10 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิด (Open loop transfer function) ได้ดังสมการที่ (4.33)

$$G_o(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \times \frac{K_s}{\left(s + \frac{2}{CR_o}\right)} \quad (4.33)$$

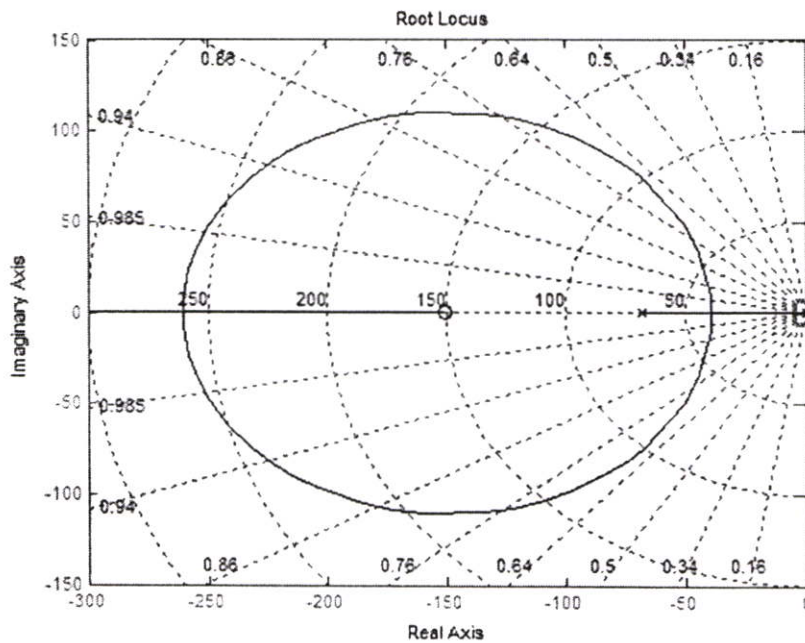
ในการออกแบบหาค่า K_p และ K_i ที่เหมาะสมจะใช้วิธีการแผนภาพโพลเพื่อหาค่าอัตราขยาย (Gain) ที่ทำให้ระบบนั้นมีเสถียรภาพโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดของระบบมาพิจารณา ซึ่งเสถียรภาพของระบบจะต้องคำนึงถึงความเร็วของผลตอบสนองทางด้านเอาต์พุตในโดเมนของเวลาที่ได้มาจากการพิจารณาฟังก์ชันการถ่ายโอนวงรอบปิด (Close loop transfer function) ซึ่งมีการทดสอบด้วยสัญญาณอินพุตที่เป็นฟังก์ชันยูนิตสเต็ป ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดผลตอบสนองในโดเมนเวลาของตัวควบคุมอยู่ที่ 1 วินาที เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตให้เข้าสู่สภาวะคงตัวในขณะที่คอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดและกำหนดให้มีค่าเปอร์เซ็นต์การเกิดโอเวอร์ชูต (Over shoot) ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบโดยการเลือกความถี่ตัดข้าม (Cross over frequency) ที่ $\omega_0 = 300 \text{ rad/sec}$ และเลือกความถี่คัทออฟ (Cut off frequency : K_i/K_p) ของตัวควบคุมพีไอ ที่ $\omega_{cn} = 150 \text{ rad/sec}$ ซึ่งสามารถหาค่า K_p และ K_i ได้จากสมการที่ (4.34) โดยแทนค่า $s = j\omega_0 = j300$ ในสมการที่ (4.33) และระบบให้มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง โดยค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์เป็นดังนี้ $C_p = C_n = 470 \mu\text{F}$, $V_s = 90 \text{ V}_{\text{rms}}$, $R = 62.5 \Omega$, $V_o = 250 \text{ V}$

$$|G_o(j\omega_0)| = \left| \left(K_p + \frac{150K_p}{j300} \right) \times \left(\frac{1531.92}{j300 + 68.09} \right) \right| = 1 \quad (4.34)$$

จากสมการที่ (4.34) จะได้ค่า $K_p = 0.180$ และ $K_i = 27$ เมื่อทำการเขียนแผนภาพโพลจะได้ดังรูปที่ 4.11 และแสดงเส้นทางเดินราก (Root locus) ของระบบดังรูปที่ 4.12 ซึ่งยังอยู่ในซีกซ้ายมือทั้งหมดจึงถือได้ว่าระบบนี้ยังมีเสถียรภาพอยู่

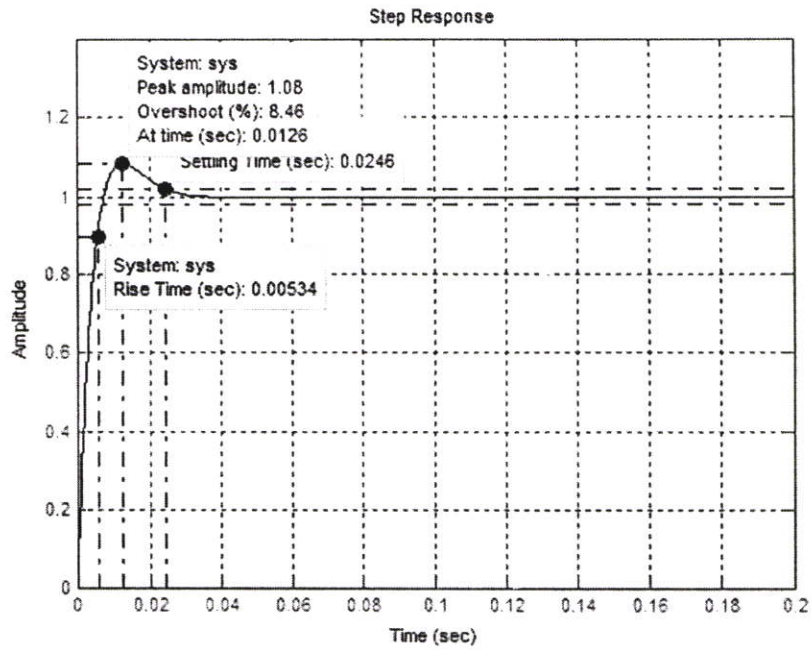


รูปที่ 4.11 แผนภาพโบดของระบบควบคุมแบบฟีดโอบ



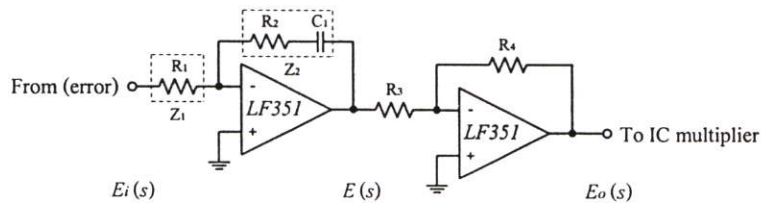
รูปที่ 4.12 เส้นทางเดินรากของระบบที่มีการควบคุมแบบฟีดโอบ

รูปที่ 4.13 แสดงการทดสอบผลตอบสนองที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ (Closed loop stable) เมื่ออินพุทของระบบเป็นฟังก์ชันยูนิตสเต็ป พบว่าระบบมีผลตอบสนองที่เวลาคงตัว (Setting time) ประมาณ 0.0246 วินาที ซึ่งเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้และมีค่าการเกิดโอเวอร์ชูตอยู่ที่ 8.46% ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ในการใช้งาน และมีช่วงเวลาไต่ขึ้น (Rise time) อยู่ที่ 0.00534 วินาที



รูปที่ 4.13 ผลการตอบสนองของระบบเมื่ออินพุตเป็นฟังก์ชันยูนิตสแควร์

จากหลักการดังกล่าวเมื่อได้ค่า K_p และ K_i ของระบบควบคุมแล้วสามารถนำมาออกแบบตัวควบคุมพีไอที่สร้างจากวงจรรีเลกทรอนิกส์โดยใช้วงจรรีเลกเตอร์ (Integrator) ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์จำนวนสองตัวดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรควบคุมพีไอที่สร้างจากออปแอมป์

จากวงจรรีเลกเตอร์ที่สร้างจากออปแอมป์ในรูปที่ 4.14 จะได้

$$\frac{E(s)}{E_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.35)$$

เมื่อ $Z_1 = R_1$ และ $Z_2 = \frac{R_2 C_1 s + 1}{C_1 s}$ จากสมการที่ (4.34) จะได้

$$\frac{E(s)}{E_i(s)} = -\frac{1}{R_1} \frac{R_2 C_1 s + 1}{C_1 s} \quad (4.36)$$

และ
$$\frac{E_o(s)}{E(s)} = -\frac{R_4}{R_3} \quad (4.37)$$

จากสมการที่ (4.36) และ (4.37) สามารถเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่าง E_o และ E_i ได้ดังนี้

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2 C_1 s + 1}{R_1 C_1 s} \right) \quad (4.38)$$

เมื่อกำหนดให้ $R_3 = R_4$ จากสมการที่ 4.38 จะได้

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_1 s} \right) \quad (4.39)$$

จากสมการที่ (4.17) และสมการที่ (4.39) จะได้ว่า

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} = R_2 C_1 \quad (4.40)$$

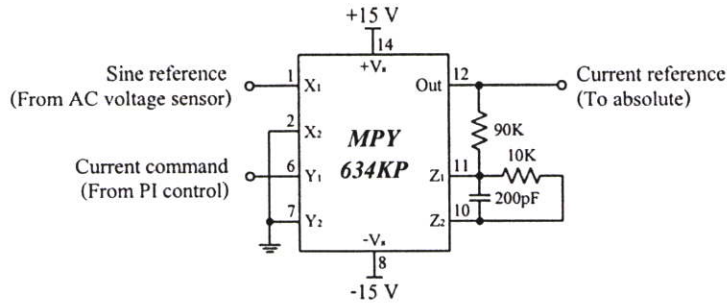
$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.41)$$

$$K_i = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (4.42)$$

จากสมการที่ (4.40), (4.41) และ (4.42) เมื่อกำหนดค่า $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$ จะได้ $T_i = 0.0067 \text{ sec}$, $R_1 = 372 \text{ k}\Omega$ และ $R_2 = 67 \text{ k}\Omega$

4.3.5 การออกแบบวงจรคุณสมบัติ

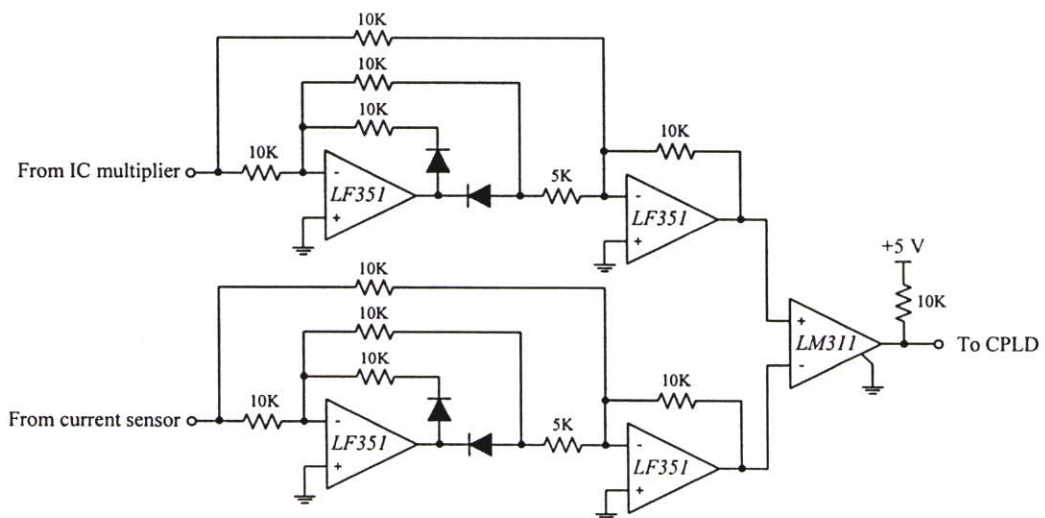
วงจรมูลฐานเลือกใช้อิซีสำเร็จรูปเบอร์ MPY634KP เป็นวงจรมูลฐานที่มีสองอินพุตและหนึ่งเอาต์พุต โดยให้ลักษณะการคูณที่เป็นแบบเชิงเส้นเมื่อแรงดันอยู่ในช่วง ± 10 โวลต์ ซึ่งวงจรมูลฐานทำหน้าที่คูณสัญญาณไซน์ที่ได้จากวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมพีไอเพื่อสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิง (i_s^*) ที่มีเฟสตรงกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต ก่อนที่จะส่งสัญญาณไปยังวงจรมูลฐานของแรงดันต่อไป วงจรมูลฐานแสดงได้ดังรูปที่ 4.15



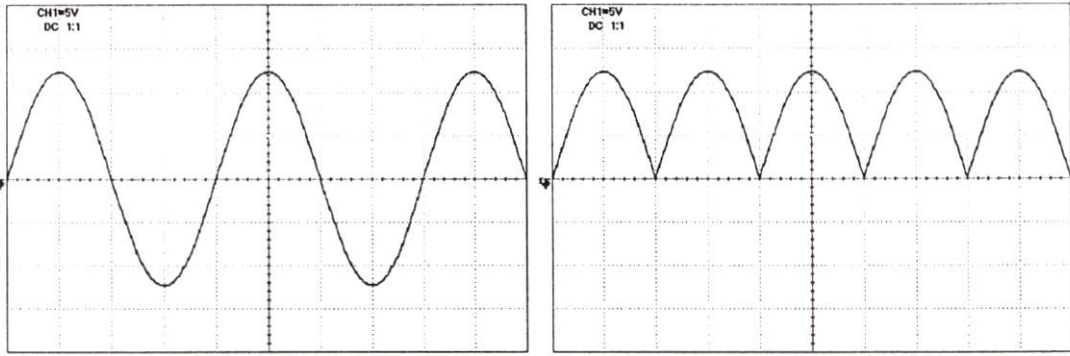
รูปที่ 4.15 วงจรคูณสัญญาณ

4.3.6 การออกแบบวงจรสัมพันธ์

วงจรสัมพันธ์ (Absolute) นำมาใช้เป็นวงจรเรียงกระแสเพื่อเป็นสัญญาณอินพุทของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ โดยวงจรสัมพันธ์จะมีจำนวน 2 ชุด ชุดแรกใช้เป็นตัวเรียงกระแสของสัญญาณกระแสอ้างอิงจากวงจรคูณสัญญาณ และชุดที่สองใช้เป็นตัวเรียงกระแสของสัญญาณกระแสจริงจากวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส ก่อนที่จะนำสัญญาณทั้งสองมาเปรียบเทียบกันแล้วส่งสัญญาณไปยัง CPLD ในงานวิจัยนี้เลือกใช้วงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอดต่อทำงานร่วมกับออปแอมป์ [11], [12] เนื่องจากหากใช้วงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอดเพียงอย่างเดียวขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมไดโอด (V_D) ประมาณ 0.6 โวลต์ (ไดโอดชนิดซิลิกอน) ซึ่งไม่สามารถใช้กับสัญญาณขนาดเล็กที่มีค่าต่ำกว่า 0.6 โวลต์ได้ ดังนั้นเพื่อขจัดปัญหาดังกล่าวและป้องกันการทำงานผิดพลาดของวงจรควบคุม จึงเลือกใช้วงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดต่อทำงานร่วมกับออปแอมป์หรือที่เรียกว่า วงจรเรียงกระแสที่ขงตรงแบบเต็มคลื่นดังรูปที่ 4.16 และรูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ขงตรงแบบเต็มคลื่น



รูปที่ 4.16 วงจรเรียงกระแสที่ขงตรงแบบเต็มคลื่น



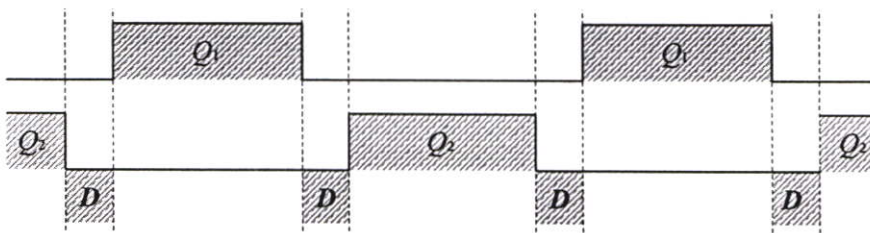
(ก) สัญญาณอินพุต

(ข) สัญญาณเอาต์พุต

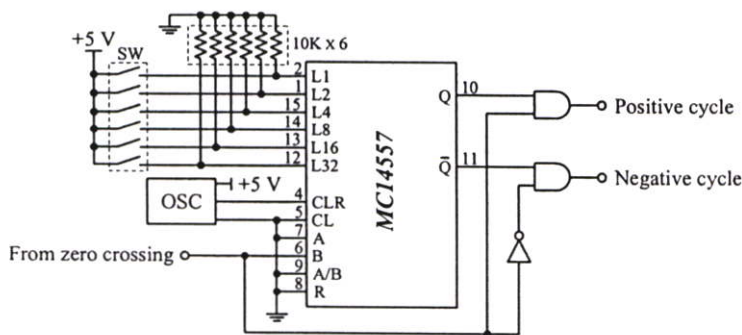
รูปที่ 4.17 สัญญาณจากวงจรเรียงกระแสที่ขึงตรงแบบเต็มคลื่น

4.3.7 การออกแบบวงจรประวิงเวลา

วงจรประวิงเวลา (Dead time) เป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมสัญญาณขับนำเกตของอุปกรณ์สวิตช์ในชุดบนและล่างในกิ่งเดียวกัน จากรูปที่ 4.1 เป็นวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยสัญญาณขับนำเกต Q_1 และ Q_2 จะต้องมีเวลาหน่วงกันเล็กน้อย หน้าที่ของวงจรประวิงเวลาจะป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน เพราะอาจทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งเดียวกันทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้โดยหลักการประวิงเวลาดังรูปที่ 4.18 จะเห็นได้ว่าสัญญาณขับนำเกต Q_1 และ Q_2 ต้องมีค่าเวลาหน่วงกันเล็กน้อย นั่นก็คือส่วน D สำหรับการเลือกใช้ค่าประวิงเวลาจะต้องขึ้นอยู่กับช่วงเวลาไต่ขึ้นและไต่ลงของอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์ด้วย

