

เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิและ
ปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางค้ำอินพุต

A DC ELECTRIC WELDER WITH PRIMARY CURRENT CONTROL
AND INPUT POWER FACTOR IMPROVEMENT

พูนศรี วรธการ
POONSRI WANNAKRAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2590-7

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิและ
ปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต

A DC ELECTRIC WELDER WITH PRIMARY CURRENT CONTROL
AND INPUT POWER FACTOR IMPROVEMENT

พูนศรี วรรณการ

POONSRI WANNAKRAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2590-7

**A DC ELECTRIC WELDER WITH PRIMARY CURRENT CONTROL AND
INPUT POWER FACTOR IMPROVEMENT**

POONSRI WANNAKRAN

**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 974-15-2590-7

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุมกระแสป้อนภูมิและ ปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางค่านินพุด
ชื่อนักศึกษา	นายพูนศรี วรรณการ
รหัสประจำตัว	44061057
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ประภาส ไพรสุวรรณ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์ออกแบบ และสร้างเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุมกระแสป้อนภูมิและปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางค่านินพุด ในส่วนด้านหน้าได้ใช้วงจรสวิทช์โหมคเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไอจีบีทีสองตัวที่เพิ่มเข้าไปในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ซึ่งเป็นกระบวนการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง กระแสเชื่อมทางเอาต์พุตถูกควบคุมให้คงที่โดยใช้หลักการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยการตรวจจับกระแสป้อนภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ มาสร้างสัญญาณพีดีบับลิวเอ็มความถี่สวิทช์ 50 kHz มาควบคุมการสวิทช์ของมอสเฟสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จากผลการจำลองและทดลองแสดงให้เห็นถึงความสามารถของระบบที่นำเสนอ ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

Thesis Title	A DC Electric Welder with Primary Current Control and Input Power Factor Improvement
Student	Mr. Poonsri Wannakran
Student ID.	44061057
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Prapas Prisuiwanna
Thesis Co-Advisor	Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents the analysis design and construct of a dc electric welder with primary current control and input power factor improvement. The front end employs an AC-DC switched mode converter using two Insulated-gate-bipolar-transistors in a full-bridge converter in order to improve current waveform for input side of the dc electric welder. The output arc current is controlled at a constant level by using PI controller which primary current of a high frequency transformer is compared with reference current. Then, resultant PWM signals are used to control Power MOSFETs as switching devices in the full bridge inverter. Simulation and experimental results show the satisfied capability of the proposed system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ประภาส ไพรสุวรรณ และ รศ.ดร.วิจิตร กิมเรศ ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวมิขลิส ประธานกรรมการสอบหัวข้อและโครงร่าง วิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะ จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร วิทยาเขตพระนครเหนือ ที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิจัยนี้ ขอขอบคุณ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการทุกคน

สุดท้ายต้องขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้า คุณเนาวรัตน์ วรรณการ ที่ให้กำลังใจในการทำวิจัยนี้

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

พูนศรี วรรณการ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตวิทยานิพนธ์.....	3
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส กำลังไฟฟ้า และฮาร์มอนิกส์.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส.....	5
2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	5
2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....	6
2.3 การทำงานของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีการสวิตช์ 2 ระดับ.....	7
2.4 ทฤษฎีพื้นฐานทางด้านกำลังไฟฟ้าและฮาร์มอนิกส์.....	9
2.4.1 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย กำลังไฟฟารีแอกตีฟ และกำลังไฟฟ้าปรากฏ.....	9
2.4.1.1 การไหลของกำลังไฟฟ้า.....	9
2.4.1.2 ค่าเฉลี่ยและค่าอาร์เอ็มเอส.....	11
2.4.1.3 กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ.....	11
2.4.1.4 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย.....	12
2.4.1.5 กำลังไฟฟ้าปรากฏ.....	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.2 รูปคลื่นไซน์.....	14
2.4.2.1 กำลังไฟฟ้าชั่วขณะและกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย.....	14
2.4.2.2 ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	15
2.4.3 รูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์.....	16
2.4.3.1 การวิเคราะห์แบบฟูเรียร์.....	17
2.4.3.2 ฮาร์มอนิกซ์ของกระแสในไลน์.....	20
2.4.3.3 ความคิดเห็นรวมทั้งหมดของฮาร์มอนิกซ์.....	22
2.4.3.4 ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	23
2.5 สรุป.....	25
บทที่ 3 ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า และการวิเคราะห์การควบคุมกระแส.....	26
3.1 ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า.....	26
3.2 การควบคุมกระแสโดยใช้เทคนิคพีคดับลิวเอ็มที่สร้างจากการปรับตัวของกระแส...28	
3.3 หลักการทำงานสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสร่วมกับเครื่อง เชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	30
3.4 การจำลองเชิงคณิตศาสตร์ของสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการ ป้อนกลับ.....	39
3.5 สรุป.....	43
บทที่ 4 การออกแบบและสร้าง.....	44
4.1 บทนำ.....	44
4.2 วงจรส่วนต่างๆ ในระบบควบคุมการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส.....	46
4.2.1 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	46
4.2.2 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	47
4.2.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	47
4.2.4 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์.....	48
4.2.5 วงจรคูณสัญญาณ.....	52

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.6	วงจรถ่วงเทียบแบบฮิสเตอร์รีซิสทีฟ.....53
4.2.7	วงจรถ่วงเกทไอจีบีที.....55
4.2.8	วงจรถ่วงกันไอจีบีทีเสียหาย.....56
4.3	วงจรถ่วงต่างๆ ในระบบควบคุมกระแสเชื่อม.....56
4.3.1	วงจรถ่วงจับกระแส.....56
4.3.2	วงจรถ่วงเทียบสัญญาณ.....57
4.3.3	วงจรถ่วงแบบพีไอที่ใช้ในการควบคุมกระแส.....58
4.3.4	วงจรถ่วงสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์.....61
4.3.5	วงจรถ่วงเกทมอสเฟส.....62
4.3.6	วงจรถ่วงกันมอสเฟสเสียหาย.....63
4.4	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรถ่วงโซลิดสเตทอินเวอร์เตอร์ทางด้านอินพุต.....63
4.5	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต.....66
4.6	การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง.....68
4.7	การออกแบบชุดอินเวอร์เตอร์.....74
4.8	การออกแบบชุดไดโอดเรกติไฟายทางด้านอินพุต.....75
4.9	การออกแบบชุดไดโอดเรกติไฟายทางด้านเอาต์พุต.....76
4.10	สรุป.....76
บทที่ 5	ผลการทดลอง.....77
5.1	การทดลองการทำงานของวงจรถ่วงโซลิดสเตทอินเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อ โหลดความต้านทาน.....77
5.2	การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลอง.....83
5.3	การทดลองและตรวจสอบการทำงานของสวิตช์โซลิดสเตทอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตขณะเชื่อมอาร์คขึ้นงาน.....84
5.4	สรุป.....90

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	91
6.1 วิจารณ์ผลการทดลอง.....	91
6.2 สรุป.....	92
6.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป.....	92
เอกสารอ้างอิง.....	93
ภาคผนวก.....	94
ภาคผนวก ก. เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	95
ภาคผนวก ข. ภาพโครงการ โดยรวมของงานวิจัย และภาพต้นแบบงานวิจัย.....	100
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	102
ประวัติผู้เขียน.....	110

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ของสมการฟูเรียร์เมื่อรูปคลื่นสัญญาณสมมาตรกัน.....	19
4.1 ตารางเทียบขนาดลวดสายไฟฟ้า.....	67
4.2 แสดงค่าด้านต่างๆ ของแกนแม่เหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65)	71
5.1 แสดงการทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าภายใต้โหลดตัวต้านทานก่อนปรับปรุง ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต.....	80
5.2 แสดงการทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าภายใต้โหลดตัวต้านทานก่อนปรับปรุง ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต.....	81
5.3 ผลการทดลองเมื่อยังไม่ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม.....	89
5.4 ผลการทดลองเมื่อปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม.....	89