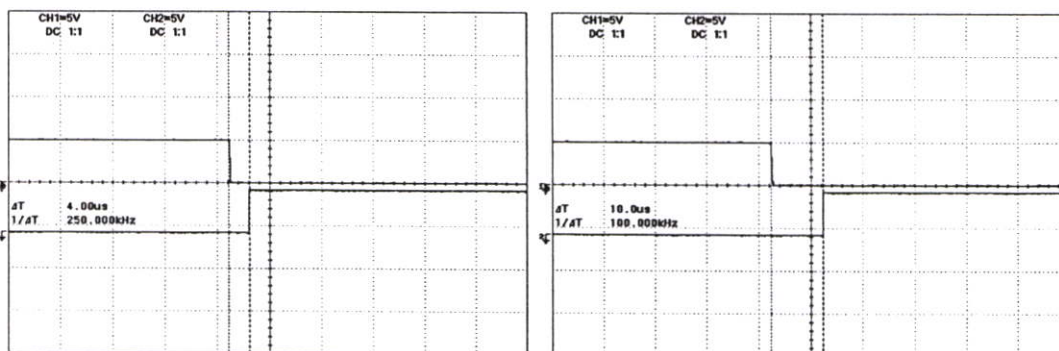


รูปที่ 4.18 สัญญาณขับนำเกตที่มีการประวิงเวลา



รูปที่ 4.19 วงจรประวิงเวลา

การทำงานของวงจรประวิงเวลาจากรูปที่ 4.19 จะอาศัยไอซีเบอร์ MC14557 ที่มีคุณสมบัติในการเลื่อนบิต โดยวงจรประวิงเวลาจะรับสัญญาณนาฬิกาจากวงจรสร้างสัญญาณภายนอกที่มีความถี่ 1 MHz ป้อนเข้าที่ขา 4 (CLR) ซึ่งช่วงของการประวิงเวลาจะสามารถกำหนดได้จากการกำหนดสภาวะสูงหรือต่ำของขาสัญญาณ L1 ถึง L32 เช่นในกรณีที่ป้อนไฟบวกเข้าที่ขาเหล่านั้น จะเป็นการเพิ่มค่าการหน่วงเวลาขึ้นทีละขั้น โดยแต่ละขั้นของเวลาที่ทำการเพิ่มขึ้นนั้นจะเท่ากับ 1, 2, 4, 8, 16 และ 32 ไมโครวินาทีตามลำดับ ยกตัวอย่างเช่นในกรณีที่ต้องการให้เกิดการประวิงเวลาที่ 10 ไมโครวินาที จะต้องทำการกำหนดสภาวะสูงที่ขาสัญญาณ 1 (L2) และขาสัญญาณ 14 (L8) ให้เป็นไฟบวก ($2+8 = 10$) ในงานวิจัยนี้เมื่อคำนึงถึงค่าการไต่ขึ้นและลงของอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์แล้วจะเห็นได้ว่าค่าที่เหมาะสมที่สุดในการประวิงเวลาเท่ากับ 4 ไมโครวินาที ดังนั้นจะต้องป้อนไฟบวกให้กับขาสัญญาณ 15 (L4) ส่วนขาสัญญาณที่เหลือ (L1, L2, L8, L16, L32) ต่อลงกราวด์รูปที่ 4.20(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณจากวงจรประวิงเวลาที่ 4 ไมโครวินาที และ 30 ไมโครวินาทีตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการประวิงเวลามีค่าที่ถูกต้องตามการออกแบบ

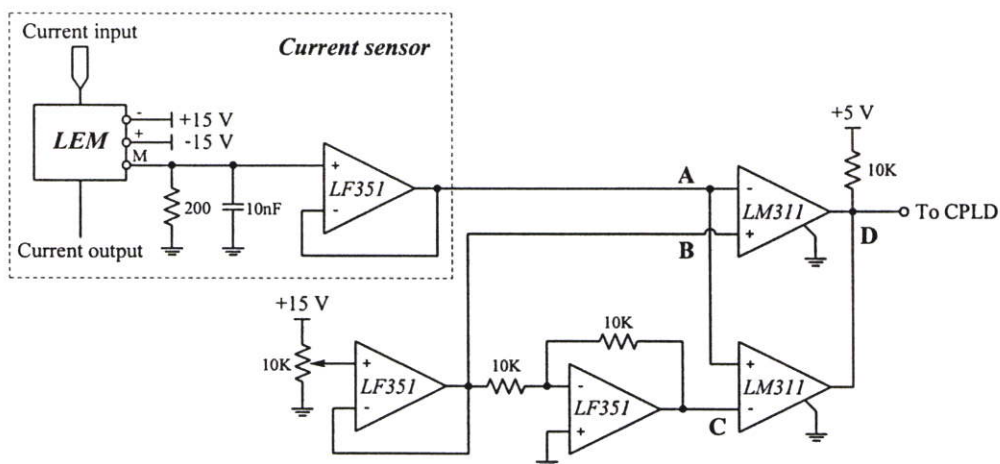
(ก) เวลาประวิง 4 μ s(ข) เวลาประวิง 10 μ s

รูปที่ 4.20 สัญญาณจากวงจรประวิงเวลา

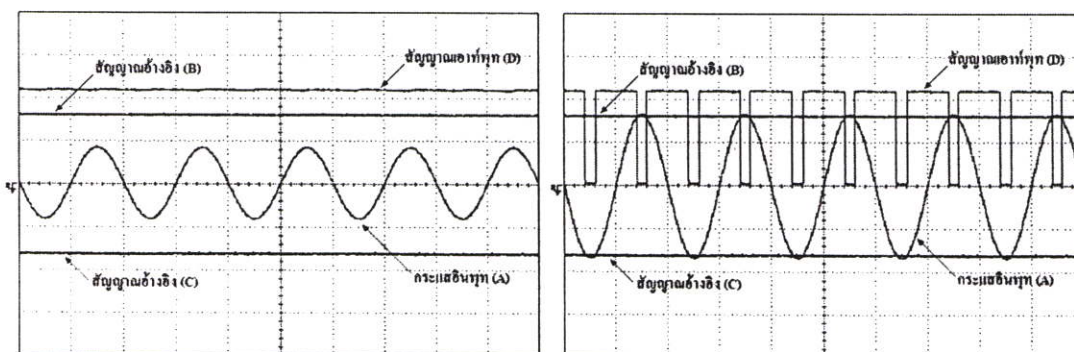
4.3.8 การออกแบบวงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรป้องกันกระแสเกิน (Over current) ทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายของอุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์ในขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงานผิดปกติหรืออยู่ในสภาวะที่กระแสเกินว่าที่กำหนดไว้ ในการออกแบบวงจรป้องกันกระแสเกินดังรูปที่ 4.21 จะใช้สัญญาณจากวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสซึ่งได้กล่าวรายละเอียดของวงจรในหัวข้อ 4.3.2 อัตราส่วนของกระแสอินพุตต่อแรงดันจากวงจรตรวจจับกระแสเท่ากับ 1 แอมแปร์ต่อ 0.1 โวลต์ ดังนั้นสัญญาณกระแสอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ขนาด 1 กิโลวัตต์มีค่าเท่ากับ 11.1 แอมแปร์ และได้สัดส่วนของแรงดันค่าขอดถึงขอด (Peak to peak) เท่ากับ 3.14 โวลต์ ซึ่งนำมากำหนดเป็นสัญญาณอ้างอิงที่จุด B และจุด C ในกรณีที่มีสัญญาณกระแสอินพุตที่จุด A มีค่าสูงหรือต่ำกว่าสัญญาณอ้างอิงที่กำหนดไว้ (3.14 Vp-p) สัญญาณ

เอาท์พุทของออปแอมป์ที่จุด **D** จะมีสถานะเป็นศูนย์ดังรูปที่ 4.22 แสดงการจำลองสถานะการทำงานของวงจรป้องกันกระแสเกิน รูปที่ 4.22(ก) แสดงการจำลองสถานะการทำงานของกรณีกระแสปกติ และรูปที่ 4.22(ข) แสดงการจำลองสถานะการทำงานของกรณีกระแสเกินพิกัด ซึ่งสัญญาณที่เกิดขึ้นนี้จะถูกส่งไปยัง CPLD เพื่อควบคุมสัญญาณขั้วนำถัดต่อไป



รูปที่ 4.21 วงจรป้องกันกระแสเกิน



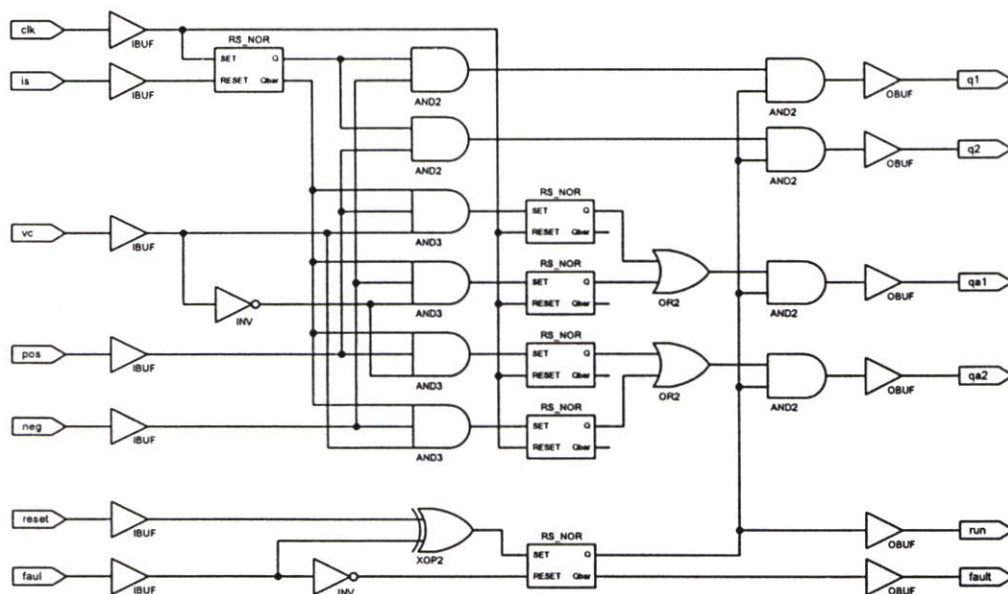
(ก) กรณีกระแสปกติ

(ข) กรณีกระแสเกินพิกัด

รูปที่ 4.22 จำลองการทำงานของวงจรป้องกันกระแสเกิน

4.3.9 การออกแบบวงจรควบคุมภายใน CPLD

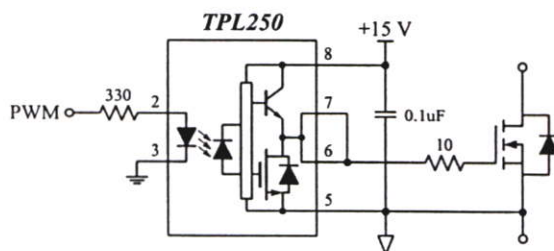
จากการออกแบบวงจรต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทที่กล่าวมาแล้ว ในส่วนของวงจรดิจิทัลที่เป็นวงจรลอจิกเกตได้ประยุกต์ใช้ไอซีตระกูล CPLD (Complex Programmable Logic Device) ในการประมวลผลก่อนส่งสัญญาณไปยังวงจรขั้วนำถัดไปสามารถแสดงรูปแบบการเขียนได้ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 วงจรควบคุมภายใน CPLD

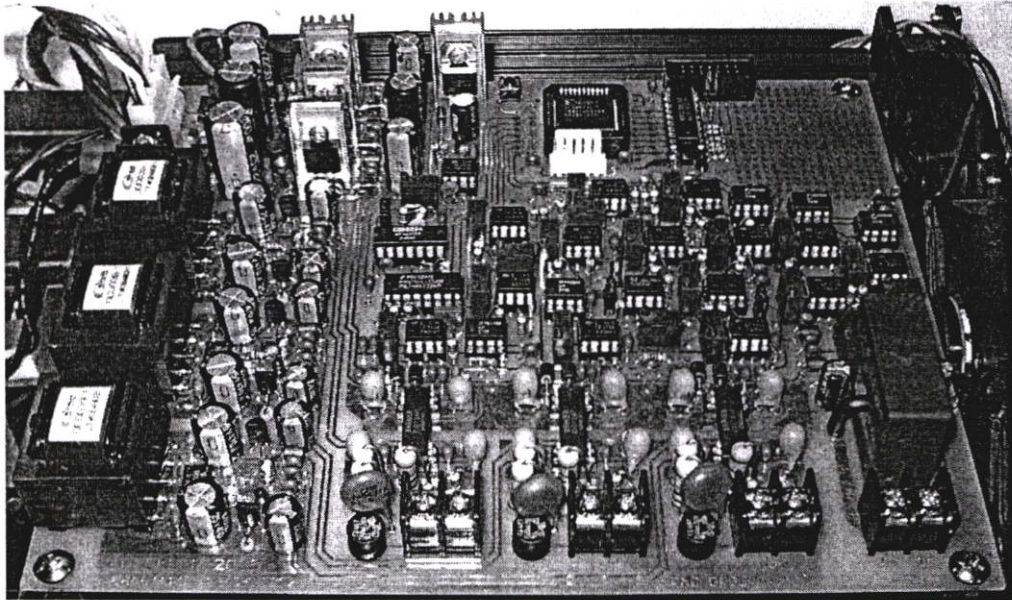
4.3.10 การออกแบบวงจรขั้วนำเกต

การควบคุมการทำงานของสวิทช์ที่นำมาใช้ในวงจรกำลังจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ที่ทำการแยก ระหว่างสัญญาณที่มาจากวงจรควบคุมการทำงานกับสัญญาณที่นำไปใช้ในการขั้วนำเกต ในการ แยกกันของสัญญาณนี้เพื่อต้องการแยกกราวด์ของวงจรป้องกันไม่ให้สวิทช์ตัวบนและตัวล่างในกึ่ง เดียวกันเกิดการลัดวงจรเนื่องจากใช้กราวด์ร่วมกัน และให้สวิทช์แต่ละตัวทำงานโดยอิสระต่อกัน ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ออปโต เบอร์ TPL250 เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการแยกกราวด์ ซึ่งมีลักษณะ การต่อใช้งานดังรูปที่ 4.24 วงจรขั้วนำเกตที่ใช้จะมีจำนวน 4 ชุด โดยสองชุดแรกใช้ควบคุมการ ทำงานของสวิทช์ส่วนที่เป็นคอนเวอร์เตอร์ และอีกสองชุดที่เหลือใช้ควบคุมการทำงานในส่วนของ สวิทช์สองทาง เมื่อมีสัญญาณจากวงจรควบคุมการทำงานมาที่ขาของออปโต (ขา PWM) ทำให้มี กระแสไหลผ่านไดโอดเปล่งแสงที่อยู่ภายในตัวออปโตเปล่งแสงไปยังวงจรขั้วนำเกตควบคุมการ ทำงานของสวิทช์ต่อไป



รูปที่ 4.24 วงจรขั้วนำเกต

จากการออกแบบส่วนต่างๆ ของวงจรควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตที่ใช้ในการทดลอง จากนั้นนำมาสร้างเครื่องต้นแบบของวงจรควบคุมได้ดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 วงจรควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

4.4 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงโครงสร้างรวมทั้งการออกแบบและสร้างวงจรต่างๆ ที่ใช้ในการวิจัยทั้งในส่วนของวงจรกำลังและในส่วนของวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยได้นำหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอไปแล้วทั้งหมดมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบ ซึ่งในส่วนของวงจรกำลังถือว่าเป็นส่วนที่มีโอกาสได้รับอันตรายมากที่สุดเพราะเป็นส่วนที่ต้องรองรับกำลังค่อนข้างสูง ถ้าการทำงานเกิดผิดพลาดอาจจะเป็นอันตรายต่อคอนเวอร์เตอร์และผู้ที่ทำการทดลองได้ ส่วนวงจรควบคุมการทำงานในการออกแบบสัญญาณควบคุมต่างๆ ต้องมุ่งเน้นความถูกต้องและแม่นยำของสัญญาณ รวมไปถึงการป้องกันสัญญาณรบกวนที่มีเข้ามารบกวนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่จะทำให้คอนเวอร์เตอร์มีการทำงานที่ผิดพลาดได้ ในส่วนของการออกแบบวงจรป้องกันก็มีความจำเป็นอย่างมากเนื่องจากการลดอัตราเสี่ยงจากการทำงานผิดพลาดของคอนเวอร์เตอร์ตลอดจนผู้ทดลองเอง ทำให้คอนเวอร์เตอร์มีความปลอดภัยและน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้น ในการออกแบบและสร้างวงจรแต่ละประเภทได้มีการแสดงและอธิบายอย่างละเอียด และนำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัยนี้

บทที่ 5

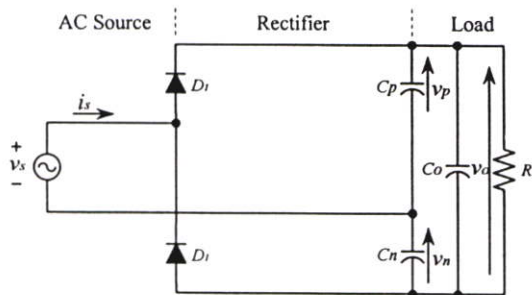
การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้เป็นการนำเครื่องต้นแบบของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นมาทำการทดสอบด้วยเงื่อนไขการทำงานต่างๆ เช่น เมื่อต่อกับโหลดที่เป็นความต้านทานเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รวมทั้งการหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินคุณภาพของคอนเวอร์เตอร์ การทดสอบเมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดให้กับคอนเวอร์เตอร์ การทดสอบเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง การทดสอบเมื่อคาปาซิเตอร์เอาต์พุตมีค่าไม่เท่ากัน และการทดสอบเมื่อนำคอนเวอร์เตอร์ต่อร่วมกับอินเวอร์เตอร์สามเฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ

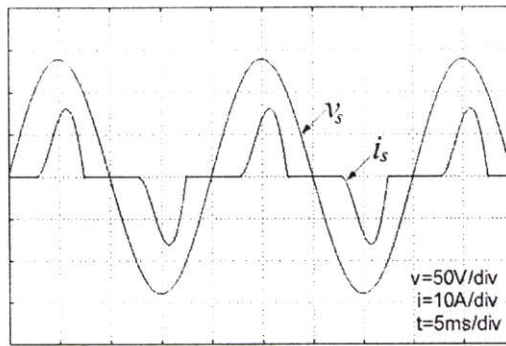
5.1 การทดลองเมื่อต่อโหลดความต้านทาน

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตเปรียบเทียบกับวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตและวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาคุณลักษณะและพฤติกรรมการทำงานของวงจรทั้งก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต พร้อมทั้งหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ เช่น ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF) ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุต ($\%THD_i$) และสเปกตรารายมอริกของกระแสทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

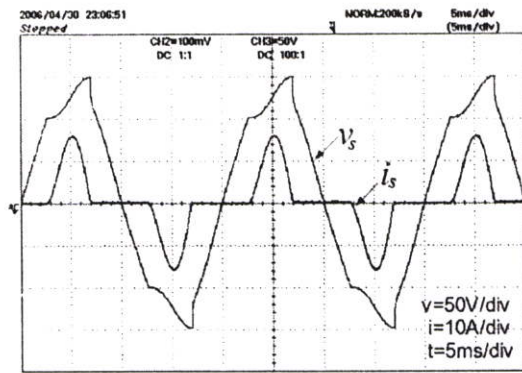
5.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์



รูปที่ 5.1 การทดลองวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์

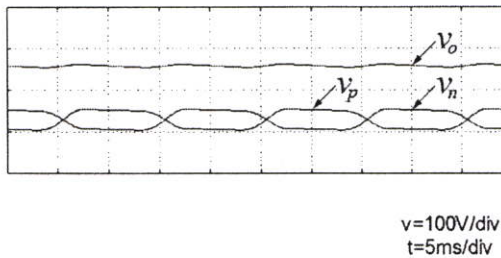


(ก) การจำลอง

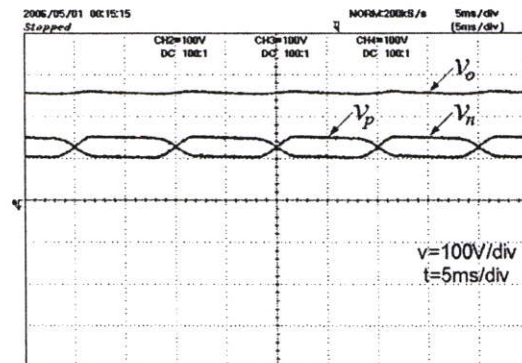


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.2 แรงดันและกระแสด้านอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์
เมื่อต่อ โหลดความต้านทาน

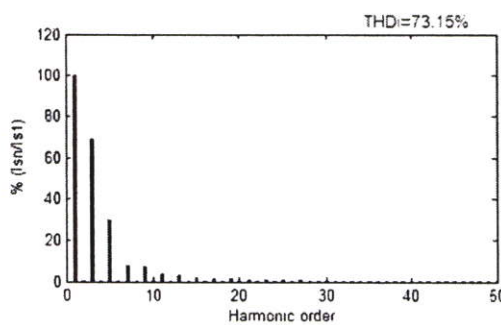


(ก) การจำลอง

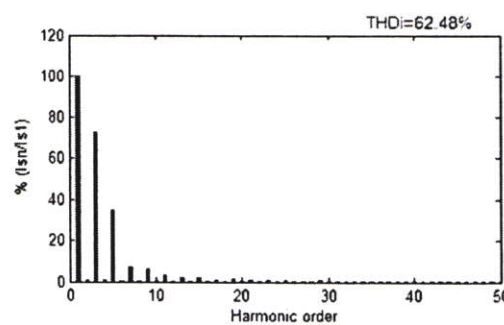


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.3 แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์

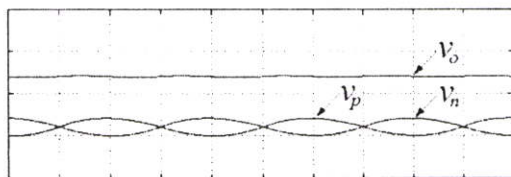


(ก) การจำลอง

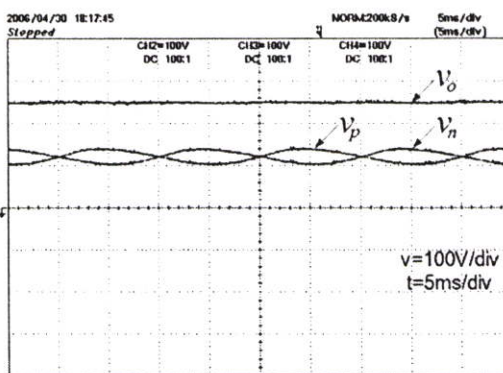


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.4 สเปกตรารฮาร์โมนิกกระแสอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์

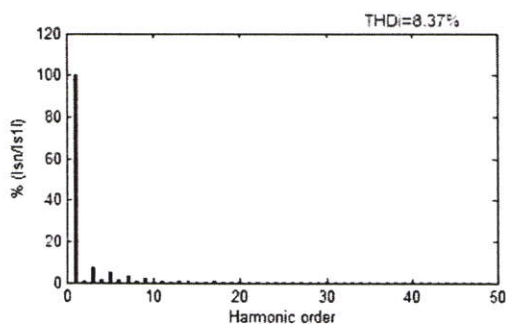


(ก) การจำลอง

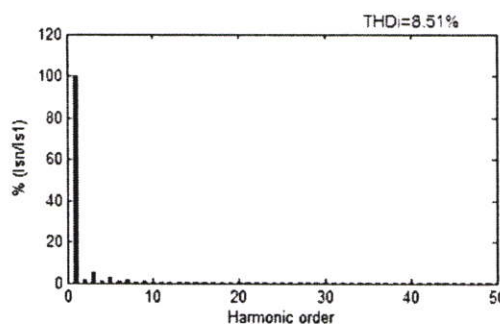


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.8 แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน



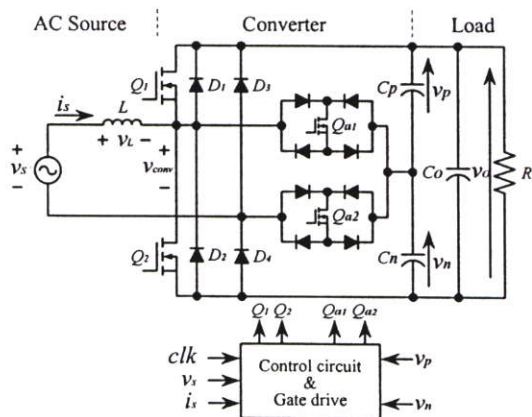
(ก) การจำลอง



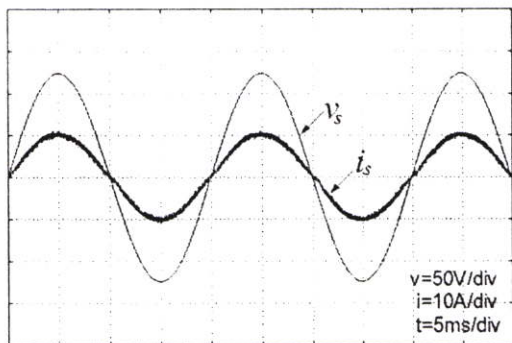
(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.9 สเปกตร้าฮาร์โมนิกกระแสอินพุตก่อนการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน

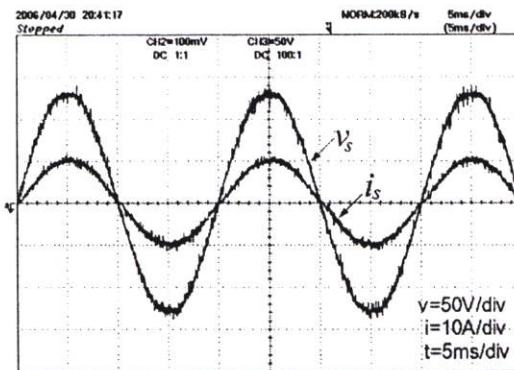
5.1.3 หลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต



รูปที่ 5.10 การทดลองหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน

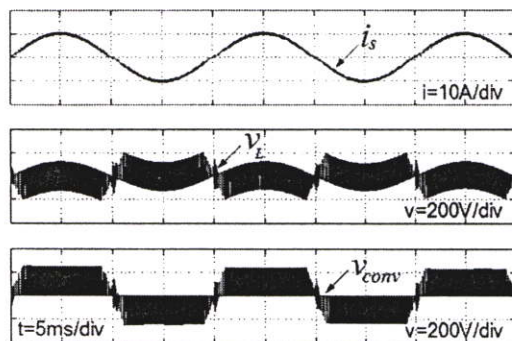


(ก) การจำลอง

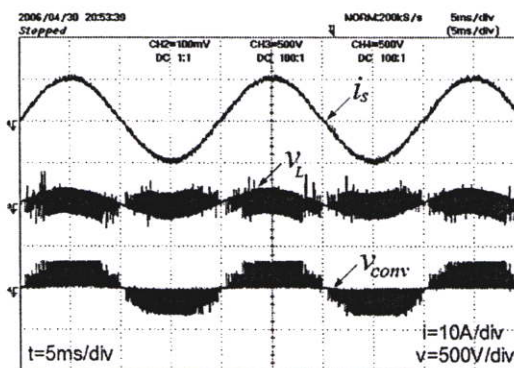


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.11 แรงดันและกระแสค่านอินพุทหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน

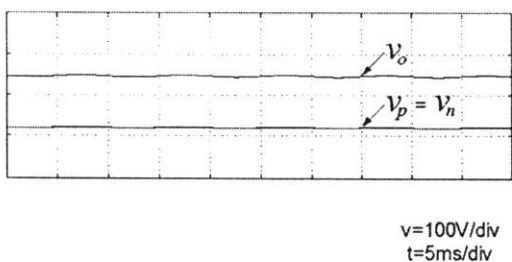


(ก) การจำลอง

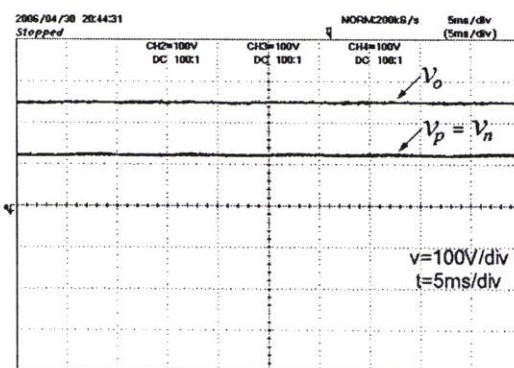


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.12 แรงดันและกระแสคอนเวอร์เตอร์หลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน

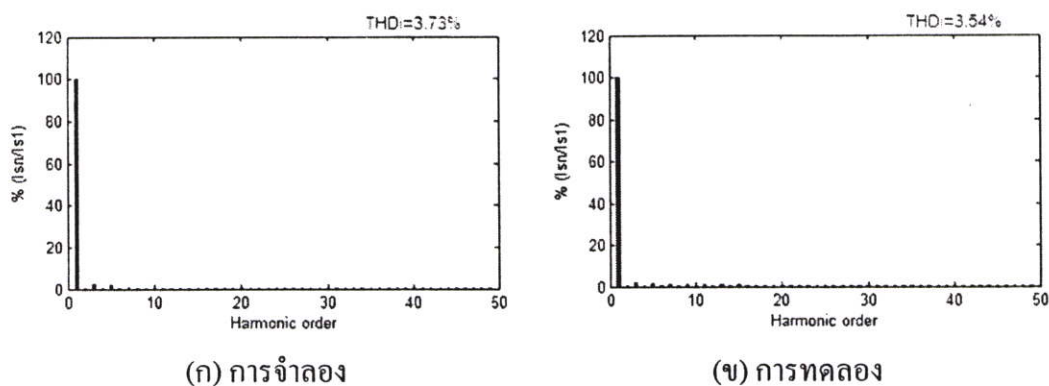


(ก) การจำลอง



(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.13 แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน



รูปที่ 5.14 สเปกตร้าฮาร์โมนิกกระแสอินพุทหลังการปรับปรุงเมื่อต่อโหลดความต้านทาน

รูปที่ 5.2(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_r และกระแสอินพุท i_r จากการจำลองและการทดลองของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณแรงดัน v_r จากการทดลองในรูปที่ 5.2(ข) มีลักษณะผิดเพี้ยนเนื่องจากผลกระทบของค่าความเหนี่ยวนำภายในแหล่งจ่าย v_r รูปที่ 5.6 (ก) และ (ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_r และกระแสอินพุท i_r จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงและรูปที่ 5.11(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_r และกระแสอินพุท i_r จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 465 วัตต์ จะเห็นว่าก่อนปรับปรุงสัญญาณกระแสอินพุท i_r มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ และหลังปรับปรุงสัญญาณกระแสอินพุท i_r มีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์มากขึ้น และจากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแส i_r และแรงดัน v_r มีเฟสที่ตรงกัน ซึ่งผลการจำลองและผลการทดลองมีลักษณะใกล้เคียงกัน

รูปที่ 5.7(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณกระแสอินพุท i_r , แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L , และแรงดันตกคร่อมคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงและรูปที่ 5.12(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณกระแสอินพุท i_r , แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L , และแรงดันตกคร่อมคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 465 วัตต์ จะเห็นว่าแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L , และแรงดันตกคร่อมคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} จะมีลักษณะแตกต่างกันตามหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ ซึ่งผลการจำลองและผลการทดลองมีลักษณะใกล้เคียงกัน

รูปที่ 5.3(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_o , v_p และ v_n จากการจำลองและการทดลองของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ รูปที่ 5.8(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_o , v_p และ v_n จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงและรูปที่ 5.13(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_o , v_p และ v_n จากการจำลองและการทดลองของ

วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 465 วัตต์ จะเห็นว่าวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์และคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง มีการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p และ C_n ส่วนคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p และ C_n จะมีลักษณะสมดุลกันไม่เกิดการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่าย ซึ่งผลการจำลองและผลการทดลองมีลักษณะใกล้เคียงกัน

รูปที่ 5.4(ก) และ (ข) แสดงสเปกตรารายมือนิกของกระแสอินพุต i_s จากการจำลองและการทดลองของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ รูปที่ 5.9(ก) และ (ข) แสดงสเปกตรารายมือนิกของกระแสอินพุต i_s จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง และรูปที่ 5.14(ก) และ (ข) แสดงสเปกตรารายมือนิกของกระแสอินพุต i_s จากการจำลองและการทดลองของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตเมื่อต่อโหลดความต้านทานขนาด 465 วัตต์ จะเห็นว่าจากผลการจำลองและผลการทดลองให้ผลใกล้เคียงกัน โดยสามารถลดค่าองค์ประกอบการผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตลงได้

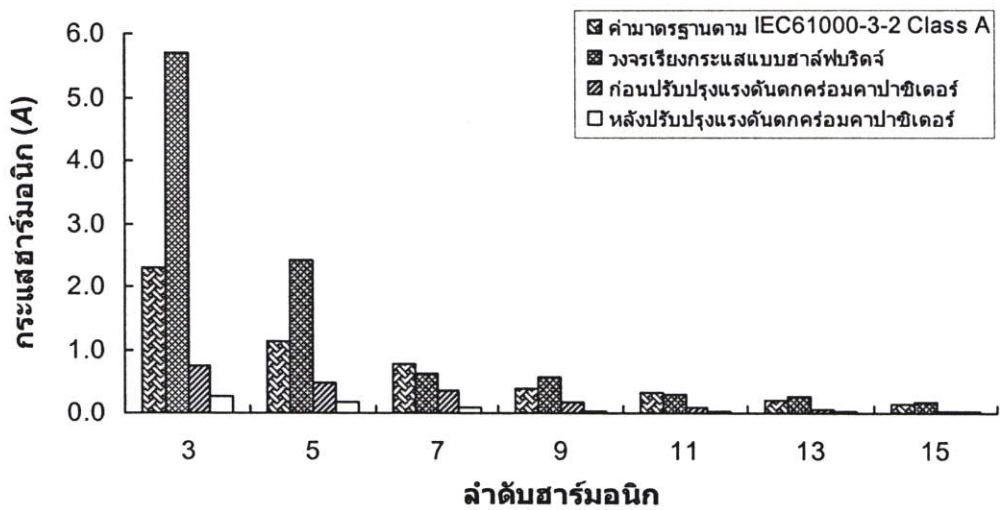
ตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคี่และตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A ซึ่งจะเห็นว่าวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคี่เกินกว่ามาตรฐาน และวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกจะมีค่าต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนดไว้ดังรูปที่ 5.15 และ 5.16

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคี่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A

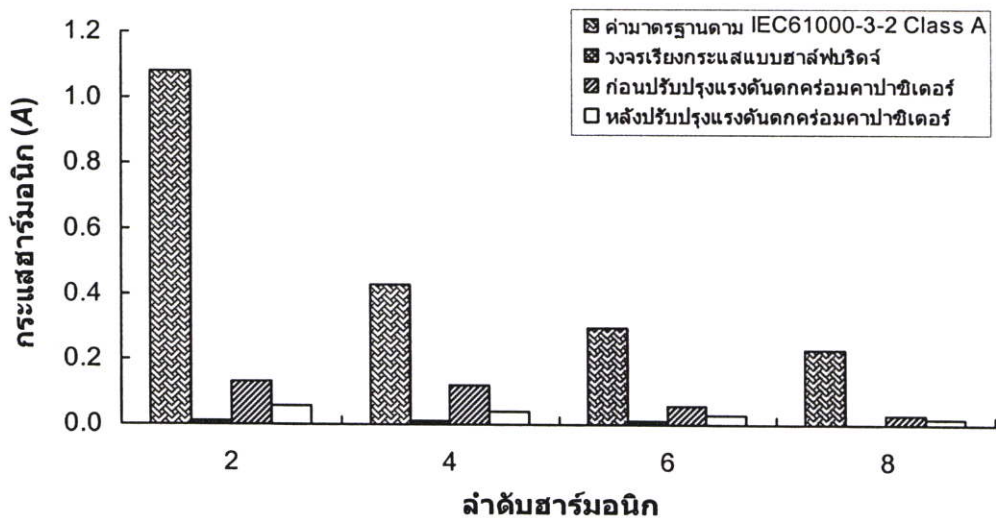
ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ามาตรฐาน (แอมแปร์)	วงจรเรียงกระแส แบบฮาล์ฟบริดจ์ (แอมแปร์)	คอนเวอร์เตอร์ ก่อนปรับปรุง (แอมแปร์)	คอนเวอร์เตอร์ หลังปรับปรุง (แอมแปร์)
3	2.30	5.70	0.75	0.26
5	1.14	2.43	0.47	0.17
7	0.77	0.64	0.37	0.09
9	0.40	0.58	0.18	0.04
11	0.33	0.29	0.09	0.04
13	0.21	0.26	0.06	0.03
$15 \leq n \leq 39$	0.15 (15/n)	0.17	0.04	0.03