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(VSI).....	6
2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(CSI).....	6
2.3 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบ 2 ระดับ.....	8
2.4 การไหลของกำลังไฟฟ้าในทิศทางเดียวและสองทิศทาง.....	10
2.5 วงจรไฟฟ้าในเชิงเวลา เชนจ์เฟสเซอร์ และรูปคลื่นแรงดัน กระแส และกำลังที่เกิดขึ้น.....	12
2.6 วงจรไฟฟ้าแบบเชิงเส้น 1 พอร์ท รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ต่างเฟสกัน.....	16
2.7 สามเหลี่ยมตรีโกณที่ใช้พิจารณาสมการ(2.30).....	18
2.8 แถบสเปกตรัมความถี่ในฟังก์ชันของเวลา.....	20
3.1 วงจรสมมูลและ เฟสเซอร์ไดอะแกรมของการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า.....	27
3.2 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มด้วยการปรับตัวของกระแส.....	29
3.3 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	30
3.4 สัญญาณพัลส์ควบคุมสวิทช์ไอจีบีที (S_1 และ S_2) ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส.....	31
3.5 สถานะการทำงานของสวิทช์ไอจีบีทีที่ใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมทั้ง 4 สถานะ.....	33
3.6 บล็อกไดอะแกรมควบคุมทั่วไปของสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ.....	39
3.7 บล็อกไดอะแกรมควบคุมทั่วไปของสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ.....	41
3.8 ตัวควบคุมแบบพีไอ(PI).....	41
4.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการออกแบบเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	44
4.2 ระบบควบคุมแบบลูปิดเพื่อควบคุมการสวิทช์ของไอจีบีทีในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส.....	45
4.3 ระบบควบคุมแบบลูปิดเพื่อควบคุมการสวิทช์ของมอสเฟสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	46
4.4 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	46

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	47
4.6 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	48
4.7 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์.....	48
4.8 เส้นทางเดินรอกของฟังก์ชันถ่ายโอนสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มี การควบคุมแบบพีไอ.....	49
4.9 ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ที่ค่า $k = 25$	50
4.10 วงจรคูณสัญญาณ.....	52
4.11 วงจรฮีสเตอร์รีซีสลุป.....	53
4.12 วงจรขั้วเกทไอจีบีที.....	55
4.13 วงจรป้องกันไอจีบีทีเสียหาย.....	56
4.14 วงจรตรวจจับกระแสเชื่อม.....	57
4.15 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณกระแสเชื่อม.....	57
4.16 วงจรควบคุมกระแสเชื่อมแบบพีไอ.....	58
4.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสเชื่อมแบบพีไอ.....	58
4.18 เส้นทางเดินรอกของฟังก์ชันถ่ายโอนสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการ ควบคุมแบบพีไอ.....	59
4.19 ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ที่ค่า $k = 1$	59
4.20 วงจรผลิตสัญญาณควบคุมซูดอินเวอร์เตอร์.....	61
4.21 วงจรขั้วเกทมอสเฟส.....	62
4.22 วงจรป้องกันมอสเฟสเสียหาย.....	63
4.23 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_s = V_{convl}$ และ $PF = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$	63
4.24 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต.....	66
4.25 ค่าต่างๆ ที่ใช้ในการคำนวณหาความเหนี่ยวนำเมื่อพันตัวนำรอบแกนอากาศ.....	68
4.26 การพันตัวนำบนแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	68
4.27 แสดงด้านต่างๆ ของแกนแม่เหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65) ที่ใช้ออกแบบ.....	70
4.28 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	74
4.29 วงจรฟูลบริดจ์เร็กติไฟเออร์ทางด้านอินพุต.....	75
4.30 วงจรฟูลบริดจ์เร็กติไฟเออร์ทางด้านเอาต์พุต.....	76

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1	วงจรกำลังสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทาน.....77
5.2	วงจรกำลังสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดเครื่องเชื่อมไฟฟ้า กระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....78
5.3	แรงดันและกระแสทางอินพุต สเกลแรงดัน 100 V/div สเกลกระแส 1 A/div.....78
5.4	รูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต และรูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ.....79
5.5	สเปกตรัมของกระแสทางด้านอินพุตหลังปรับปรุงภายใต้โหลดความต้านทาน.....78
5.6	ค่าตัวประกอบกำลังและค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ ภายใต้โหลดความต้านทาน.....79
5.7	สัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยงเมื่อ โหลดเป็นตัวต้านทานไม่มีการเปลี่ยนแปลง.....80
5.8	ความสัมพันธ์ระหว่าง % THDi = f(P _{out}).....82
5.9	ความสัมพันธ์ระหว่าง Power Factor = f(P _{out})82
5.10	ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency(%) = f(P _{out}).....82
5.11	ไดอะแกรมการจำลองการทำงานของระบบ.....83
5.12	ผลการจำลองและการทดลองตรวจจับกระแสทางด้านเอาต์พุต.....83
5.13	ผลการจำลองและการทดลองตรวจจับแรงดันคอนเวอร์เตอร์.....84
5.14	ผลการจำลองและการทดลองตรวจจับแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของ สวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์.....84
5.15	ผลการทดลองเปรียบเทียบลักษณะทางด้านแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของ เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงในขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชิ้นงานที่แรงดันไฟตรง เอาต์พุต 60 โวลต์.....85
5.16	ผลการทดลองการเปรียบเทียบสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกในขณะที่ยังไม่เชื่อม อาร์คชิ้นงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์.....85
5.17	ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในขณะที่ยังไม่เชื่อม อาร์คชิ้นงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์.....86
5.18	ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า กระแสตรงในขณะที่เชื่อมอาร์คชิ้นงานที่กระแสเอาต์พุต 30 แอมป์.....86
5.19	ผลการทดลองการเปรียบเทียบสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกในขณะที่เชื่อมอาร์ค. ชิ้นงานที่กระแสเอาต์พุต 30 แอมป์.....87

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.20 ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในขณะที่เชื่อมอาร์ค ชิ้นงานที่กระแสเอาต์พุต 30 แอมป์.....	87
5.21 กระแสเอาต์พุตขณะเชื่อมอาร์คชิ้นงานที่ 30 แอมป์ สเกลกระแส 10 A /Div.....	88
5.22 สัญญาณแรงดันคัสซึเชื่อม โยงที่ป้อนให้ชุดอินเวอร์เตอร์.....	88
5.23 แสดงเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงต้นแบบที่มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิและ ปรับปรุง ตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต.....	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า มีการนำมาใช้งานกันแพร่หลายทั้งในทางด้านอุตสาหกรรมและตามที่อยู่อาศัย เนื่องจากมีน้ำหนักเบา และให้รอยเชื่อมที่เรียบเมื่อเทียบกับเครื่องเชื่อมไฟสลัป เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นมาแรกๆ ได้มีการประยุกต์ใช้หลักการของการควบคุมแบบเลื่อนเฟส แบบซีรี้รีโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์[1] และใช้หลักการเทคนิคพีคดับบิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ในการสร้าง[2] ซึ่งก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกทางด้านนำรบกวนต่อระบบไฟฟ้าที่เชื่อมต่ออยู่กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านเข้าของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ให้ไอจีบีทีสองตัวทำงานเป็นสวิทช์ต่อขนานกลับขั้ว(anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างของบริดจ์[3] ข้อดีของโครงสร้างแบบนี้จะทำให้ประหยัดกว่าการใช้ไอจีบีที 4 ตัวแบบเดิมต่อขนานกับไดโอดแต่ละตัวในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายที่ให้ข้อดีในเรื่องการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง ซึ่งไม่จำเป็นสำหรับงานวิจัยนี้ที่ต้องการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าไปทางด้านเอาต์พุตเพียงทิศทางเดียว ส่วนภาคอินเวอร์เตอร์จะเลือกอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจากต้องการควบคุมให้แรงดันดีซีเชื่อมต่อมีค่าคงที่ก่อนป้อนให้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่มีการทำงานของสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังความถี่สูงแบบ 2 ระดับ ซึ่งมีการควบคุมการทำงานของสวิทช์ตัดต่ออิเล็กทรอนิกส์ในภาคอินเวอร์เตอร์นี้โดยใช้เทคนิคการป้อนกลับให้อุปกรณ์สวิทช์ซึ่งทำงานตามค่ากระแสเชื่อมเอาต์พุตที่ต้องการ จากนั้นนำแรงดันเอาต์พุตความถี่สูงไปปรับลดขนาดลงให้มีค่าที่เหมาะสมก่อน โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูงเป็นตัวปรับลดขนาดแรงดัน จากนั้นนำแรงดันต่ำไฟสลัปความถี่สูงไปผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ทำให้ได้แรงดันไฟตรงความถี่สูงออกมาแล้วนำไปเชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะโดยผ่านตัวเหนี่ยวนำสะสมพลังงานทางด้านเอาต์พุต ซึ่งจะทำได้กระแสเชื่อมที่มีลักษณะค่อนข้างคงที่โดยมีการกระเพื่อมของกระแสทางด้านเอาต์พุตน้อย