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A

ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ามาตรฐาน (แอมแปร์)	วงจรรีขิงกระแส แบบฮาล์ฟบริดจ์ (แอมแปร์)	คอนเวอร์เตอร์ ก่อนปรับปรุง (แอมแปร์)	คอนเวอร์เตอร์ หลังปรับปรุง (แอมแปร์)
2	1.08	0.01	0.13	0.06
4	0.43	0.01	0.12	0.04
6	0.30	0.01	0.06	0.03
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 (8/n)$	0.00	0.03	0.02



รูปที่ 5.15 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคี่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A



รูปที่ 5.16 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A

5.1.4 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน

ในการทดลองนี้เป็นการทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ระหว่างวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์, วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท และวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท เมื่อต่อโหลดความต้านทาน ซึ่งแสดงผลการทดสอบได้ดังตารางที่ 5.3– 5.5

ตารางที่ 5.3 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
94	1.97	71.7	0.68	120	250	90	75%
95	3.64	66.9	0.72	250	250	220	88%
96	5.24	64.2	0.73	370	250	345	93%
97	6.82	62.5	0.74	500	250	465	93%
99	8.39	61.2	0.74	620	250	590	95%
100	9.90	59.1	0.75	750	250	720	96%
102	11.5	58.4	0.75	880	250	850	97%

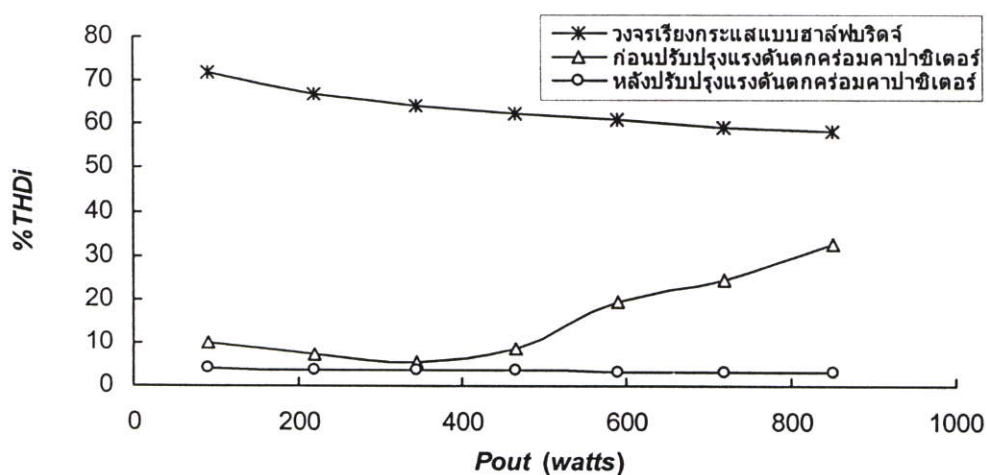
ตารางที่ 5.4 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
90	1.55	9.8	0.99	130	250	90	69%
90	3.01	7.2	0.99	280	250	220	79%
90	4.76	5.3	0.99	420	250	345	82%
90	6.12	8.5	0.98	550	250	465	85%
90	7.58	19.5	0.98	680	250	590	87%
90	8.80	24.2	0.97	820	250	720	88%
90	9.90	32.4	0.94	950	250	850	89%

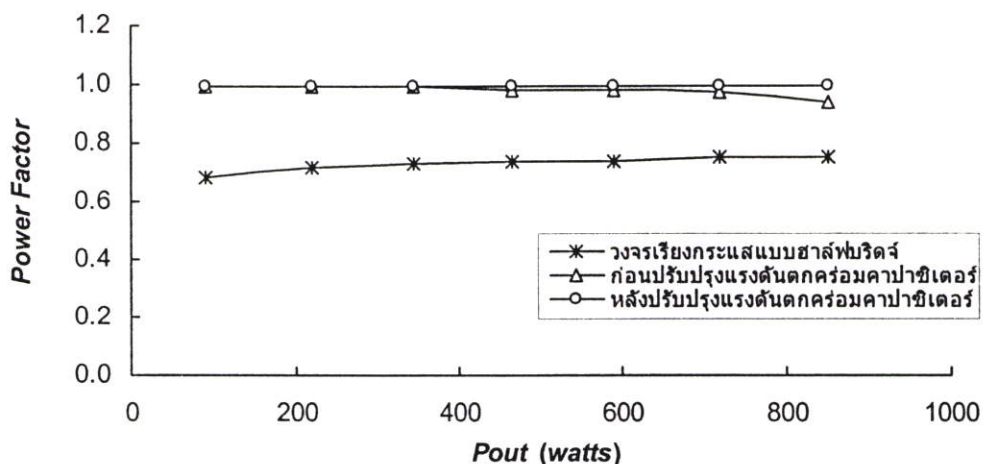
ตารางที่ 5.5 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ ตกร่วมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
90	1.57	4.0	0.99	140	250	90	64%
90	3.55	3.8	0.99	310	250	220	71%
90	5.10	3.6	0.99	450	250	345	77%
90	6.52	3.5	0.99	570	250	465	82%
90	7.62	3.3	0.99	700	250	590	84%
90	9.40	3.3	0.99	840	250	720	86%
90	10.90	3.3	0.99	980	250	850	87%

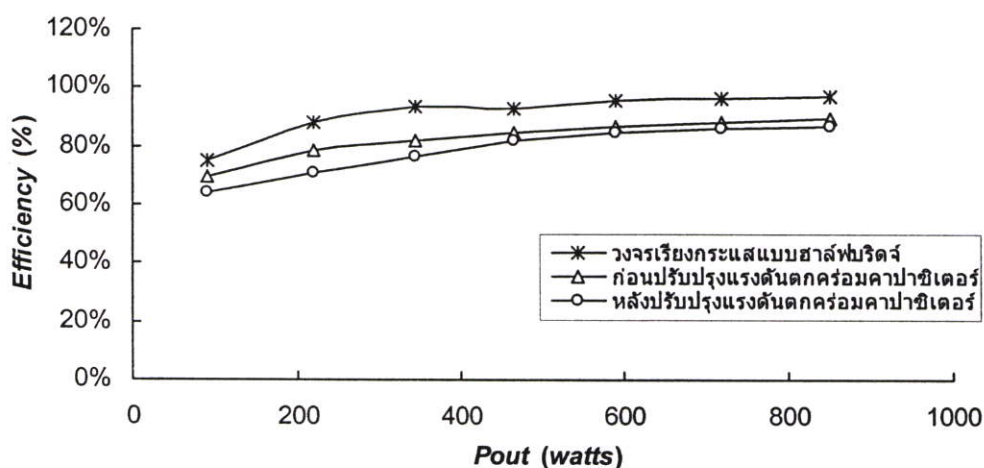
จากตารางที่ 5.3, 5.4 และ 5.5 แสดงการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสแบบ ฮาล์ฟบริดจ์, วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกร่วมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทตามลำดับ โดยนำผลที่ได้มาเขียนกราฟเพื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่างคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังรูปที่ 5.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุท (% THD_i) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาท์พุท (P_{out}), รูปที่ 5.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุท (PF) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาท์พุท (P_{out}) และรูปที่ 5.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ (% η) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาท์พุท (P_{out})



รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง % THD_i กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดความต้านทาน



รูปที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดความต้านทาน



รูปที่ 5.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดความต้านทาน

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุท (%THD_i) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุท (P_{out}) ดังรูปที่ 5.17 วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุทอยู่ที่ 58.4 – 71.7% ซึ่งเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุทเพิ่มขึ้นค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุทจะมีค่าลดลง และค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุทเพิ่มขึ้นเนื่องจากการผิดเพี้ยนของกระแสมีค่าเพิ่มขึ้น และค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุทของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์จะมีค่าค่อนข้างคงที่ประมาณ 3.5%

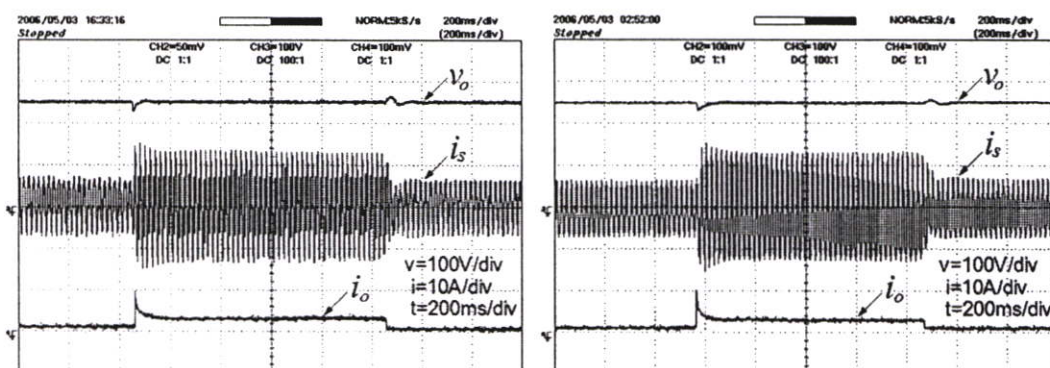
จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุท (PF) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุท (P_{out}) ดังรูปที่ 5.18 จะเห็นว่าเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุทเพิ่มขึ้นค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์ก่อนการปรับปรุงจะมีค่าลดลง และค่าตัวประกอบ

กำลังทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์หลังการปรับปรุงจะมีค่าคงที่ ซึ่งมีค่าสูงกว่าวงจรรีจกระแสบางฮาล์ฟบริดจ์

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ (%) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุท (P_{out}) ดังรูปที่ 5.19 จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์หลังการปรับปรุงจะมีค่าประสิทธิภาพต่ำลงเล็กน้อย เนื่องจากการทำงานของสวิทช์ที่เพิ่มเข้าไป

5.1.5 การทดสอบผลตอบสนองเมื่อเพิ่มและลดโหลดให้กับคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 5.20 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท v_o กระแสอินพุท i_s และกระแสเอาต์พุท i_o เมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดจาก 345 วัตต์เป็น 720 วัตต์ให้กับวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งก่อนและหลังปรับปรุงคุณสมบัติของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุท โดยคอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุทให้มีค่าคงที่ 250 V ได้ แสดงให้เห็นถึงความสามารถของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไว้



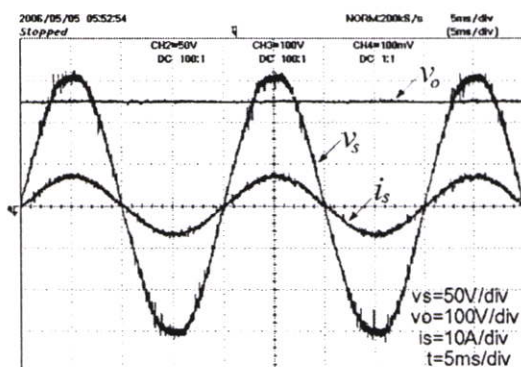
(ก) ก่อนปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ (ข) หลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์

รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดจาก 345 วัตต์เป็น 720 วัตต์

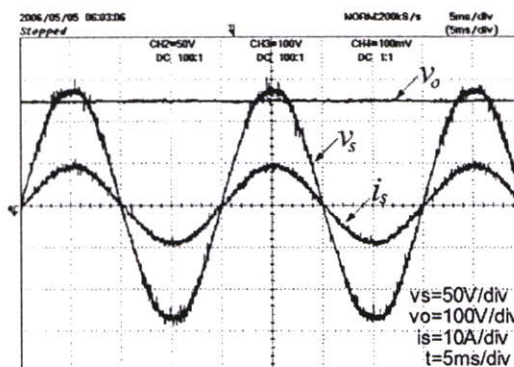
5.1.6 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสลับอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง

ในการทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงคุณสมบัติของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทที่สร้างขึ้นเมื่อระดับแรงดันอินพุทมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$ เพื่อทดสอบสมรรถนะของคอนเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบที่แรงดันอินพุท 90 V_{rms} และกำหนดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท 250 V รูปที่ 5.21(ก) แสดงผลการทดลองเมื่อกำลังเอาต์พุทเท่ากับ 465 วัตต์ที่แรงดันอินพุทเพิ่มขึ้นเป็น 108 V_{rms} (+20%), รูปที่ 5.21(ข) แสดงผลการทดลองเมื่อกำลังเอาต์พุทเท่ากับ 465 วัตต์ที่แรงดันอินพุทเพิ่มขึ้นเป็น 99 V_{rms} (+10%), รูปที่ 5.21(ค) แสดงผลการทดลองเมื่อกำลังเอาต์พุทเท่ากับ 465 วัตต์ที่แรงดันอินพุทลดลงเป็น 81 V_{rms} (-10%) และรูปที่ 5.21(ง) แสดงผลการทดลองเมื่อกำลังเอาต์พุทเท่ากับ 465 วัตต์

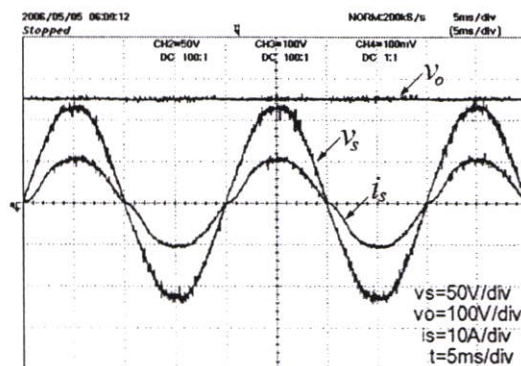
ที่แรงดันอินพุตลดลงเป็น $72 V_{rms}$ (-20%) ซึ่งจากผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้น ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตให้คงที่ที่ $250 V$ ได้



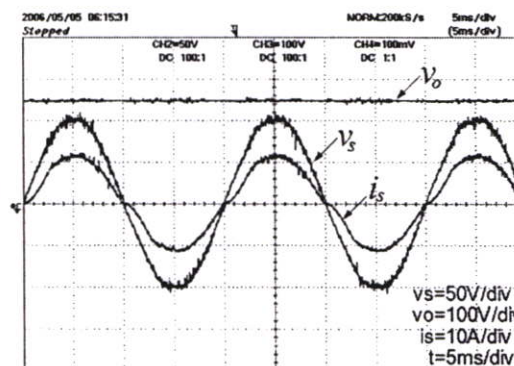
(ก) แรงดันอินพุตเท่ากับ $108 V_{rms}$



(ข) แรงดันอินพุตเท่ากับ $99 V_{rms}$



(ค) แรงดันอินพุตเท่ากับ $81 V_{rms}$



(ง) แรงดันอินพุตเท่ากับ $72 V_{rms}$

รูปที่ 5.21 สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$

จากการทดสอบการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$ แสดงผลการทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะโหลดต่างๆ ได้ ดังตารางที่ 5.6 – 5.9 และนำผลการทดสอบมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุต (%THD) กับกำลังไฟฟ้านด้านเอาต์พุต (P_{out}), กราฟแสดงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF) กับกำลังไฟฟ้านด้านเอาต์พุต (P_{out}) และกราฟแสดงค่าประสิทธิภาพ (% η) กับกำลังไฟฟ้านด้านเอาต์พุต (P_{out}) ของคอนเวอร์เตอร์ได้ดังรูปที่ 5.22, 5.23 และ 5.24 ตามลำดับ

ตารางที่ 5.6 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่
 ตกรวมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท 72 V_{rms}

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
72	2.24	3.3	0.99	160	250	90	56%
72	4.52	3.1	0.99	330	250	220	67%
72	6.68	3.1	0.98	470	250	345	73%
72	9.36	4.3	0.95	630	250	465	74%

ตารางที่ 5.7 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่
 ตกรวมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท 81 V_{rms}

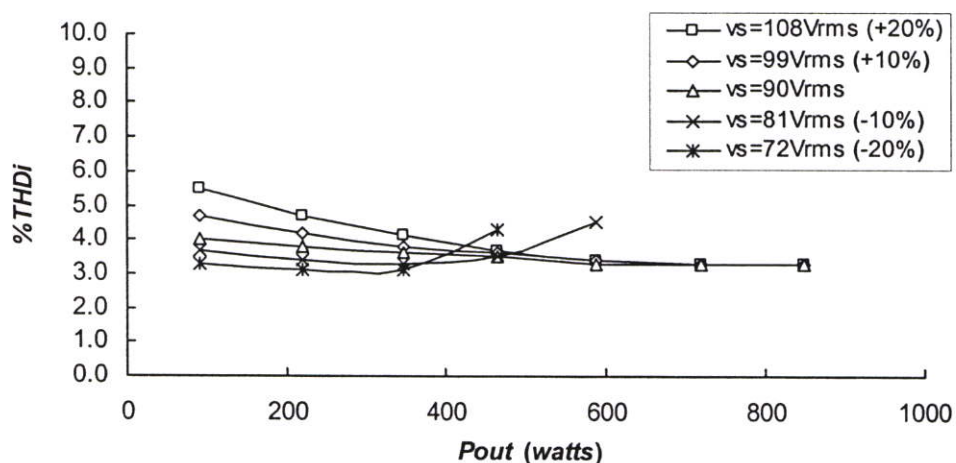
v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
81	1.75	3.7	0.99	150	250	90	60%
81	3.96	3.4	0.99	320	250	220	69%
81	5.72	3.3	0.99	460	250	345	75%
81	7.68	3.5	0.98	610	250	465	76%
81	9.90	4.5	0.96	770	250	590	77%

ตารางที่ 5.8 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่
 ตกรวมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท 99 V_{rms}

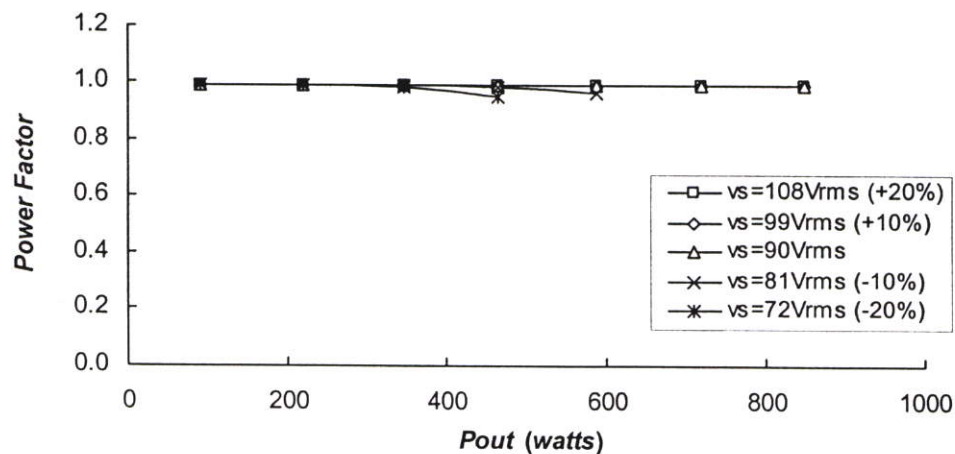
v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
99	1.35	4.7	0.99	130	250	90	69%
99	3.21	4.2	0.99	290	250	220	76%
99	4.52	3.8	0.99	430	250	345	80%
99	5.62	3.6	0.99	550	250	465	85%
99	7.21	3.4	0.99	690	250	590	86%
99	8.49	3.3	0.99	830	250	720	87%
99	10.02	3.3	0.99	980	250	850	90%

ตารางที่ 5.9 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่
 ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุต 108 V_{rms}

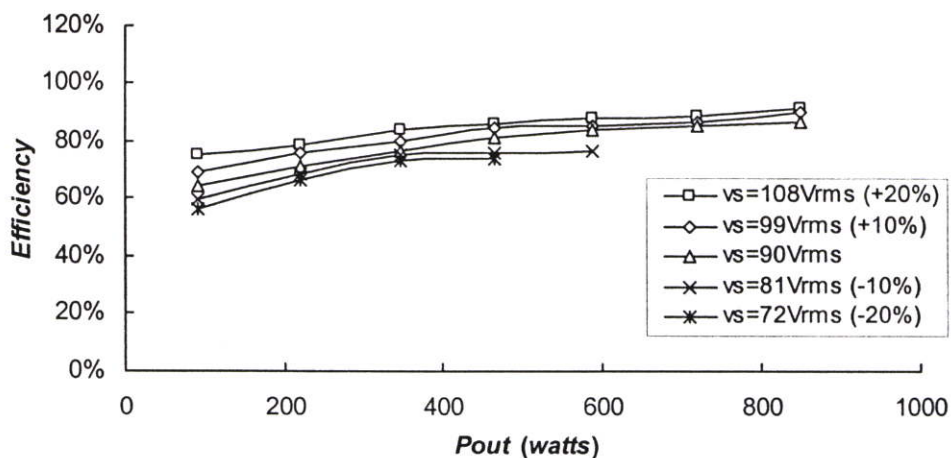
v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$
108	1.22	5.5	0.99	120	250	90	75%
108	2.65	4.7	0.99	280	250	220	79%
108	3.86	4.1	0.99	410	250	345	84%
108	5.14	3.7	0.99	540	250	465	86%
108	6.31	3.4	0.99	670	250	590	88%
108	7.68	3.3	0.99	820	250	720	89%
108	8.72	3.3	0.99	930	250	850	91%



รูปที่ 5.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\%THD_i$ กับ P_{out} เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$



รูปที่ 5.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$



รูปที่ 5.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out} เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$

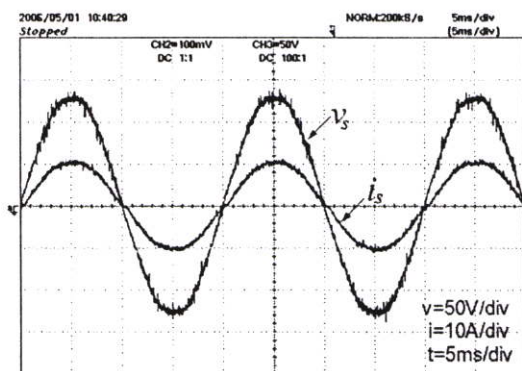
จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุต (%THD_i) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (P_{out}) เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$ ดังรูปที่ 5.22 จะเห็นว่าเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุตที่ระดับแรงดันอินพุต 108, 99 และ 90 V_{rms} จะมีค่าลดลง และค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุตที่ระดับแรงดันอินพุต 81 และ 72 V_{rms} จะมีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากกระแสอินพุตมีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์เมื่อต้องคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้น

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (P_{out}) เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$ ดังรูปที่ 5.23 จะเห็นว่าเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตที่ระดับแรงดันอินพุต 108, 99 และ 90 V_{rms} จะมีค่าคงที่ และค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตที่ระดับแรงดันอินพุต 81 และ 72 V_{rms} จะมีค่าลดลงเนื่องจากลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสด้านอินพุตเมื่อคอนเวอร์เตอร์ต้องจ่ายกำลังที่สูงขึ้น

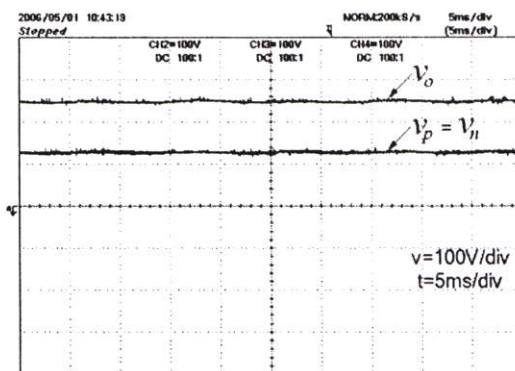
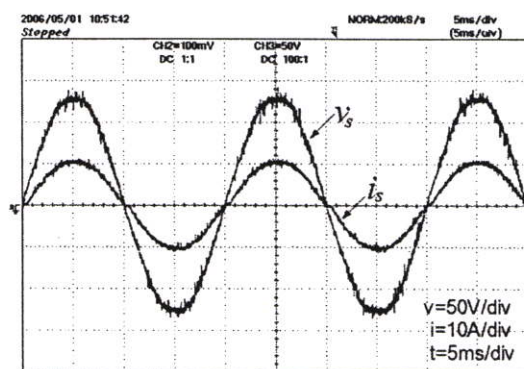
จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ (% η) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (P_{out}) เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$ ดังรูปที่ 5.24 จะเห็นว่าเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย

5.1.7 การทดสอบเมื่อคาปาซิเตอร์เอาต์พุตมีค่าไม่เท่ากัน

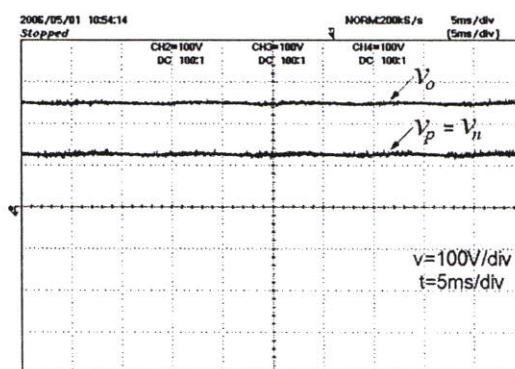
ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตที่สร้างขึ้น เมื่อคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุตมีค่าไม่เท่ากันเมื่อต่อโหลดความต้านทาน เพื่อทดสอบสมรรถนะในการรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุต



(ก) สัญญาณแรงดันและกระแสอินพุท

(ข) สัญญาณแรงดัน v_o , v_p และ v_n รูปที่ 5.25 สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ $C_p = 2,270 \mu\text{F}$, $C_n = 470 \mu\text{F}$ 

(ก) สัญญาณแรงดันและกระแสอินพุท

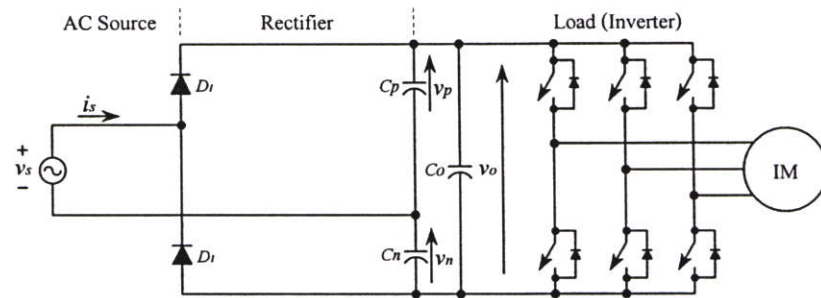
(ข) สัญญาณแรงดัน v_o , v_p และ v_n รูปที่ 5.26 สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ $C_p = 470 \mu\text{F}$, $C_n = 2,270 \mu\text{F}$

จากผลการทดลองในรูปที่ 5.25 เมื่อขนาดคาปาซิเตอร์ $C_p = 2,270 \mu\text{F}$ ขนาดคาปาซิเตอร์ $C_n = 470 \mu\text{F}$ และผลการทดลองในรูปที่ 5.26 เมื่อขนาดคาปาซิเตอร์ $C_n = 470 \mu\text{F}$ ขนาดคาปาซิเตอร์ $C_p = 2,270 \mu\text{F}$ จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นสามารถรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทได้โดยไม่เกิดการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่ายแม้จะอยู่ในสถานะที่คาปาซิเตอร์เอาต์พุทมีค่าไม่เท่ากัน

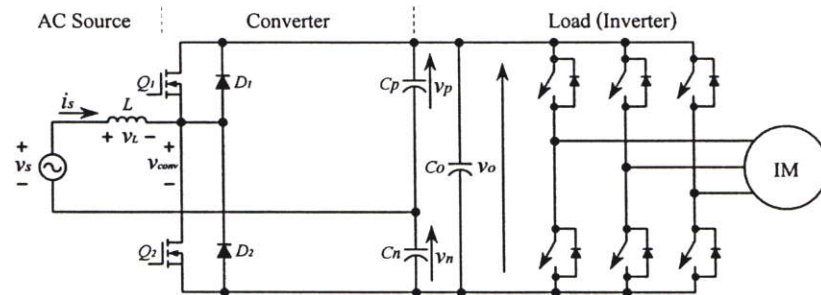
จากผลการทดลองของวงจรสวิตช์โหมดยาต์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทเมื่อต่อโหลดความต้านทาน จะเห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นจะมีประสิทธิภาพอยู่ที่ 87 เปอร์เซ็นต์เมื่อจ่ายกำลังด้านเอาต์พุทเท่ากับ 850 วัตต์ ดังนั้นจึงได้นำคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นทั้งก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทไปทดสอบการทำงานเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสขนาด $\frac{1}{2}$ แรงม้าในการทดลองที่ 5.2 ต่อไป

5.2 การทดลองเมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

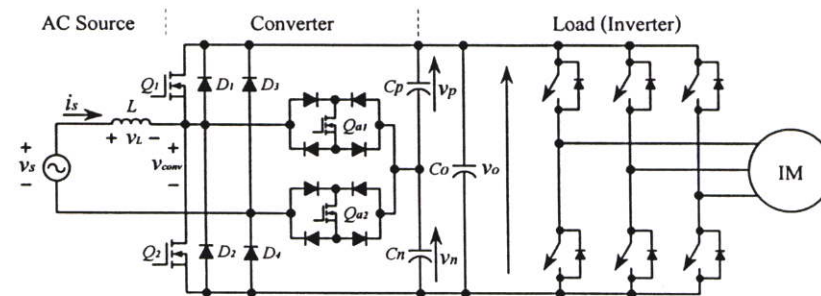
ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช่วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ และวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสขนาด $\frac{1}{2}$ HP, 2.0/1.15 A, 220/380 V, 50 Hz, 1410 RPM, 4 POLE ดังรูปที่ 5.27, 5.28 และ 5.29 แสดงวงจรการทดสอบเมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ



รูปที่ 5.27 วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์



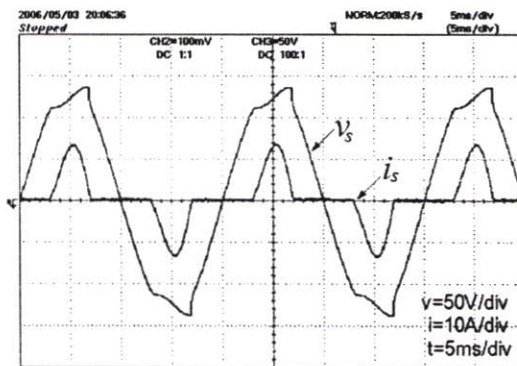
รูปที่ 5.28 วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์



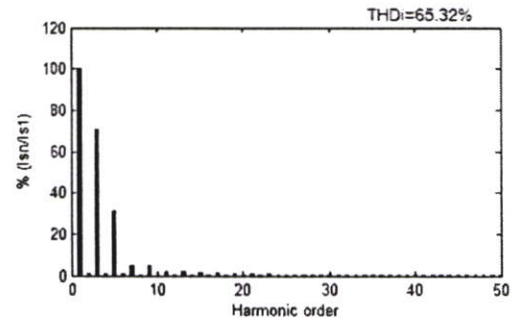
รูปที่ 5.29 วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

5.2.1 การเปรียบเทียบลักษณะทางด้านอินพุทเมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 5.30, 5.31 และ 5.32 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณแรงดันอินพุท v_s , สัญญาณกระแสอินพุท i_s และสเปกตรามอร์นิกของกระแสอินพุท ของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์ และวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทเมื่อต่อ โหลดอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด $\frac{1}{2}$ แรงม้า จากผลการทดลองจะเห็นว่าในกรณีที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์กระแสอินพุทจะมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์ และในกรณีที่เป็นวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์สัญญาณกระแสอินพุทจะมีลักษณะผิดเพี้ยนเล็กน้อยเนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จ่ายโหลดไม่สูงมากนัก ส่วนวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ สัญญาณกระแสอินพุทมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทของระบบมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง และค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุท (THD) มีค่าลดลงซึ่งสามารถพิจารณาได้จากสเปกตรามอร์นิกของกระแสอินพุท

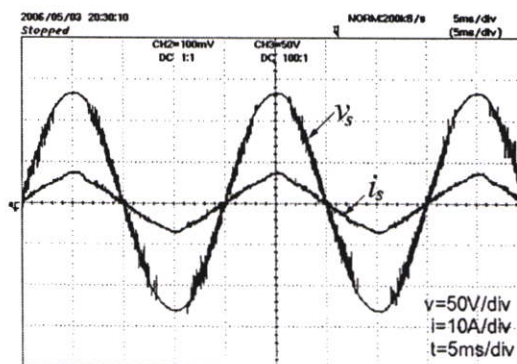


(ก) ลักษณะทางด้านอินพุท

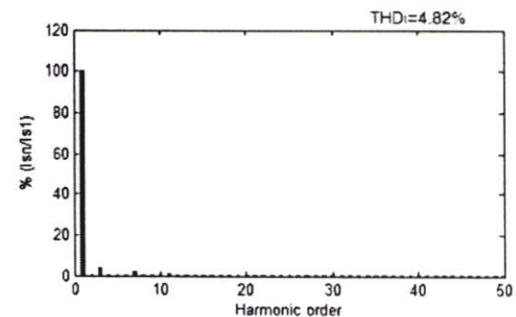


(ข) สเปกตรามอร์นิกของกระแสอินพุท

รูปที่ 5.30 ผลการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์

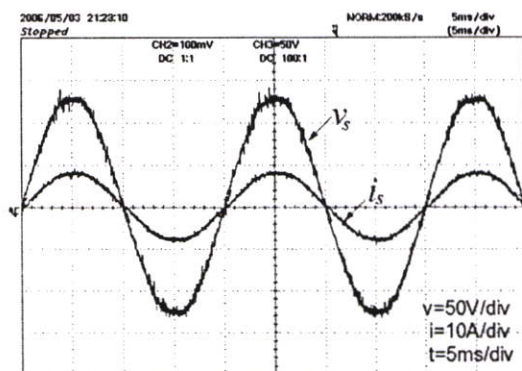


(ก) ลักษณะทางด้านอินพุท

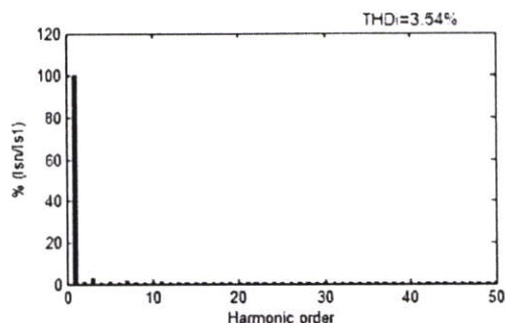


(ข) สเปกตรามอร์นิกของกระแสอินพุท

รูปที่ 5.31 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์



(ก) ลักษณะทางค่านอินพุท



(ข) สเปคตรามอร์นิกของกระแสอินพุท

รูปที่ 5.32 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์

5.2.2 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

ในการทดลองนี้เป็นการทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ระหว่างวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์, วงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุท และวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาท์พุทเมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาด ½ แรงม้า โดยการเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์จำนวน 8 ระดับ ซึ่งแสดงผลการทดสอบได้ดังตารางที่ 5.10, 5.11 และ 5.12

ตารางที่ 5.10 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$	$P_{in,motor}$ (วัตต์)
92	1.12	78.9	0.61	100	250	70	70%	60
93	1.47	76.1	0.64	120	250	90	75%	80
93	1.89	73.2	0.66	150	250	120	80%	100
94	2.31	71.2	0.68	190	250	150	79%	120
95	2.81	69.8	0.7	230	250	190	83%	150
95	3.22	68.3	0.71	270	250	230	85%	180
96	3.69	67.2	0.72	330	250	290	88%	210
96	4.15	66.1	0.73	370	250	340	92%	250
97	4.83	64.7	0.74	420	250	390	93%	310

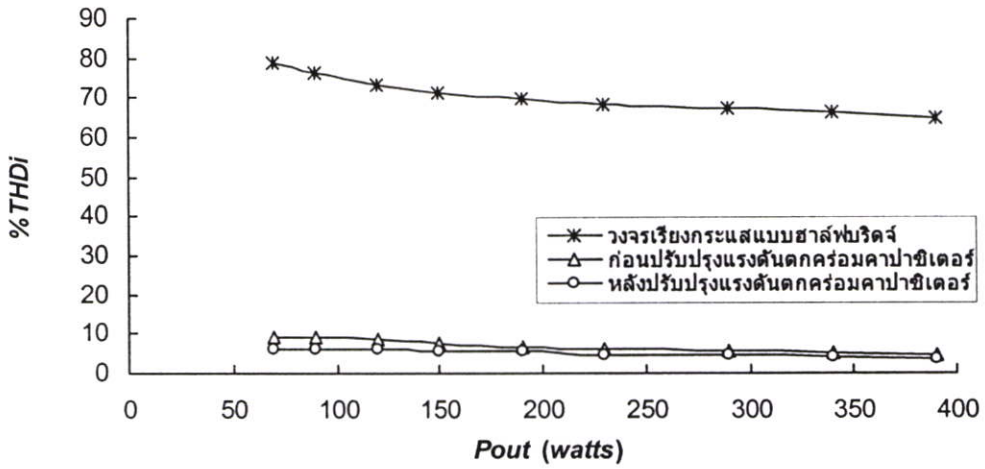
ตารางที่ 5.11 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่
ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$	$P_{in,motor}$ (วัตต์)
90	1.22	9.3	0.99	110	250	70	64%	60
90	1.48	9	0.99	130	250	90	69%	80
90	1.84	8.6	0.99	170	250	120	71%	100
90	2.20	7.5	0.99	200	250	150	75%	120
90	2.78	6.8	0.99	250	250	190	76%	150
90	3.20	6.2	0.99	290	250	230	79%	180
90	4.10	5.6	0.99	360	250	290	81%	210
90	4.62	5.2	0.98	420	250	340	81%	250
90	5.18	4.8	0.98	470	250	390	83%	310