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์ เพื่อสร้างวงจรสวิทช์โหมคคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิทช์ต่อคร่อมไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย โดยอาศัยเทคนิคของการควบคุมกระแสแบบติดตามของเซตฮิสเตอร์รีซีสมาใช้ควบคุมการทำงานของสวิทช์นี้ เพื่อแก้ไขและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ในขณะที่วงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายทำงานในโหมคเรกติฟายอิ่ง และส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าไปสู่ทางด้านเอาต์พุต และในส่วนวงจรควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตจะใช้เทคนิคการป้อนกลับที่มีการตรวจจับกระแสเชื่อมทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูงมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงที่ตั้งกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตไว้ นำสัญญาณผิดพลาดที่ได้ไปป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอ แล้วนำสัญญาณที่ได้ออกมาไปสร้างสัญญาณควบคุมที่ภาคอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะปรับช่วงเวลาการทำงานของสวิทช์ทางภาคอินเวอร์เตอร์ให้เหมาะสมกับกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตตามค่าที่ตั้งไว้

1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ค้นคว้าและศึกษาข้อมูลจากบทความ วารสาร และตำรา ที่สามารถศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคๆ ที่ใช้ในการสร้างวงจรสวิทช์โหมคคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิทช์ต่อคร่อม ไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย และวิธีการควบคุมกระแสเชื่อมของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง

1.3.2 จำลองการออกแบบ และวิเคราะห์หลักการทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าที่นำเสนอนี้ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.3.3 ศึกษาและทดลองวงจรที่ใช้ในการควบคุมในส่วนต่างๆ ของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าที่นำเสนอ

1.3.4 สร้างวงจรในแต่ละส่วนและนำมาทดลอง แล้วนำวงจรควบคุมกระแสเชื่อมไปทดสอบในขณะที่เป็นโหลดความต้านทานและโหลดที่ใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะจริง จากนั้นนำวงจรควบคุมสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิทช์ต่อขนานกลับขั้ว(anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ไปทดสอบในขณะที่เป็นโหลดความต้านทาน และโหลดที่ใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะจริง

1.3.5 ออกแบบแก้ไขและปรับปรุงวงจรและนำมาทดลองเพื่อให้ผลเป็นไปตามเป้าหมาย

1.3.6 ทำการทดสอบสภาวะการส่งผ่านกำลังงานทางด้านอินพุตเอาต์พุต

1.3.7 เก็บผลที่ได้จากการจำลองและการทดลองมาเปรียบเทียบกัน

1.3.8 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.3.9 เขียนวิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1.4.1 สร้างวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้ว (anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงต้นแบบ ขนาด 2,000 วัตต์

1.4.2 ออกแบบวงจรควบคุมที่ใช้ในการควบคุมกระแสเชื่อมและวงจรปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมที่นำเสนอ

1.4.3 สามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตให้เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์

1.4.4 ปรับปรุงและแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของระบบให้ดีขึ้นเข้าใกล้หนึ่ง

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์ เพื่อสร้างวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้ว(anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์สำหรับสร้างแรงดันไฟสลับความถี่สูง แล้วนำไปป้อนเข้าสู่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแปลงเป็นไฟสลับแรงดันต่ำความถี่สูง แล้วผ่านไปยังวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายแปลงเป็นไฟตรงแรงดันต่ำ เพื่อใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะต่อไป รายละเอียดที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็น 7 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษางานวิจัย วิธีการวิจัย ขอบเขตวิทยานิพนธ์ ตลอดจนประโยชน์ที่จะได้รับจากงานวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบมีการสวิตช์ 2 ระดับ

บทที่ 3 หลักการพื้นฐานและการวิเคราะห์การควบคุมกระแส

บทที่ 4 การสร้างและการออกแบบ วงจรตรวจจับกระแส , วงจรตรวจจับแรงดัน , วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ , วงจรควบคุมแบบพีไอ , วงจรคูณสัญญาณ , วงจรฮิสเตอร์รีซีตลูป , วงจรขั้วเกท และวงจรป้องกันโอจีบีที ส่วนในระบบควบคุมกระแสเชื่อม ประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็นวงจรตรวจจับกระแส , วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ , วงจรควบคุมแบบพีไอ , วงจรผลิตสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ , วงจรขั้วเกท และวงจรป้องกันมอสเฟต อีกทั้งยังมีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุตในวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์และตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต , ชุดไดโอดเรกติฟายทางด้านอินพุตและเอาต์พุต , ชุดอินเวอร์เตอร์ , หม้อแปลงความถี่สูง , ขนาดสายตัวนำทางด้านอินพุตและเอาต์พุต

บทที่ 5 ผลการจำลอง , ผลการทดลองเครื่องเชื่อมที่มีการควบคุมกระแสและปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตให้ใกล้เคียงสัญญาณชาน์น พร้อมทั้งการพิจารณาคุณภาพทางไฟฟ้า เช่น PF , %THDi , %η

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะต่างๆ

1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1.6.1 สามารถนำวงจรสวิตช์โหมคเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้ว (anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ได้

1.6.2 สามารถนำวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสมาใช้สร้างสัญญาณแรงดันไฟสลับความถี่สูง ก่อนแปลงเป็นไฟตรงแรงดันต่ำเมื่อผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายทางด้านเอาต์พุต เพื่อนำไฟตรงที่ได้ไปใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงาน โลหะได้

1.6.3 สามารถส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าไปยังเอาต์พุตในรูปของความร้อนได้

1.6.4 สามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง และสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตของระบบให้ดีขึ้น

1.6.5 สามารถนำเครื่องเชื่อมไฟฟ้าที่นำเสนอนี้ไปใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงาน โลหะที่มีขนาดกระแสเอาต์พุตไม่เกิน 100 แอมป์ได้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐาน

2.1 บทนำ

เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงได้ถูกสร้างจากการสวิตช์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ลักษณะต่างๆ โดยทั่วไปมีอยู่ 2 ชนิด คือ ฮัลฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์และฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงโดยมีหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับความถี่สูงที่มีขนาดแรงดันสูงให้มีขนาดแรงดันต่ำความถี่สูง หลังจากนั้นนำไปผ่านวงจรเรกติฟาย์แบบต่างๆ โดยทั่วไปมีอยู่ 2 ชนิด คือ ฮัลฟบริดจ์เรกติฟายเออร์และฟูลบริดจ์เรกติฟายเออร์ เพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในการใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะ ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสและการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟสที่มีการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นแบบ 2 ระดับ

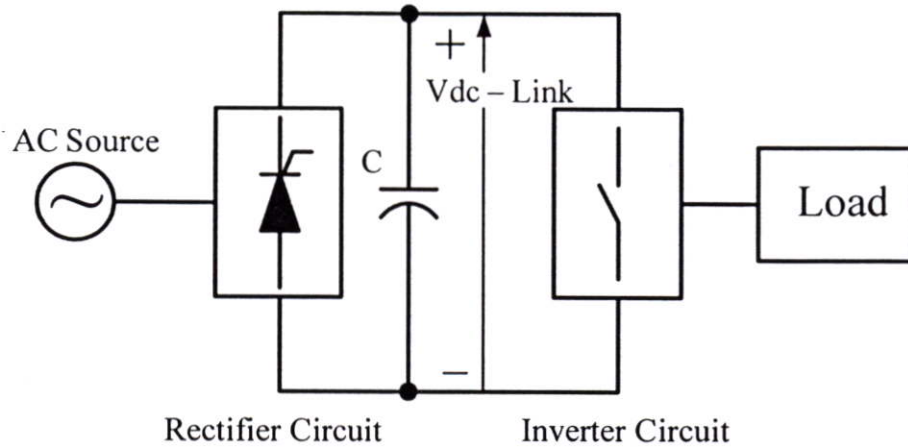
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงให้ทันต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสทางด้านเอาต์พุตตามค่ากระแสที่ตั้งไว้สำหรับเชื่อมอาร์คโลหะชิ้นงาน โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกตามชนิดของการทำงานได้เป็น 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(Voltage-Source Inverter, VSI) และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current – Source Inverter, CSI) โดยอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 แบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่แตกต่างกัน และเหมาะสมในการนำไปใช้งานที่แตกต่างกันดังนี้

2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(Voltage-Source Inverter, VSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันดังแสดงในรูปที่ 2.1 จะมีวงจรเรกติฟายเออร์(Rectifier Circuit) หรือวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงทำหน้าที่แปลงไฟสลับเป็นไฟตรงป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Circuit) โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่กรองแรงดันไฟตรงที่มีริปเปิ้ลหรือการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงให้มีค่าน้อย โดยถ้าหากขนาดของตัวเก็บประจุมีค่ามากแรงดันไฟตรง (DC-Link) จะมีค่าคงที่ไม่มีกระแสกระเพื่อมเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นกับโหลด(Load) โดยทั่วไปแล้วอินเวอร์เตอร์แบบนี้นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายซึ่งมีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย อีกทั้งยังสามารถปรับความถี่ในย่านที่กว้างได้ นอกจากนี้ยังสามารถนำไปใช้กับโหลดหลายๆ อย่างที่ทำงานพร้อมกันได้ ส่วนข้อเสียคือ จะมีปัญหาในเรื่อง

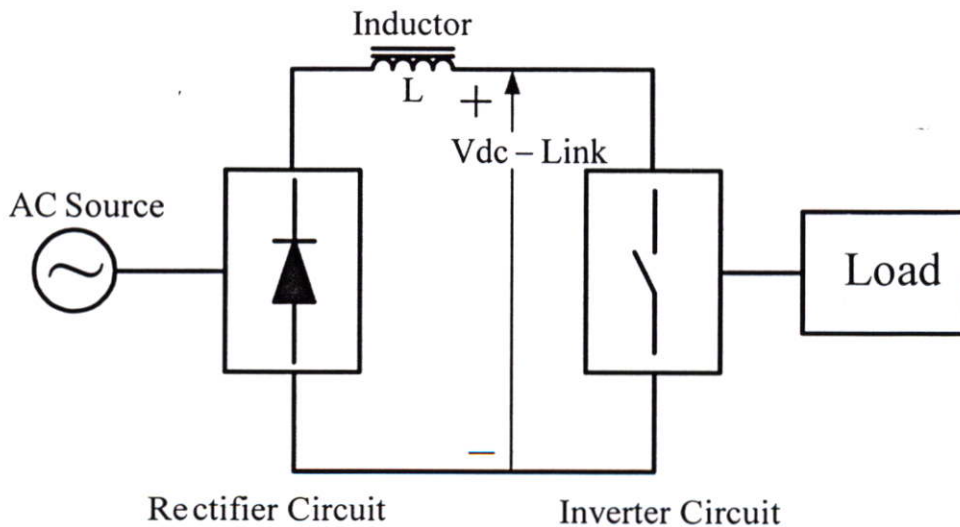
ของการลัดวงจรระหว่างกิ่งของอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะต้องมีวงจรประวิงเวลา (Dead Time) เพื่อป้องกันการลัดวงจรดังกล่าว



รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน(VSI)

2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส(Current-Source Inverter, CSI)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.2 จะมีวงจรเรกติไฟเออร์(Rectifier Circuit) หรือวงจรเรียงกระแสไฟสลับเป็นไฟตรงทำหน้าที่แปลงไฟสลับเป็นไฟตรงป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Circuit) โดยมีตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ทำหน้าที่ควบคุมกระแสให้คงที่เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง แต่แรงดันจะเปลี่ยนแปลงไปตามโหลด



รูปที่ 2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส(CSI)

โดยรูปคลื่นกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีรูปร่างขึ้นอยู่กับรูปแบบของการควบคุมชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยลักษณะของแรงดันด้านเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์มากกว่าอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน นอกจากนี้แรงดันทางด้านเอาต์พุตยังเกิดสไปค์เนื่องจากการคอมมิวเตทอีกด้วย อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีข้อดีคือ ใช้กับวงจรที่ต้องการกำลังงานมากๆ มีเสถียรภาพสูงและไม่มีการลัดวงจรระหว่างกิ่งของอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ และสามารถทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) ในการนำกำลังไฟฟ้ากลับคืนเข้าสู่ระบบ สำหรับข้อเสียของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือ ช่วงการปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ปรับได้น้อยและไม่สามารถนำไปใช้งานที่สภาวะไร้อโหลดได้ นอกจากนี้ขนาดตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในแรงดันดีซีเชื่อมโยงจะมีขนาดใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีน้ำหนักมากและมีราคาแพง การใช้งานของอินเวอร์เตอร์แบบนี้เหมาะกับโหลดที่มีพิคกัปานกลางจนถึงพิคกัปสูงและใช้ได้กับโหลดเพียงโหลดเดียว ไม่เหมาะในการนำไปใช้กับโหลดหลายๆ โหลด

2.3 การทำงานของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีการสวิตซ์ 2 ระดับ

โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบสวิตซ์ 2 ระดับ สามารถแบ่งการทำงานเป็นโหมดทั้งหมดได้ 4 โหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.3(a-d) โดยการทำงานแต่ละโหมดสามารถอธิบายรายละเอียดการทำงานได้ดังนี้

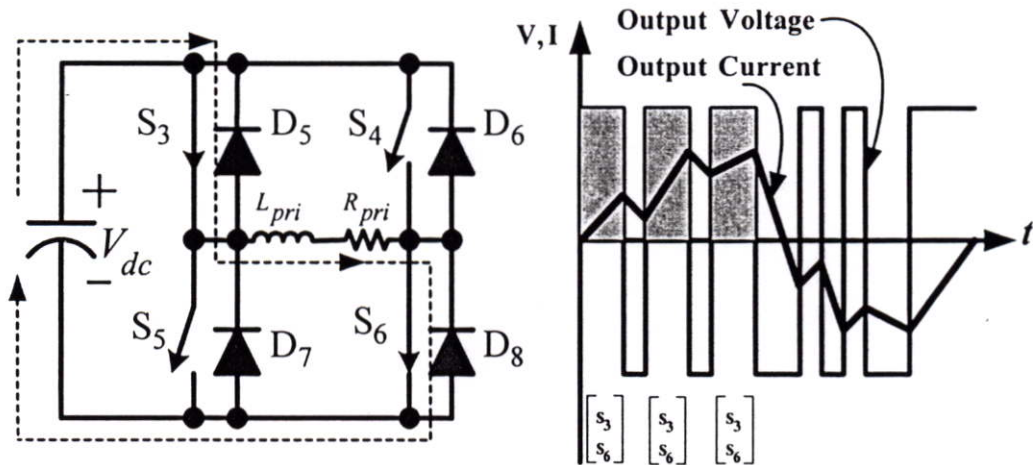
โหมดการทำงานที่ 1 (I+, V+) รูปที่ 2.3 (a) ในโหมดนี้สวิตซ์ S_3 และ S_6 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (L_f) มีค่าเป็นบวก และกระแสไหลในทิศทางเดียวกับแรงดันไฟฟ้ามีค่าเป็นบวก ซึ่งทิศทางการไหลของกระแสจะไหลจากแหล่งจ่ายแรงดันดีซีเชื่อมโยง (V_{dc}) ผ่านสวิตซ์ S_3 และ S_6