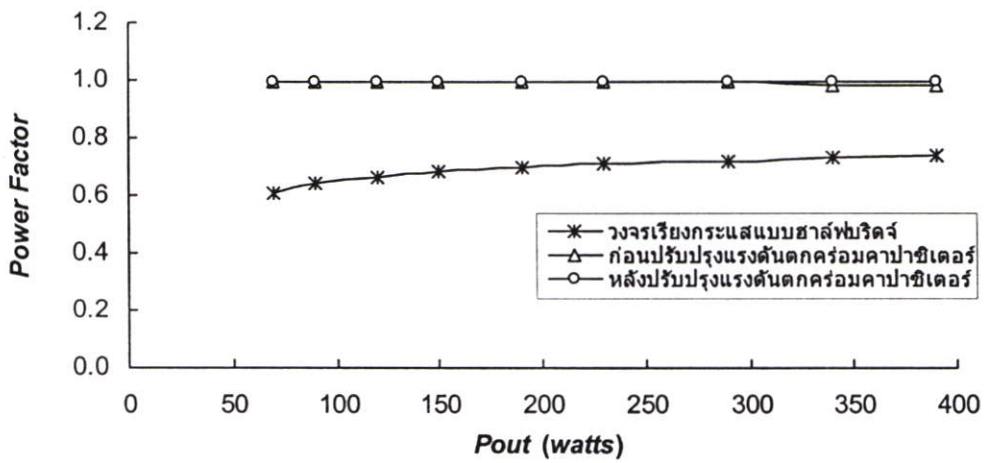
ตารางที่ 5.12 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์หลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดัน
ที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

v_s (โวลต์)	i_s (แอมแปร์)	THD_i (%)	PF	P_{in} (วัตต์)	V_o (โวลต์)	P_{out} (วัตต์)	$\% \eta$	$P_{in,motor}$ (วัตต์)
90	1.35	6.3	0.99	120	250	70	58%	60
90	1.55	6.3	0.99	140	250	90	64%	80
90	2.01	6.1	0.99	180	250	120	67%	100
90	2.34	5.8	0.99	210	250	150	71%	120
90	2.88	5.6	0.99	260	250	190	73%	150
90	3.54	4.7	0.99	320	250	230	72%	180
90	4.18	4.4	0.99	380	250	290	76%	210
90	4.85	4.0	0.99	440	250	340	77%	250
90	5.53	3.5	0.99	500	250	390	78%	310

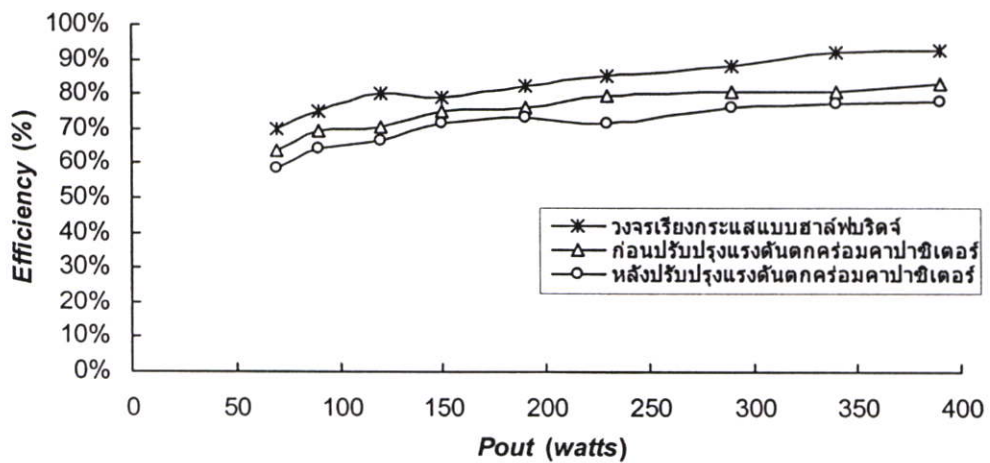
จากตารางที่ 5.10, 5.11 และ 5.12 นำผลการทดสอบมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์
ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุท, ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุท, และ
ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตดังรูปที่ 5.33, 5.34 และ 5.35 ตามลำดับ



รูปที่ 5.33 ความสัมพันธ์ระหว่าง %THDi กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.34 ความสัมพันธ์ระหว่าง PF กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.35 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out} เมื่อต่อโหลดอินเวอร์เตอร์

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุท (%THD) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุท (P_{out}) ดังรูปที่ 5.33 จะเห็นว่าค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 64.7 – 78.9% ซึ่งมีค่าสูงกว่าวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทซึ่งมีค่าใกล้เคียงกันที่ประมาณ 3.5 – 9.3% เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไม่สูงมากนักทำให้ไม่เห็นความแตกต่างของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุท (PF) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุท (P_{out}) ดังรูปที่ 5.34 จะเห็นว่าค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทมีค่าใกล้เคียงกัน และค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีค่าต่ำกว่าซึ่งมีค่าอยู่ที่ประมาณ 0.61 – 0.74 เท่านั้น

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ (% η) กับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุท (P_{out}) ดังรูปที่ 5.35 จะเห็นว่าเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุทมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี

5.3 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทดลองต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วยการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ภายใต้โหลดความต้านทานเพื่อเปรียบเทียบและประเมินสมรรถนะของวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์, วงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า พร้อมทั้งมีการทดสอบผลตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดอย่างฉับพลัน และการทดสอบเมื่อระดับแรงดันอินพุทที่จ่ายให้กับคอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลง $\pm 20\%$ โดยคอนเวอร์เตอร์ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุทให้มีค่าคงที่ได้ รวมทั้งการทดสอบสมรรถนะของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทเมื่อขนาดคาปาซิเตอร์เอาต์พุทมีค่าไม่เท่ากัน โดยคอนเวอร์เตอร์ยังคงรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ไว้ได้ ก่อนจะนำคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นไปเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อประเมินคุณภาพของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุทเปรียบเทียบกับกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุทและวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟบริดจ์โดยใช้โคโอด

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากการทดสอบการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิคอลแอมปลิง เครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นเพื่อแก้ปัญหาความไม่สมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตเนื่องจากการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ เป็นผลทำให้สัญญาณกระแสด้านอินพุตผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ และสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้มีการวิเคราะห์และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB จากการทดสอบสมรรถนะของคอนเวอร์เตอร์ด้วยโหลดความต้านทานพบว่า เมื่อเพิ่มโหลดมากขึ้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งหมายความว่าสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตมีลักษณะผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์มากขึ้น และจากการทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์พบว่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยเนื่องจากการทำงานของสวิทช์สองทางที่เพิ่มเข้าไปเพื่อใช้ในการรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุต จากการทดลองพบว่าระบบควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไว้ทำให้คอนเวอร์เตอร์ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้แม้ว่าจะมีการเพิ่มหรือลด โหลดและเมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงก็ตาม และจากการทดลองพบว่าคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นยังคงรักษาความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุตได้โดยไม่มีการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่ายแม้ว่าคาปาซิเตอร์ที่ต่อด้านเอาต์พุตมีค่าไม่เท่ากัน จากนั้นได้นำคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแทนวงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอด โดยสามารถลดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตลงได้ และลักษณะของกระแสจะมีเฟสตรงกับแรงดันทำให้ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง

6.1 สรุปผลการวิจัย

จากผลการทดลองวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการต่อสวิทช์สองทางจำนวนสองตัวระหว่างแหล่งจ่ายและคาปาซิเตอร์เอาต์พุตสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

6.1.1 สามารถปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุตได้ โดยไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ แม้ว่าวงจรสวิทช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะอยู่ในสภาวะการทำงานที่คาปาซิเตอร์ที่ต่อทางด้านเอาต์พุตมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งอาจเกิดจากการเสื่อมสภาพของคาปาซิเตอร์เอาต์พุต

6.1.2 สามารถปรับปรุงและแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง และสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุทโดยทำให้สัญญาณกระแสด้านอินพุท i_s ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกันกับแรงดัน v_s

6.1.3 สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุทให้มีค่าคงที่ได้ ทั้งในกรณีที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุทมีการเปลี่ยนแปลงที่ $\pm 20\%$ และในขณะที่เพิ่มหรือลดโหลดให้กับวงจรสวิตซ์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

6.1.4 วงจรสวิตซ์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาท์พุทได้เป็นสองเท่าของค่าสูงสุดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งสามารถนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสได้

6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

6.2.1 เนื่องจากวงจรสวิตซ์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกคอลแซมปลิงถึงควบคุมการทำงานของสวิตซ์ทำให้ความถี่ในการสวิตซ์ไม่คงที่ส่งผลทำให้เกิดการกระจายของกลุ่มฮาร์มอนิกจากการสวิตซ์ซึ่ง ดังนั้นจึงควรมีการพัฒนาโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสที่ทำให้ความถี่ในการทำงานสวิตซ์มีค่าคงที่ เพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ของอุปกรณ์ที่มีค่ามากเกินไป

6.2.2 ในการสร้างวงจรควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ส่วนมากยังเป็นแบบอนาลอกอยู่ จึงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่ายเพราะว่าวงจรแบบอนาลอกมีความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวนสูง ทำให้เกิดข้อผิดพลาดจากการทำงานและส่งผลเสียหายต่อคอนเวอร์เตอร์ได้ ดังนั้นในการพัฒนาต่อไปควรมีการออกแบบโดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือ Digital Signal Processing (DSP) ซึ่งจะช่วยลดปัญหาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นได้ และส่งผลทำให้งานวิจัยมีความแม่นยำสูงขึ้นไปด้วย

6.2.3 การออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของวงจรสวิตซ์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังไม่ครอบคลุมถึงการทำงานในโหมดคั่นพลังงาน ซึ่งสามารถที่จะพัฒนาเทคนิคการควบคุมในโหมดคั่นพลังงานหรือการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Rashid M.H. **Power Electronics Handbook**. California : Academic press. 2001.
- [2] Boys J.T., Green A.W. “Current-forced single-phase reversible rectifier” **Proceedings of the IEE Electrical Power Application.**, Vol. 136, No. 5 September 1989. pp. 205-211.
- [3] Kiyotake H., Okada H., Ishizaka K., Itoh R. “Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifier Minimizing the Imbalance of Capacitor Voltages” **IPEC-Tokyo**. 2000. pp. 862-867
- [4] Oishi H., Okada H., Ishizak K., Itoh R. “Single-phase switch-mode rectifier employing voltage-reversal circuit switching with a fixed frequency” **Proceedings of the IEE Electrical Power Application.**, Vol. 142, No. 2, March 1995. pp. 154-160.
- [5] Mohan N., Undeland T.M., Robins W.P. **Power Electronics Converters, Applications, and Design**. 2nd. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [6] กำพล สิริจินทร์พงศ์. “1 เฟส เอช-ทู-ดีซี สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [7] ชาญฤทธิ์ ชาราสันติสุข. “การวิเคราะห์และออกแบบแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบเฟสเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [8] วัชรินทร์ เคารพ. **เรียนรู้และเข้าใจ CPLD XC95108**. กรุงเทพฯ : บริษัท อีทีที จำกัด. 2546.
- [9] Roberto M., Prasad N.E., “A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction” **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 11, No. 2, March 1996. pp. 311-317.
- [10] Prasad N.E., Ashek R. “A New Single-phase to Three-phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost ac Motor Drives” **IEEE Transaction on Industry Applications.**, Vol. 29, No. 4, July/August 1993. pp. 806-813.

- [11] วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์. **ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอะนาลอก**. กรุงเทพฯ : บริษัท ว. เพ็ชรสกุล จำกัด. 2545.
- [12] ฤทธิรงค์ ตำแหน่งจีน, วิฑูร มลิวัลย์. **ออปแอมป์และดีเอ็นเอไอซี**. นนทบุรี : เจริญรุ่งเรือง การพิมพ์.
- [13] Kuo B.C., Golnaraghi M.F. **Automatic Control Systems**. 8th. New York : John Wiley & Sons, Inc. 2003.
- [14] Dorf R.C., Bishop R.H. **Modern Control Systems**. 7th. New York : Addison-wesley Publishing Company. 1995.
- [15] Rashid M.H. **Power Electronics Circuit, Devices, and Application**. 3rd. New Jersey : Pearson Education, Inc. 2004.
- [16] Bose B.K. **Modern Power Electronics and AC Devices**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 2002.
- [17] วีรเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์. **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**. กรุงเทพฯ : หุ่นส่วนจำกัด วิ. เจ. พรินต์ติ้ง. 2547.
- [18] ราชา อารีหะหมัด, วิจิตร กิณเรศ. “การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส.” **วิศวกรรมลาดกระบัง**. ปีที่ 20, ฉบับที่ 4, ธันวาคม 2546. หน้า 65-70.
- [19] มนต์ สัจวรศิลป์, วรรณ ภัทรอมรกุล. **คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์**. พิมพ์ครั้งที่ 2. นนทบุรี : สำนักพิมพ์ อินโฟเพรส. 2543.

ภาคผนวก ก

Complex Programmable Logic Device

Complex Programmable Logic Device (CPLD)

CPLD เป็นอุปกรณ์ที่ได้มีการออกแบบวงจรโครงสร้างภายในเป็นวงจรลอจิกพื้นฐานต่างๆ เช่น แอนด์เกต, นอร์เกต ต่อกันอยู่เป็นกลุ่มมีทั้งวงจรคอมบิเนชัน (Combination) และซีควีลเชียล (Sequential) อีกทั้งยังมีความยืดหยุ่นในการออกแบบวงจรสูง คือสามารถกำหนดโครงสร้างการทำงานภายในไอซี CPLD ได้อย่างอิสระ โดยไอซี CPLD นี้จะเป็นไอซีประเภทเดียวกันกับไอซี FPGA (Field Programmable Gate Array) จะต่างกันตรงที่ไอซี CPLD เมื่อทำการโปรแกรมแล้ว ข้อมูลจะไม่สูญหายแม้จะไม่มีไฟเลี้ยงจ่ายให้ตัวไอซีก็ตาม ส่วน FPGA ข้อมูลที่โปรแกรมจะสูญหายเมื่อหยุดจ่ายไฟเลี้ยงให้กับตัวไอซี แต่ไอซีประเภทนี้จะมีวงจรโครงสร้างและฟังก์ชันการทำงานที่ซับซ้อนกว่า ซึ่งโดยทั่วไปไอซีประเภท FPGA จะถูกใช้เป็นตัวแบบในการสร้างหรือทดลองออกแบบไอซีต่างๆ ซึ่งผู้ออกแบบสามารถทำได้เองโดยไม่ต้องไปพึ่งโรงงาน อีกทั้งการตรวจสอบหรือการจำลองการทำงานยังทำได้ง่ายและยังมีเครื่องมือที่ช่วยในการพัฒนางานทางด้านนี้อีกมากมาย เนื่องจากไอซีประเภท CPLD สามารถเก็บข้อมูลไว้ได้ตลอดแม้ไม่มีไฟเลี้ยงจ่ายให้ อีกทั้งราคายังถูกกว่าอุปกรณ์จำพวก FPGA ดังนั้นจึงเหมาะสำหรับนำมาใช้หรือผลิตชิ้นงานที่ไม่มีความซับซ้อนมากนักเนื่องจากมีข้อกำหนดในเรื่องจำนวนเกตและโครงสร้างภายใน โดยจำนวนเกตและความซับซ้อนของโครงสร้างน้อยกว่าไอซีประเภท FPGA ทำให้การออกแบบวงจรรวมที่มีความซับซ้อนมากๆ ซึ่งต้องใช้เกตภายในจำนวนมากนั้น ไอซี CPLD อาจไม่สามารถทำได้

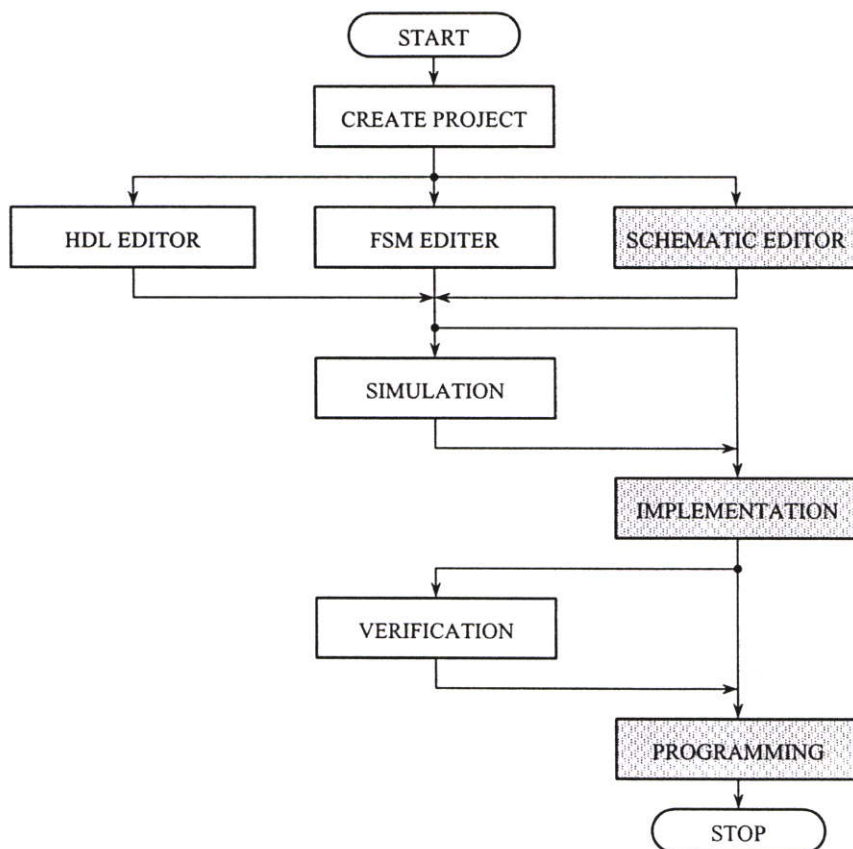
XC9500 Product Family

	9536	9572	95108	95144	95216	95288
Macrocells	36	72	108	144	216	288
Usable Gates	800	1600	2400	3200	4800	6400
t _{pd} (ns)	5	7.5	7.5	7.5	10	10
Registers	36	72	108	144	216	288
Max I/O	34	72	108	133	166	192
Packages	VQ44 PC44	PC44 PC84 TQ100 PQ100	PC84 TQ100 PQ100 PQ160	PQ100 PQ160	PQ160 HQ208 BG352	HQ208 BG352