โหมดการทำงานที่ 2 (I+, V-) รูปที่ 2.3 (b) ในโหมดนี้สวิตซ์ S_4 และ S_5 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (L_f) มีค่าเป็นลบ พลังงานยังคงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำ (L_f) ทำให้กระแสยังคงไหลในทิศทางเดิมไม่สามารถเปลี่ยนแปลงตามทิศทางของแรงดันในขณะที่ทำงานอยู่ในโหมด 2 อย่างทันทีทันใดได้ นั่นคือยังมีค่าเป็นบวก โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_f) จะไหลผ่านไดโอด D_7 และไดโอด D_6

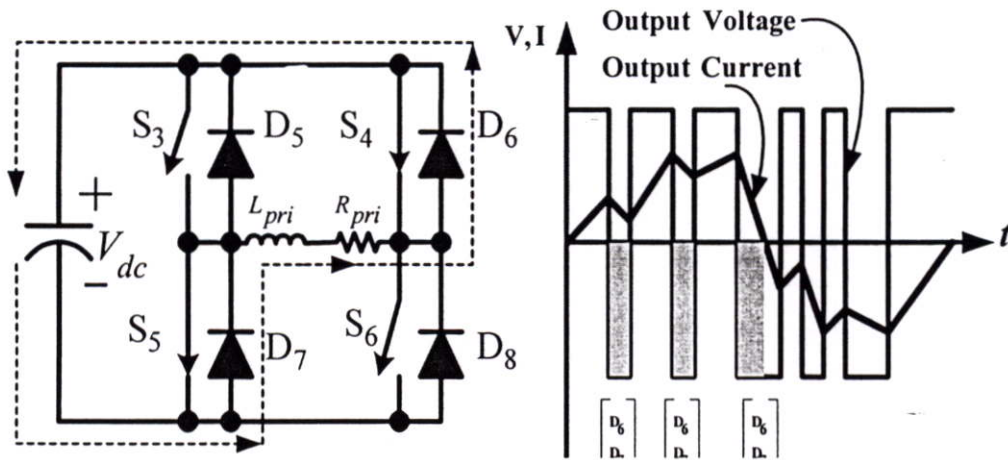
โหมดการทำงานที่ 3 (I-, V-) รูปที่ 2.3 (c) ในโหมดนี้สวิตซ์ S_4 และ S_5 ทำงานต่อเนื่องมาจากโหมดที่ 2 แรงดันตกคร่อมโหลดขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (L_f) มีค่าเป็นลบ ซึ่งกระแสสามารถตามทิศทางของแรงดันได้ นั่นคือมีทิศทางการไหลเป็นลบ โดยที่กระแสได้ไหลผ่านสวิตซ์ S_4 และ S_5

โหมดการทำงานที่ 4 (I-, V+) รูปที่ 2.3 (d) ในโหมดนี้สวิตซ์ S_3 และ S_6 ทำงานทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (L_f) มีค่าเป็นบวก พลังงาน

พลังงานยังคงค้างอยู่ในโหลดตัวเหนี่ยวนำ (L_l) ทำให้กระแสยังคงไหลในทิศทางเดิมไม่สามารถเปลี่ยนแปลงตามทิศทางของแรงดันในขณะที่ทำงานอยู่ในโหมด 4 อย่างทันทีทันใดได้ นั่นคือยังมีค่าเป็นลบโดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_l) จะไหลผ่านไดโอด D_8 และไดโอด D_5

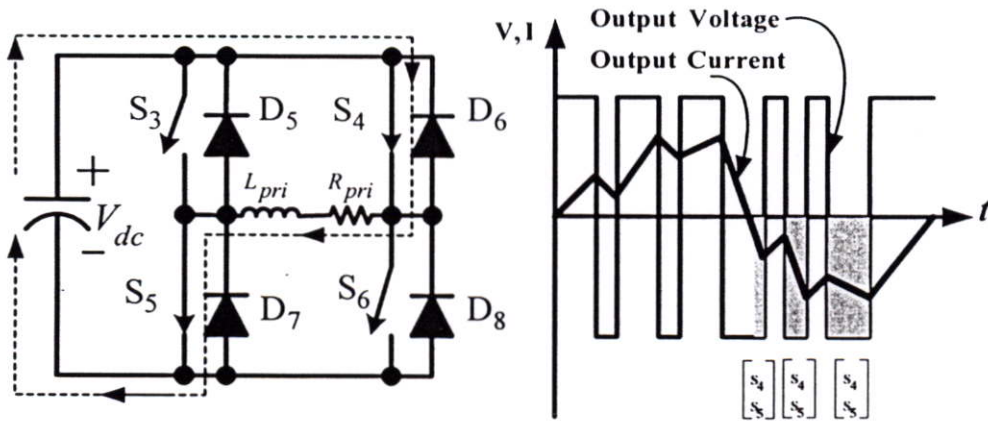


(a) โหมดการทำงานที่ 1 กระแสเป็นบวก แรงดันเป็นบวก ($I+$, $V+$)

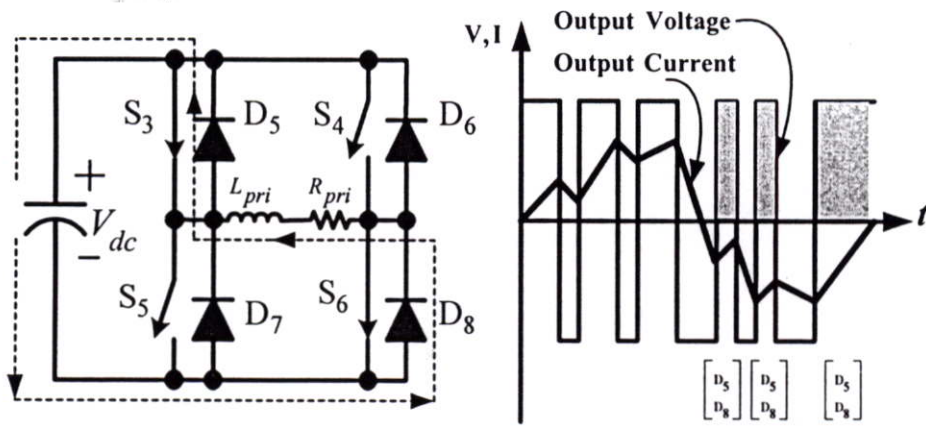


(b) โหมดการทำงานที่ 2 กระแสเป็นบวก แรงดันเป็นลบ ($I+$, $V-$)

รูปที่ 2.3 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบ 2 ระดับ



(c) โหมดการทำงานที่ 3 กระแสเป็นลบ แรงดันเป็นลบ(I-, V-)



(d) โหมดการทำงานที่ 4 กระแสเป็นลบ แรงดันเป็นบวก(I-, V+)

รูปที่ 2.3 (ต่อ)