 XILINX

รูปที่ ก1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของ CPLD เบอร์ต่างๆ

ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ไอซี CPLD XC9536-7C ของบริษัท Xilinx ซึ่งมีความจุของเกตภายใน 800 เกตและมีขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต 34 ขา ดังแสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติของ CPLD เบอร์ดต่างๆ ดังรูปที่ ก1 โดยการออกแบบชิ้นงานด้วยการวาดวงจรเชื่อมต่ออุปกรณ์ (Schematic Editor) ก่อนทำการแปลงไฟล์และโปรแกรมลงสู่อไอซีด้วยโปรแกรม Webpack 7.1i ซึ่งสามารถสรุปขั้นตอนต่างๆ ในการสร้างชิ้นงานดังโฟลว์ชาร์ตในรูปที่ ก2



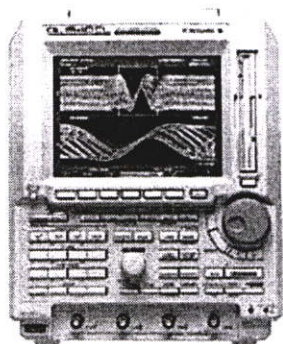
รูปที่ ก2 โฟลว์ชาร์ตการสร้างชิ้นงาน

คุณสมบัติของ CPLD XC9536-7C

- สัญญาณเอาต์พุตหน่วงเวลา 7 ns
- รับความถี่ของสัญญาณ (F_{CNT}) สูงสุด 100 MHz
- มีจำนวนเกตใช้งาน 800 เกต
- มีพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตใช้งานจำนวน 34 พอร์ต
- เขียน/ลบ โปรแกรมได้ 10,000 ครั้ง
- จ่ายกระแสและแรงดันด้านเอาต์พุต 24 mA 3.3 V
- รับสัญญาณแรงดันอินพุต 3.3 V หรือ 5 V

ภาคผนวก ข

เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย



ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGA)

รุ่น DL1540 /DL (4 Channel)

รายละเอียด 150 MHz Analog Bandwidth

200 MS/s on two channel

8 bit vertical resolution

DC to 30 MHz, 850V

(DC+AC peak)2% DC accuracy,

Internal low pass filter



ผลิตภัณฑ์ Power Quality Analyzer (FLUKE)

รุ่น FLUKE 43B

รายละเอียด 5 to 600 Vrms. 1.00 to 1000 Arms

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

8 bit vertical resolution

Indicates fundamental to 13th harmonics

Measures crest factor, PF, DPF, K-factor

%THDi, %THD-R



ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)


รุ่น 973 A

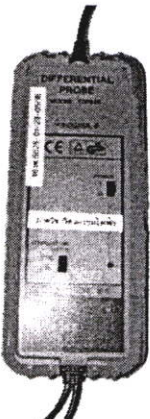
รายละเอียด True RMS 20 kHz

Accuracy = 0.1 %

Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts

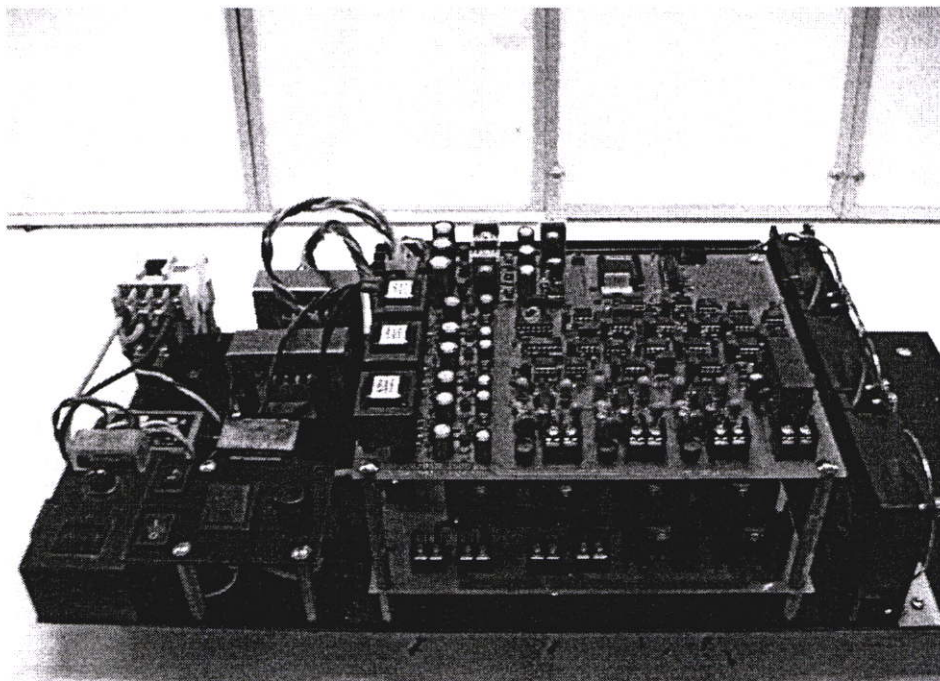
Iac or Idc : 0 to 10 Amp

	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (FLUKE)</p> <p>รุ่น 80i-110s AC/DC</p> <p>รายละเอียด 10mV/A, 100mV/A</p> <p>Input 100A peak Max</p> <p>Frequency: DC to 100 kHz .(@3 db)</p> <p>Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>
---	--

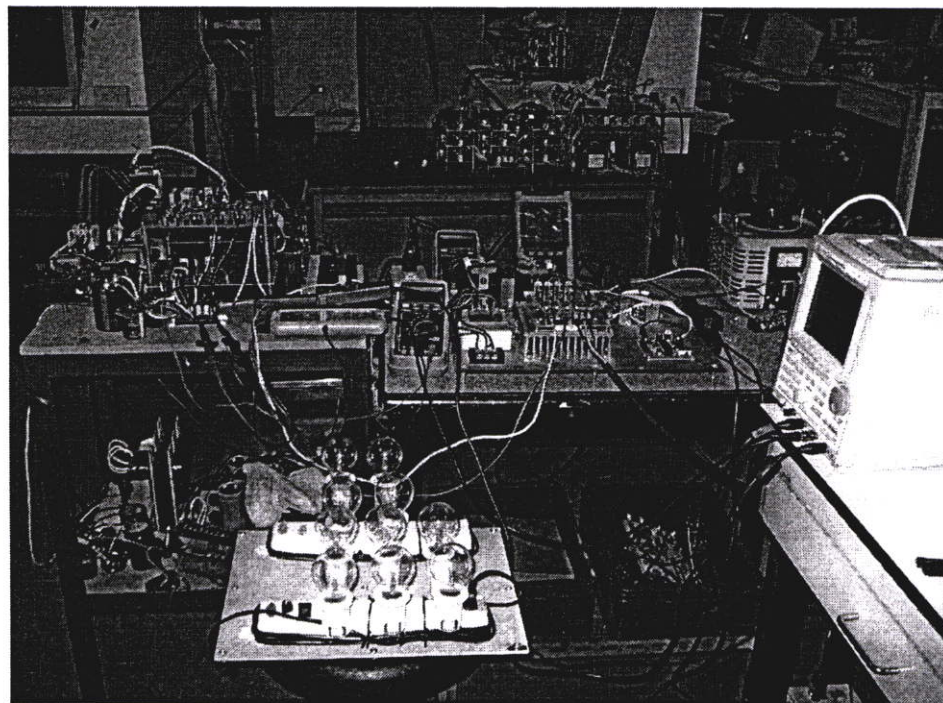
	<p>ผลิตภัณฑ์ Differential Probe (YOKOGA)</p> <p>รุ่น 700925</p> <p>รายละเอียด 1/10V, 1/100V</p> <p>500V Peak Max</p>
--	---

ภาคผนวก ค

เครื่องต้นแบบ และภาพโครงการวิจัยโดยรวม



รูปที่ ค1 คอนเวอเตอร์ดินแบบที่สร้างขึ้น



รูปที่ ค2 ภาพโครงการวิจัยโดยรวม

ภาคผนวก ง

ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในวารสารทางวิชาการ



ลาดกระบัง

ถนนวิภาวดีรังสิต กรุงเทพมหานคร 10140

ENGINEERING

ปีที่ 23 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2549

1.	Direction Sequence Construction for Offline Thai Handwriting Kor Kittikorn - Boontee Kwarrachuee	1
2.	การสังเคราะห์วัสดุประกอบคล้ายไม้จากพืชด้วยผงหนังและเยื่อขนสัตว์ ไพศวด นาคพิพัฒน์ เคียงพร บุญศิริวิชัย	7
3.	การออกแบบวงจรขยายป้อนกลับกระแสแรงดันต่ำ มนตรี สุขเสียง สมปอง วิเศษพานิชกิจ กอบชัย เศษนาญ	14
4.	วงจรรองความถี่ในหลอด OTA-O ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล สุวัฒน์ สุภรณ์ระ มนตรี คำเงิน พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เศษนาญ กฤษณ์ อ่องแก้ว จิระศักดิ์ ชูบุญคุณิกรรม	20
5.	การศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าและผลต่อสมรรถนะของฟิล์มเพชร ทรงเกียรติ กิตติคุณธีรภัทร์ วิสุทธิ์ สุติรุ่งเรือง	26
6.	โพลีไดโอดแบบรอยต่อเนื้อสารชนิดเดียวกันของฟิล์มเพชรชนิดเฮกซะและฟิล์มเพชรชนิดพี ทรงเกียรติ กิตติคุณธีรภัทร์ วิสุทธิ์ สุติรุ่งเรือง	32
7.	คุณสมบัติของพีซี-เอซี เชื่อมต่อการไฟฟ้าโดยมีการแก้ไขตัวประกอบกำลังด้วยตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล วิเศษชัย สุวัจน์ วิจิตร กิณเวศ	38
8.	การศึกษาทางตรงจัมแท่งคาร์โบเดร่งตกผลึกในโมเดอร่งเหนียวนำโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม กมล สะอาดวง เอลิมชาติ นานท์ วิจิตร กิณเวศ สุรชาติ สิริภักดิ์	44
9.	รถไฟฟ้าขับเคลื่อนล้อ โสภณ สวัสดิ์โนวิน ประภาส ไทรสุวรรณ	50
10.	การใช้วิธีควบคุมแบบฟิวส์โวลเทจสำหรับควบคุมการเปลี่ยนความถี่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม ยุวสิทธิ์ พัทธนาดีชัย มณฑล สัจจาจินดาภิรมย์	56
11.	การวิเคราะห์การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์เหนียวที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกที่ป้อนด้วยที่ดับลิวด์เต็ม โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเซมิบริดจ์ ฉัตรชัย เอมสะอาด วิจิตร กิณเวศ	62
12.	การวิเคราะห์ความเชื่อถือได้ของระบบไฟฟ้ากำลังโดยพิจารณาการทำงานผิดพลาดของระบบป้องกันโซน 3 ไพโรจน์ เขียนทอง มณฑล สัจจาจินดาภิรมย์	68
13.	วงจรสวิตช์โหมคยาล์บพัดจ็คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงแรงดันตกคร่อมระหว่างคาบพัลส์เซลล์ไม่สมดุล จากรุณี จันทร์โร วิจิตร กิณเวศ	74
14.	การออกแบบและวิเคราะห์ผลวิหัทโหมคยาล์บ-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทางด้านอินพุตสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่ มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง มนตรี วรรณภาส ประภาส ไทรสุวรรณ วิจิตร กิณเวศ	80

วงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ที่มีการปรับปรุงแรงดัน ตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ไม่สมดุล

A Switched Mode Half-bridge Converter with Improvement of Unbalanced Voltage Between Split Capacitors

จารุวัฒน์ จันทโร

วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ปัญหาแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ที่ต่อทางด้านเอาต์พุตของวงจรสวิตช์โหมดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่สมดุล ทำให้สัญญาณกระแสทางด้านอินพุตผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ในบทความนี้ได้ทำการแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยการต่อสวิตช์สองทางจำนวนสองตัวระหว่างแหล่งจ่ายและคาปาซิเตอร์ ซึ่งสวิตช์สองทางจะทำหน้าที่ชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ตัวที่มีแรงดันตกคร่อมต่ำกว่าเพื่อรักษาแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ให้มีค่าสมดุล สำหรับวงจรควบคุมการทำงานได้ประยุกต์ใช้ไอซี CPLD (Complex Programmable Logic Device) ในส่วนแรงดันเอาต์พุตของวงจรทำการควบคุมให้คงที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบความถี่สวิตช์ซึ่งคงที่ 20 kHz จากผลการทดลองและการจำลองแสดงให้เห็นถึงการทำงานของวงจรที่สามารถรักษาแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ที่ต่อทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าสมดุล ทำให้สัญญาณกระแสทางด้านอินพุตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง

Abstract

Due to a problem of unbalanced voltage between two output capacitors of a switched mode half-bridge AC-DC converter, input current is distorted from sinusoidal waveform. In this paper, such problem has been solved by connecting two auxiliary bidirectional switches between supply and two output capacitors. The two bidirectional switches is used to charge a lower voltage capacitor for keeping voltage balanced between capacitors. The control circuit is based on the Complex Programmable Logic Device (CPLD) application. The output voltage is kept at constant value by using PI controller. Additionally, current control technique with fixed switching frequency of 20 kHz is used. The experimental and simulated results show the capability of the proposed circuit for regulating balanced output capacitor voltages and improving nearly sinusoidal current waveform and nearly unity input power factor.

1. บทนำ

เนื่องจากปัญหาสัญญาณกระแสด้านอินพุตของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงมีความผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังด้าน

อินพุตมีค่าต่ำ โดยเฉพาะวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดและคาปาซิเตอร์เพื่อกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ปัจจุบันได้มีการปรับปรุงวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแบบแอก-

ที่ฟโดยใช้วิธีการสวิตช์ วงจรสวิตช์โหมคศาสตร์พรีดิคชั่นคอนเวอร์เตอร์เป็นอีกวงจรหนึ่งที่น่ามาใช้ในการแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งเป็นการควบคุมโหมคการทำงานของสวิตช์พื้นฐานของวงจรสวิตช์โหมคศาสตร์พรีดิคชั่นคอนเวอร์เตอร์หรือที่เรียกว่าวงจรสวิตช์พรีดิคทีฟเออร์[1], [5] เป็นการนำเอาคาปาซิเตอร์สองตัวมาต่ออนุกรมกัน และขนานกับโหลด เพื่อเพิ่มแรงดันไฟตรงเอาท์พุทให้สูงขึ้นเป็นสองเท่าของแรงดันสูงสุด (peak) ของแหล่งจ่าย อย่างไรก็ตามคาปาซิเตอร์ที่ใช้จะต้องมีขนาดใหญ่ และทนต่อแรงดันสูงสุดของแหล่งจ่ายได้ ซึ่งหากใช้คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กจะทำให้แรงดันเอาท์พุทมีการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่าย เนื่องจากการเก็บประจุ และการคายประจุของคาปาซิเตอร์เอาท์พุทอยู่ระหว่างครึ่งลูกคลื่นของแหล่งจ่ายเท่านั้น ทำให้สัญญาณกระแสทางด้านอินพุทผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ และตัวประกอบกำลังด้านอินพุทมีค่าต่ำ

บทความนี้จะนำเสนอวิธีการปรับปรุงแรงดันคคกร้อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาท์พุทไม่สมดุลของวงจรสวิตช์โหมคศาสตร์พรีดิคชั่นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถควบคุมแรงดันไฟตรงเอาท์พุทให้คงที่

2. ทฤษฎี

2.1 หลักการทำงานคอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ไปยังแรงดันคคกร้อมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลดัง รูปที่ 1(ก)เฟสเซอร์โโคแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้างรูปที่ 1(ข) และรูปที่ 1(ค) แสดงเฟสเซอร์โโคแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าในโหมคเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับ 1 (DPF ; Displacement power factor) [2]

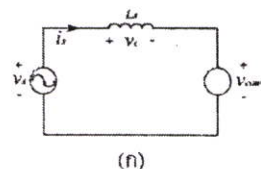
เมื่อกำหนดให้ v_s เป็นสัญญาณไซน์ และเป็นค่าอ้างอิง โดยพิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานคังสมการที่ (1) และ (2)

$$V_s = V_{conv1} + V_{L1} \tag{1}$$

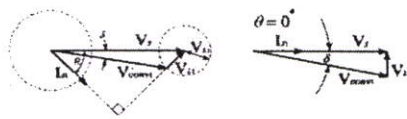
เมื่อ

$$V_{L1} = j\omega L_1 I_{L1} \tag{2}$$

จากเฟสเซอร์โโคแกรมในรูปที่ 1(ก) กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่จ่ายจากแหล่งจ่าย v_s ไปยัง v_{conv} เขียนได้คังสมการที่ (3) และกำลังไฟฟ้านสมือน (Q) เขียนได้คังสมการที่ (5)



(ก)



(ข)

(ค)

รูปที่ 1 (ก) วงจรสมมูลการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า

(ข) เฟสเซอร์โโคแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า

(ค) เฟสเซอร์โโคแกรมในโหมคเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับ 1

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \tag{3}$$

จากรูปที่ 1(ข)

$$V_{L1} \cos \theta = \omega L_1 I_{L1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \tag{4}$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \tag{5}$$

จากรูปที่ 1(ค)

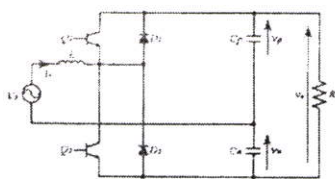
$$V_s \cdot \omega L_1 I_{L1} \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta \tag{6}$$

จากทฤษฎีข้างต้นสามารถนำมาวิเคราะห์ เพื่อออกแบบวงจรสวิตช์โหมคศาสตร์พรีดิคชั่นคอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานในโหมคเรียงกระแสโดยการควบคุมให้แรงดัน v_s กับกระแสพินคาคเมนทอล i_{L1} ทำมุมอินเฟสกันโดย $\theta = 0^\circ$

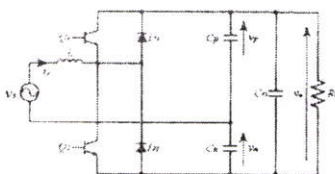
2.2 ระบบที่นำเสนอ

วงจรสวิตช์โหมคศาสตร์พรีดิคชั่นคอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2 ใช้สวิตช์จำนวนสองตัว และคาปาซิเตอร์เอาท์พุทสองตัวต่ออนุกรมกัน โดยสวิตช์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานเพื่อควบคุมสัญญาณของกระแสอินพุทและแรงดันไฟตรงเอาท์พุท ในกรณีที่ใช้คาปาซิเตอร์ขนาดเล็กหรือกรณีที่มี

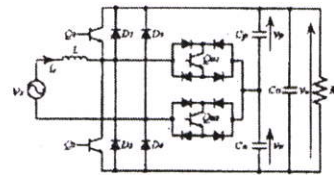
โหลดมากขึ้น จะเกิดปัญหาแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุตที่มีค่าไม่สมดุล โดยมีการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่าย อันเนื่องมาจากการสลับกันเก็บประจุและคายประจุของคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p และ C_n ส่งผลให้สัญญาณกระแสต้านอินพุตผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ รูปที่ 3 เป็นการเพิ่มคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_n ต่อขนานกับโหลดเพื่อกรองแรงดันไฟตรงเอาต์พุตให้เรียบมากขึ้น แต่ก็ไม่สามารถแก้ปัญหาความไม่สมดุลของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p และ C_n ได้ การแก้ปัญหาแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุต C_p และ C_n มีค่าไม่สมดุลสามารถทำได้โดยเพิ่มสวิทช์สองทางจำนวนสองตัวแสดงดังรูปที่ 4 [3] ซึ่งจะช่วยให้สัญญาณกระแสอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ และค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตเข้าใกล้หนึ่ง สวิทช์สองทางที่เพิ่มเข้าไปจะทำหน้าที่ชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p และ C_n เมื่อแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าลดลง เช่นในกรณีที่ $v_p \geq 0$ สวิทช์ Q_{11} นำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p หาก $v_p < v_n$ และในทางตรงกันข้ามหาก $v_p > v_n$ สวิทช์ Q_{12} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n ถ้าความถี่ในการทำงานของสวิทช์มีค่ามากพอ ก็จะสามารถแก้ปัญหาการไม่สมดุลของแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุตได้ และทำให้สัญญาณกระแสต้านอินพุตมีการผิดเพี้ยนน้อยมาก



รูปที่ 2 วงจรสวิทช์โหมคสาล์ฟบริจค์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม



รูปที่ 3 วงจรสวิทช์โหมคสาล์ฟบริจค์คอนเวอร์เตอร์ที่ต่อคาปาซิเตอร์เอาต์พุตขนานกับโหลด

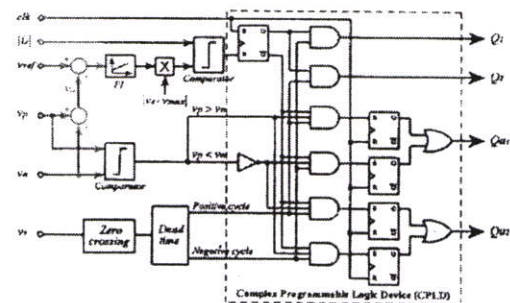


รูปที่ 4 วงจรสวิทช์โหมคสาล์ฟบริจค์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์เอาต์พุตไม่สมดุล

3. การวิเคราะห์การทำงานของระบบ

3.1 การควบคุมการทำงานของระบบ

โคตะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมคสาล์ฟบริจค์คอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 5 สวิทช์ Q_1 และ Q_2 ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ควบคุมกระแสอินพุต i ซึ่งทำงานที่ความถี่ 20 kHz เมื่อสวิทช์ Q_1 หรือ Q_2 ทำงานจะทำให้กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น โดยกระแสอินพุตจะเพิ่มขึ้นไปเป็นสัดส่วนของ $|v_p|/L$ ตามกระแสไซน์อ้างอิง $|i^*|$ ซึ่งเมื่อกระแสอินพุตเพิ่มขึ้นจนถึงกระแสไซน์อ้างอิงแล้วสวิทช์ Q_1 หรือ Q_2 ตัวที่นำกระแสจะหยุดนำกระแส และขณะเดียวกันสวิทช์สองทาง Q_{11} หรือ Q_{12} จะนำกระแสเพื่อทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์เอาต์พุตตัวที่มีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่า ซึ่งในสภาวะนี้กระแสอินพุตจะลดลงเป็นสัดส่วน $(|v_p| - v_p^*)/L$ หรือ $(|v_n| - v_n^*)/L$

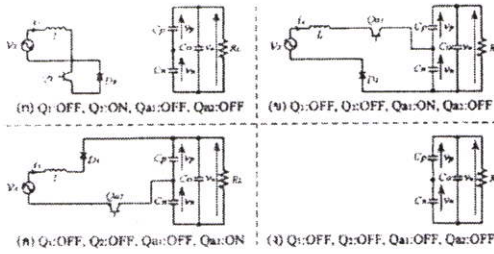


รูปที่ 5 โคตะแกรมควบคุมการทำงานของระบบ

3.2 การวิเคราะห์การทำงานของระบบ

วงจรสวิทช์โหมคสาล์ฟบริจค์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4 และโคตะแกรมควบคุมการทำงานของวงจรในรูปที่ 5 จะแบ่งการทำงานของวงจรถูกออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้า

กระแสตรง และส่วนที่เป็นสวิตช์สองทางทำหน้าที่ชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์เพื่อรักษาความสมดุลของแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ด้านเอทท์ทุก วงจรทั้งสองส่วนจะทำงานไม่พร้อมกัน เมื่อพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลทางด้านบวกของแหล่งจ่าย ($0^\circ-180^\circ$) จะประกอบด้วย 4 สถานะดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 สถานะการทำงานช่วงครึ่งไซเคิลลบ ($0^\circ-180^\circ$)

สถานะที่ 1 เมื่อสวิตช์ Q_1 นำกระแสดังรูปที่ 6(ก) ตัวเหนี่ยวนำ L จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านไดโอด D_1 ทำให้กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน ($di_s/dt > 0$) ดังสมการที่ (7)

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (7)$$

เมื่อกระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจนถึงกระแสไซน์อ้างอิง สวิตช์ Q_2 จะหยุดนำกระแส และในขณะที่เดียวกัน สวิตช์ Q_{u1} หรือ Q_{o2} จะนำกระแสตามเงื่อนไขดังนี้

สถานะที่ 2 กรณีที่แรงดัน $v_p > v_n$ สวิตช์ Q_{u1} จะนำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_p ดังรูปที่ 6(ข) กระแสอินพุตจะลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s/dt < 0$) ดังสมการที่ (8)

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_p \quad (8)$$

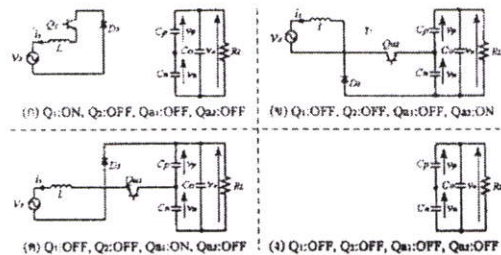
สถานะที่ 3 เกิดขึ้นตรงกันข้ามกับสถานะที่ 2 ในกรณีที่แรงดัน $v_p < v_n$ สวิตช์ Q_{o2} นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_n ดังรูปที่ 6(ค) ทำให้กระแสอินพุต i_s ลดลงเป็นสัดส่วน ($di_s/dt < 0$) แสดงได้ดังสมการที่ (9)

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - v_p \quad (9)$$

สถานะที่ 4 สวิตช์ทุกตัวจะหยุดนำกระแสเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L คายพลังงานชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์เสร็จสมบูรณ์ ดังรูปที่ 6(ง) กระแสอินพุตเป็นศูนย์ ($di_s/dt = 0$) ในสถานะนี้โหลดและแหล่งจ่ายจะเสมือนแยกจากกัน พลังงานที่จ่ายให้กับโหลดทั้งหมดเป็นพลังงานที่เก็บอยู่ในคาปาซิเตอร์เอทท์ทุก C_p และ C_n แสดงได้ดังสมการที่ (10)

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = 0 \quad (10)$$

เมื่อพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลทางด้านลบของแหล่งจ่าย ($180^\circ-360^\circ$) จะประกอบด้วย 4 สถานะเช่นเดียวกัน ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 สถานะการทำงานช่วงครึ่งไซเคิลลบ ($180^\circ-360^\circ$)

4. การจำลองและการทดลอง

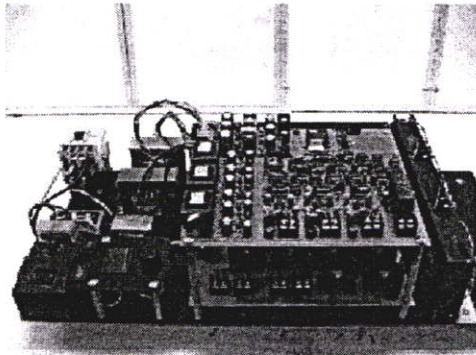
จากวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3 และ รูปที่ 4 เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบเป็นดังนี้ แรงดันอินพุต $v_s = 90 \text{ V}_{\text{rms}}$, ความถี่ 50 Hz, ตัวเหนี่ยวนำ $L = 1.12 \text{ mH}$, คาปาซิเตอร์ $C_p = C_n = 470 \mu\text{F}$, คาปาซิเตอร์ $C_u = 750 \mu\text{F}$ และแรงดันไฟตรงเอทท์ทุกที่ต้องการควบคุม 250 V_d

4.1 การจำลอง

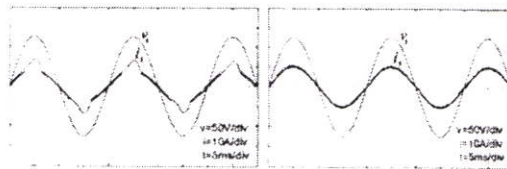
การจำลองการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB แสดงผลการจำลองดังรูปที่ 9, 11 และ 13

4.2 การทดลอง

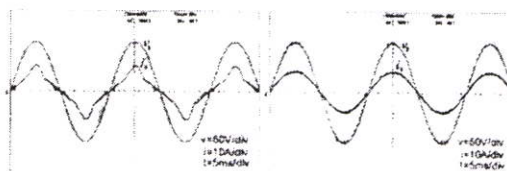
จากผลการจำลองการทำงานของระบบนำมาสร้างเครื่องต้นแบบดังรูปที่ 8 และแสดงผลการทดลองดังรูปที่ 10, 12, 14 และ 15



รูปที่ 8 คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง



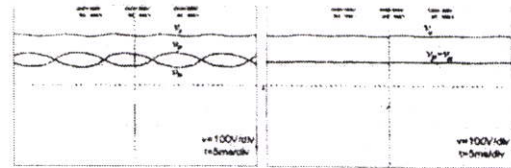
รูปที่ 9 สัญญาณแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกจากการจำลอง (ก) ก่อนปรับปรุง (ข) หลังปรับปรุง



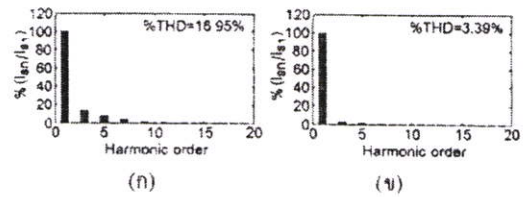
รูปที่ 10 สัญญาณแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกจากการทดลอง (ก) ก่อนปรับปรุง (ข) หลังปรับปรุง



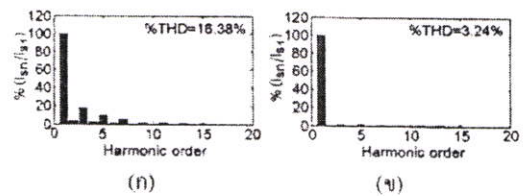
รูปที่ 11 สัญญาณแรงดัน v_u , v_p และ v_o จากการจำลอง (ก) ก่อนปรับปรุง (ข) หลังปรับปรุง



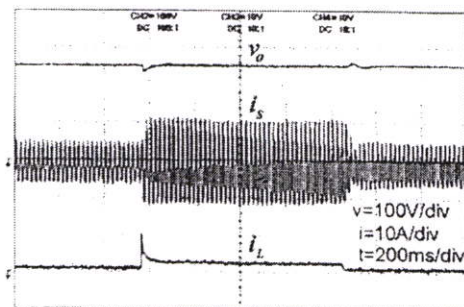
รูปที่ 12 สัญญาณแรงดัน v_u , v_p และ v_o จากการทดลอง (ก) ก่อนปรับปรุง (ข) หลังปรับปรุง



รูปที่ 13 สเปกตรารวมอนิกส์กระแสฮาร์มอนิกจากการจำลอง (ก) ก่อนปรับปรุง (ข) หลังปรับปรุง



รูปที่ 14 สเปกตรารวมอนิกส์กระแสฮาร์มอนิกจากการทดลอง (ก) ก่อนปรับปรุง (ข) หลังปรับปรุง



รูปที่ 15 ผลตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มโหลดกลับ

4.3 ผลการทดลอง

รูปที่ 9(ก) และรูปที่ 10(ก) แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกจากการจำลองและการทดลองของวงจรในรูปที่ 3 ก่อนการปรับปรุงแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุต จากผลการจำลองและผลการทดลองจะเห็น

ว่าให้ผลใกล้เคียงกันซึ่งสัญญาณกระแสอินพุท i มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์

รูปที่ 9(ข) และรูปที่ 10(ข) แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสอินพุทจากการจำลองและการทดลองของวงจรในรูปที่ 4 ที่มีการปรับปรุงแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทให้มีความสมดุลกัน จากผลการจำลองและผลการทดลองจะเห็นว่าให้ผลใกล้เคียงกัน และสัญญาณกระแสอินพุท i มีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์

รูปที่ 11(ก) และรูปที่ 12(ก) แสดงสัญญาณแรงดัน v_u , v_p และ v_n จากการจำลองและการทดลองของวงจรในรูปที่ 3 ก่อนการปรับปรุงแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท จากผลการจำลองและผลการทดลองให้ผลใกล้เคียงกัน โดยแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท C_p และ C_n ไม่สมดุลกันมีการกระเพื่อมตามความถี่ของแหล่งจ่าย

รูปที่ 11(ข) และรูปที่ 12(ข) แสดงสัญญาณแรงดัน v_u , v_p และ v_n จากการจำลองและการทดลองของวงจรในรูปที่ 4 ที่มีการปรับปรุงแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทให้มีความสมดุลกัน จากผลการจำลองและผลการทดลองให้ผลใกล้เคียงกัน ซึ่งแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท C_p และ C_n มีลักษณะสมดุลกัน

รูปที่ 13(ก) และรูปที่ 14(ก) แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินพุท i (THD) จากการจำลองและการทดลองของวงจรในรูปที่ 3 ก่อนการปรับปรุงแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุท จากผลการจำลองและผลการทดลองจะเห็นว่าให้ผลใกล้เคียงกัน

รูปที่ 13(ข) และรูปที่ 14(ข) แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินพุท i (THD) จากการจำลองและการทดลองของวงจรในรูปที่ 4 ที่มีการปรับปรุงแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทให้มีความสมดุลกัน จากผลการจำลองและผลการทดลองจะให้ผลใกล้เคียงกัน โดยสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสอินพุทลงได้

รูปที่ 15 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟตรงเอาต์พุท v_o กระแสอินพุท i และกระแสเอาต์พุท i_L เมื่อมีการเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันให้กับวงจรสวิตซ์โหมดคอสต์ฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์โดยสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรง

เอาต์พุทให้มีค่าคงที่แสดง ให้เห็นถึงความสามารถของตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คที่ได้ออกแบบไว้

5. สรุป

จากผลการทดลองวงจรสวิตซ์โหมดคอสต์ฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์ ที่มีการต่อสวิตซ์สองทางจำนวนสองตัวระหว่างแหล่งจ่ายและคาปาซิเตอร์เอาต์พุทพบว่า สามารถปรับปรุงแรงดันคกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์เอาต์พุทให้มีความสมดุลได้ ทำให้สัญญาณกระแสอินพุท i ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และอินเฟสกับแรงดัน v_u โดยค่าตัวประกอบกำลังอินพุทเข้าใกล้หนึ่ง และสามารถรักษาแรงดันไฟตรงเอาต์พุทให้คงที่ในขณะที่เพิ่มโหลดอย่างฉับพลัน วงจรสวิตซ์โหมดคอสต์ฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถจ่ายแรงดันไฟตรงเอาต์พุทเป็นสองเท่าของแหล่งจ่าย ซึ่งสามารถนำไปใช้เป็นวงจรเรียงกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดคอสต์ฟรังก์ชัน จวบเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส, อินเวอร์เตอร์สามเฟสชนิดต่อจุดนิวตรอน (NPC) เป็นต้น

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] M. H. Rashid "Power Electronics Handbook," Academic press., 2001.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robins "Power Electronics Converters, Applications, and Design," Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [3] H. Kiyotake, H. Okada, K. Ishizaka, R. Itoh "Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifier Minimizing the Imbalance of Capacitor Voltages," IPEC-Tokyo, 2000.
- [4] H. Oishi, H. Okada, K. Ishizak, and R. Itoh, "Single-phase switch-mode rectifier employing voltage-reversal circuit switching with a fixed frequency," IEE Proc.-Electr. Power Appl., 142 (2), March 1995.
- [5] J. T. Boys, and A. W. Green, "Current-forced single-phase reversible rectifier," IEE Proceedings, Vol. 136, September 1989.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายจรรูวัฒน์ จันทโร
วัน เดือน ปีเกิด	30 มกราคม 2516
ที่อยู่	26 หมู่ 2 ต. ท่านบ อ. สิงหนคร จ. สงขลา 90280
ประวัติการศึกษา	2539 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร 2537 ประโยควิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตภาคใต้
ประวัติการทำงาน	
พ.ศ. 2540 – 2548	ตำแหน่งวิศวกรฝ่ายผลิต บริษัท กุลธรเคอร์บี้ จำกัด (มหาชน)