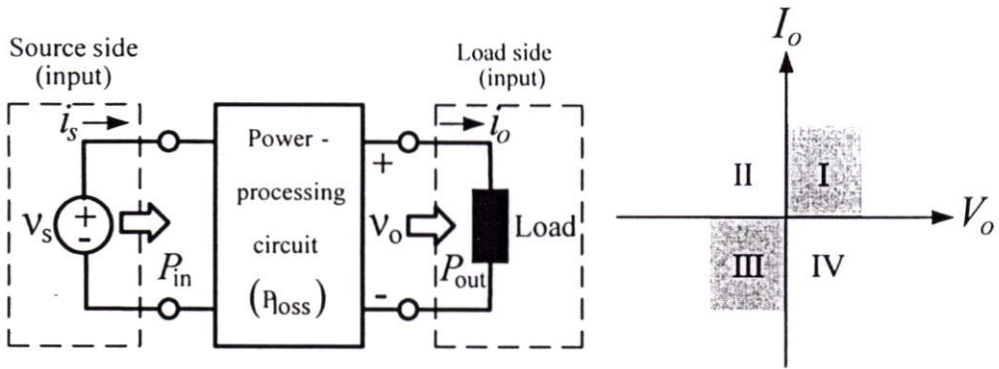
2.4 ทฤษฎีพื้นฐานทางด้านกำลังไฟฟ้าและฮาร์มอนิกส์[6]

ทฤษฎีบทนี้จะพิจารณาถึงกำลังไฟฟ้าต่างๆ และฮาร์โมนิกส์จากการใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทำให้รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตเป็นไซน์และไม่เป็นไซน์

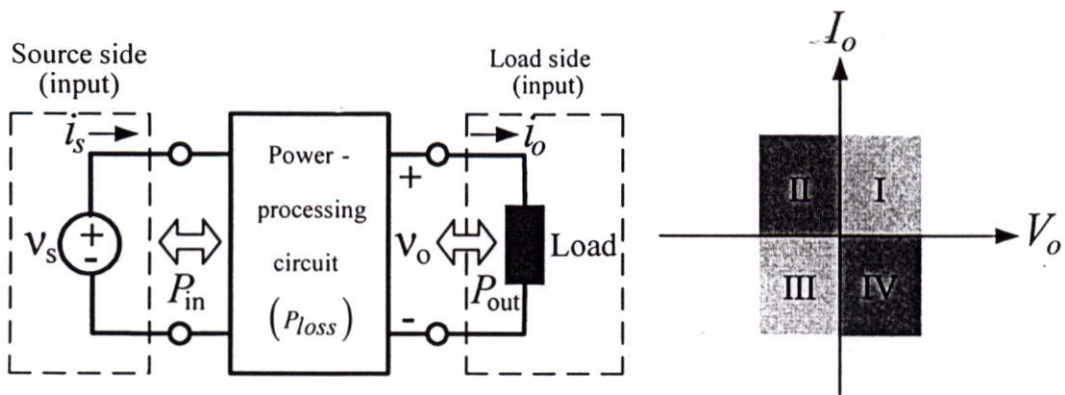
2.4.1 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ และกำลังไฟฟ้าปรากฏ

2.4.1.1 การไหลของกำลังไฟฟ้า

พิจารณาจากรูปที่ 2.4 (a) แสดงถึงการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟไปสู่โหลดในทิศทางเดียว และรูปที่ 2.4 (b) แสดงถึงการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟไปสู่โหลด และจากโหลดไหลย้อนกลับไปหาแหล่งจ่าย ซึ่งเป็นการไหลของกำลังไฟฟ้าในสองทิศทาง



(a) การไหลของกำลังไฟฟ้าจากทางด้านอินพุตไปทางด้านเอาต์พุตในทิศทางเดียว



(b) การไหลของกำลังไฟฟ้าจากทางด้านอินพุตไปทางด้านเอาต์พุตในสองทิศทาง

รูปที่ 2.4 การไหลของกำลังไฟฟ้าในทิศทางเดียวและสองทิศทาง

ประสิทธิภาพของวงจรในรูปที่ 2.4 คำนวณได้จากสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \quad (2.1)$$

$$= \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \times 100\% \quad (2.2)$$

ถ้าวงจรกำลังประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในทางอุดมคติไม่ว่าจะทำงานในสถานะ “on” หรือ “off” ก็จะไม่มีความสูญเสียเกิดขึ้นในส่วนของแต่ละอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร เช่น ตัวคาปาซิเตอร์

ตัวเหนี่ยวนำ และตัวหม้อแปลง ดังนั้นประสิทธิภาพทั้งหมดของวงจรที่ทำงานส่งผ่านกำลังก็จะมีค่าเต็ม 100 %

2.4.1.2 ค่าเฉลี่ยและค่าอาร์เอ็มเอส

เมื่อพิจารณาสัญญาณแรงดัน $v(t)$ ที่เวลา 1 คาบของรูปคลื่น (T) จะหาค่าแรงดันเฉลี่ยได้จากสมการที่ (2.3)

$$V_{\text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (2.3)$$

และค่าอาร์เอ็มเอส (rms) หาได้จากสมการที่ (2.4)

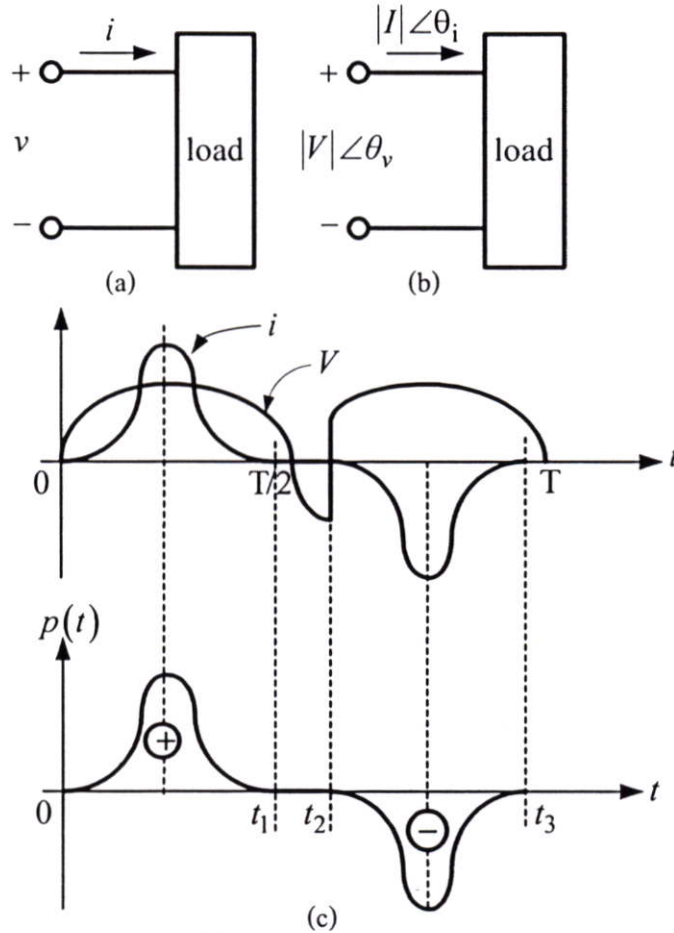
$$V_{\text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (2.4)$$

2.4.1.3 กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ

กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ ($p(t)$) ที่ส่งไปให้โหลดนั้นคำนวณได้จากผลคูณของแรงดันชั่วขณะกับกระแสชั่วขณะที่ไหลผ่านโหลด ดังสมการที่ (2.5)

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (2.5)$$

รูปคลื่นแรงดันและกระแสในรูปที่ 2.5 (c) ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าขึ้นมาเป็นค่าบวก ค่าศูนย์ และค่าลบ ที่เวลา $0 \leq t \leq t_1$, $t_1 \leq t \leq t_2$ และ $t_2 \leq t \leq t_3$ ตามลำดับ



- รูปที่ 2.5 (a) วงจรไฟฟ้าในเชิงเวลา
 (b) วงจรไฟฟ้าในเชิงเฟสเซอร์
 (c) รูปคลื่นแรงดัน , กระแส และกำลังที่เกิดขึ้น

2.4.1.4 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย

ถ้ารูปคลื่นแรงดันและกระแสมีคาบเวลาซ้ำๆ กัน ดังนั้นกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในตัวอย่างกรณีในวงจรไฟฟ้า จะหาได้จากสมการที่ (2.6) และ (2.7)

$$P_{\text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.6)$$

$$P_{\text{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)v(t) dt \quad (2.7)$$

2.4.1.5 กำลังไฟฟ้าปรากฏ

ขนาดของเฟสเซอร์ $|I_s|$ และ $|V_s|$ แทนด้วยค่าสูงสุดของกระแสและแรงดันแหล่งจ่ายตามลำดับ และ q_i กับ q_v แทนมุมต่างเฟสของกระแสและแรงดันตามลำดับ ถ้าให้อิมพีแดนซ์ทั้งหมดหาได้จากสมการที่ (2.8)

$$Z = R + jX = |Z|e^{j\theta} \quad (2.8)$$

เมื่อ X คือรีแอกแตนซ์ทั้งหมดของวงจร กรณีวงจรที่มีตัวคาปาซิเตอร์จะเท่ากับ $-1/\omega C$ และกรณีวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับ ωL ดังนั้นกำลังไฟฟ้าอินพุตเชิงซ้อนหาได้จากสมการที่ (2.9), (2.10) และ (2.11)

$$P_T = \frac{VI^*}{2} = \frac{|V||I|}{2} e^{j(\theta_v - \theta_i)} \quad (2.9)$$

$$P_T = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} e^{j\theta} \quad (2.10)$$

$$P_T = Se^{j\theta} \quad (2.11)$$

เมื่อ I^* คือ คอนจูเกตเชิงซ้อนของกระแส (I) โดยพารามิเตอร์ S คือกำลังไฟฟ้าปรากฏ θ คือ มุมต่างเฟสระหว่าง ($i(t)$) และ ($v(t)$) หรือที่เรียกว่ามุมตัวประกอบกำลัง

โดยปกติกำลังไฟฟ้าทั้งหมด P_T แสดงอยู่ในเทอมของจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพดังสมการที่ (2.12)

$$P_T = P + jQ \quad (2.12)$$

ส่วนของจำนวนจริง, P คือกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย ซึ่งหาจากสมการที่ (2.13)

$$P = S \cos q$$

$$P = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos q \quad (2.13)$$

และส่วนของจำนวนจินตภาพ, Q คือกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย ซึ่งหาจากสมการที่ (2.14)

$$Q = S \sin \phi \quad (2.14)$$

$$Q = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \sin \phi \quad (2.15)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าปรากฏจะมีค่าแสดงดังสมการที่ ((2.16)

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.16)$$

2.4.2 รูปคลื่นไซน์

2.4.2.1 กำลังไฟฟ้าชั่วขณะและกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย

จากรูปที่ 2.6 (a) เมื่อวงจรไฟฟ้าพิจารณาเป็นแบบเชิงเส้น กระแสชั่วขณะที่จ่ายออกมาจากแหล่งจ่ายและแรงดันแหล่งจ่ายจะมีสมการดังสมการที่ (2.17) และ (2.18)

$$i_s(t) = I_s \sin(\omega t - \theta_i) \quad (2.17)$$

$$v_s(t) = v_s \sin(\omega t - \theta_v) \quad (2.18)$$

เมื่อ q_i และ q_v คือมุมต่างเฟสของกระแสและแรงดันตามลำดับ

กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ ($p(t)$) หาได้จากสมการที่ (2.19)

$$\begin{aligned} p(t) &= i_s v_s \\ p(t) &= i_s v_s \sin(\omega t - q_i) \sin(\omega t - q_v) \end{aligned} \quad (2.19)$$

รูปคลื่นของกระแส ($i_s(t)$) แรงดัน ($v_s(t)$) และกำลังไฟฟ้า ($p(t)$) แสดงดังรูปที่ 2.6 (b) กำลังไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.20)

$$\begin{aligned} P_{\text{ave}} &= \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \\ P_{\text{ave}} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_s(t) v_s(t) dt \end{aligned} \quad (2.20)$$

แทนกระแส (i_s) และแรงดัน (v_s) จากสมการที่ (2.17) และ (2.18) และใช้หลักสามเหลี่ยมตรีโกณ

$$\cos(q_1 \pm \theta_2) = \cos q_1 \cos \theta_2 \mp \sin q_1 \sin \theta_2$$

$$\sin(q_1 \pm \theta_2) = \sin q_1 \cos \theta_2 \pm \cos q_1 \sin \theta_2$$

กำลังไฟฟ้าชั่วขณะอาจจะแสดงดังสมการที่ (2.21)

$$p(t) = \frac{I_s V_s}{2} [\cos(\theta_v - \theta_i) - \cos(2\omega t + \theta_v + \theta_i)] \quad (2.21)$$

แทนสมการที่ (2.21) ในสมการที่ (2.20) จะได้กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยดังสมการที่ (2.22)

$$P_{ave} = \frac{I_s V_s}{2} [\cos(\theta_v - \theta_i)] \quad (2.22)$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในเทอมของค่าอาร์เอ็มเอส (rms) หาได้จากสมการที่ (2.23)

$$P_{ave} = I_{s,rms} V_{s,rms} \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (2.23)$$

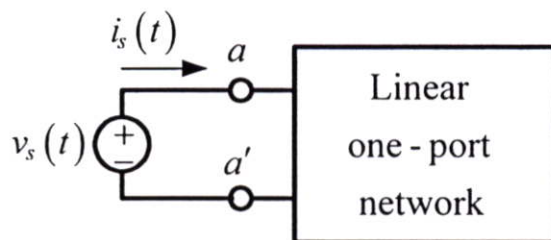
2.4.2.2 ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเป็นอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าจริงต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ ดังสมการที่ (2.24)

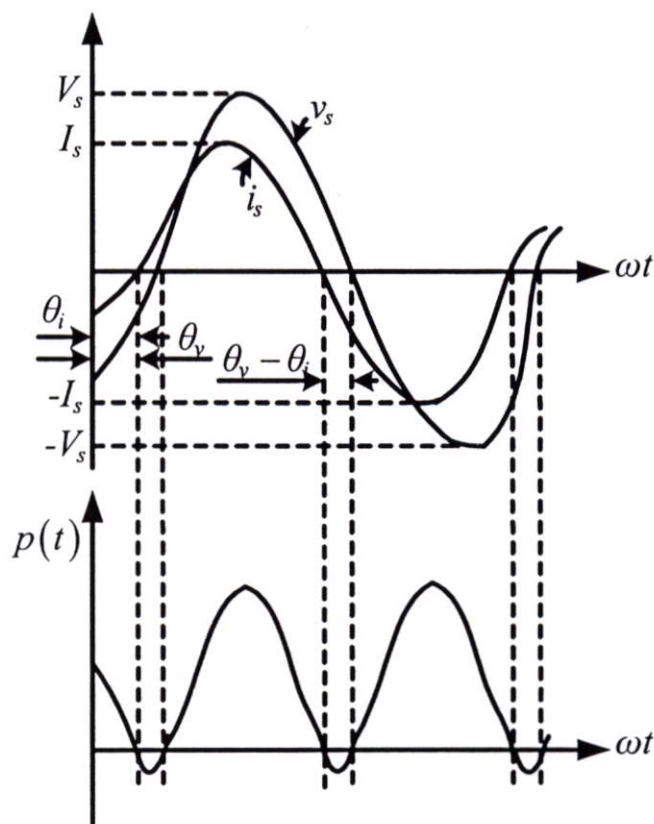
$$\text{Power factor} = \frac{\text{Real power (average)}}{\text{Apparent power}} \quad (2.24)$$

สำหรับรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เป็นไซน์ จะทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังดังสมการที่ (2.25)

$$\begin{aligned} \text{Power factor} &= \frac{I_{s,rms} V_{s,rms} \cos \theta}{I_{s,rms} V_{s,rms}} \\ &= \cos q \end{aligned} \quad (2.25)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.6 (a) วงจรไฟฟ้าแบบเชิงเส้น 1 พอร์ต

(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ต่างเฟสกัน

2.4.3 รูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์

รูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์เกิดจากองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์เข้ามาปะปนกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งก่อให้เกิดปัญหาต่อระบบไฟฟ้าที่เชื่อมต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกส์ ดังนั้นการคำนวณฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจะใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์ (Fourier) ที่คิดค้นโดยโจเซฟในปี ค.ศ. 1822 ในการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า

2.4.3.1 การวิเคราะห์แบบฟูเรียร์(Fourier Analysis)

ทฤษฎีฟูเรียร์ที่ใช้วิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณในสภาวะทรงตัวในฟังก์ชันของเวลา $f(t)$ สามารถแสดงในรูปของค่าคงที่ F_0 และฟังก์ชันของไซน์และโคไซน์ที่มีความถี่ต่างๆ ดังในสมการที่ (2.26)

$$f(t) = F_0 + f_1(t) + f_2(t) + \dots + f_n(t)$$

$$f(t) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.26)$$

สัมประสิทธิ์ค่าคงที่สามารถหาได้จากการอินทิเกรตทั้ง 2 ข้างของสมการที่ (2.26) จากค่า 0 ถึง T จะได้ดังสมการที่ (2.27)

$$F_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) จะเห็นได้ว่าค่า F_0 แทนค่าเฉลี่ยของไฟตรงในฟังก์ชันของเวลา ($f(t)$) ในทำนองเดียวกันค่าสัมประสิทธิ์ของ a_n และ b_n จะหาได้ดังสมการที่ (2.28) และ (2.29)

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt \quad n = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.28)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt \quad n = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.29)$$

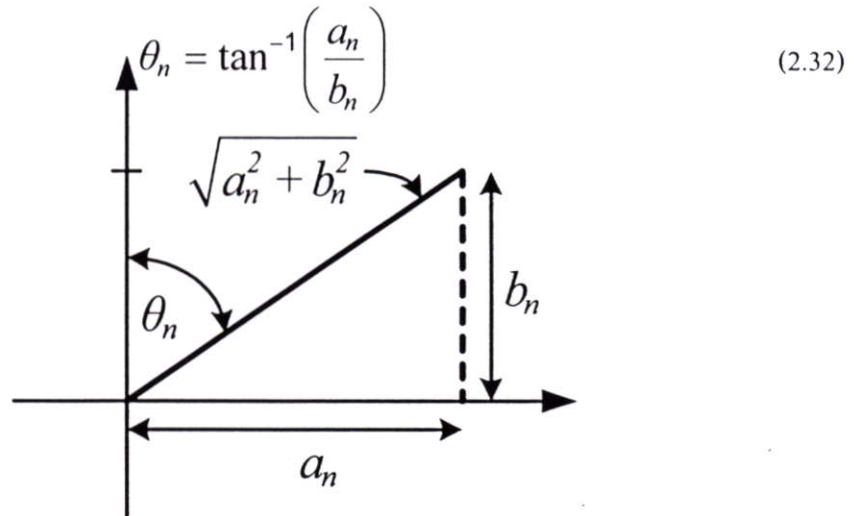
สมการที่ (2.28) และ (2.29) จะมีองค์ประกอบของเชิงความถี่ในเทอมของ $f(t)$ และรูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ซึ่งมีความถี่เป็น ω และมีคาบเวลาซ้ำๆ กัน ($T = 2\pi / \omega$) ดังนั้นจากการพิจารณาสามเหลี่ยมของตรีโกณในรูปที่ (2.7) ทำให้ได้สมการรูปคลื่นสัญญาณในฟังก์ชันของเวลาตามสมการที่ (2.30)

$$f(t) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2.30)$$

เมื่อ F_n คือ ค่าสูงสุดของฮาร์มอนิกลำดับที่ n โดยหาได้จากสมการที่ (2.31)

θ_n คือ มุมต่างเฟสของฮาร์มอนิกลำดับที่ n โดยหาได้จากสมการที่ (2.32)

$$F_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.31)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.32)$$


รูปที่ 2.7 สามเหลี่ยมตรีโกณที่ใช้พิจารณาสมการ (2.30)

ส่วนมากสัมประสิทธิ์ของ F_0 , a_n และ b_n ในเชิงความถี่เมื่อพิจารณาที่เวลา $T = 2\pi$ จะเขียนได้ดังสมการที่ (2.33) , (2.34) และ (2.35)

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t) \quad (2.33)$$

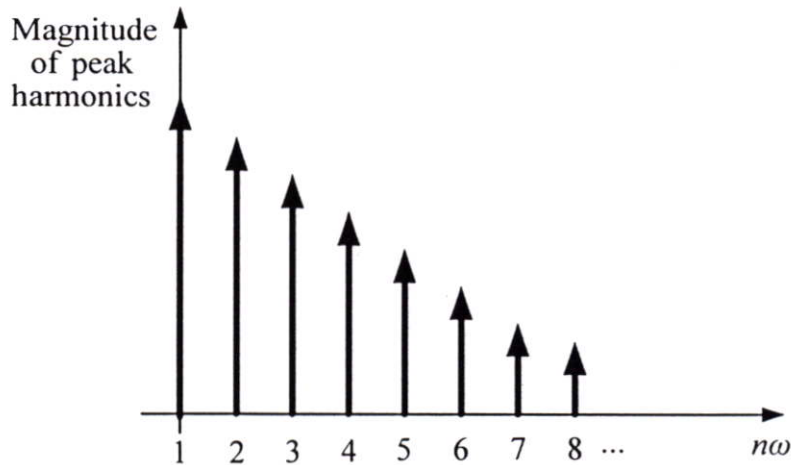
$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad n = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.34)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad n = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.35)$$

ถ้ารูปคลื่นสัญญาณสมมาตรกันดังแสดงในตารางที่ 2.1 การคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของ a_n และ b_n สามารถหาได้ง่ายขึ้นดังแสดงในตารางที่ 2.1 ซึ่งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังส่วนใหญ่จะมีรูปคลื่นสัญญาณที่สมมาตรกันแบบคี่ ซึ่งจะพบมากกว่ารูปคลื่นสัญญาณที่สมมาตรกันแบบคู่ และ แถบสเปกตรัมความถี่ในฟังก์ชันของเวลาแสดงดังรูปที่ 2.8 โดยจะแสดงขนาดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ลำดับต่างๆ เทียบกับเวลา

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ของสมการฟูเรียร์เมื่อรูปคลื่นสัญญาณสมมาตรกัน

Odd symmetry $f(t) = -f(-t)$	$a_n = 0 \text{ (for all } n \text{)}$	$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin n\omega t \, dt$
Even symmetry $f(t) = f(-t)$	$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos n\omega t \, dt$	$b_n = 0 \text{ (for all } n \text{)}$
Half-wave symmetry $f(t) = -f(t + T/2)$	$a_n = \begin{cases} \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos n\omega t \, dt & n \text{ odd} \\ 0 & n \text{ even} \end{cases}$	$b_n = \begin{cases} \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin n\omega t \, dt & n \text{ odd} \\ 0 & n \text{ even} \end{cases}$
Odd and half-wave symmetry $f(t) = -f(t + T/2)$ $f(t) = -f(-t)$	$a_n = 0 \text{ (for all } n \text{)}$	$b_n = \begin{cases} \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \sin n\omega t \, dt & n \text{ odd} \\ 0 & n \text{ even} \end{cases}$
Even and half-wave symmetry $f(t) = -f(t + T/2)$ $f(t) = f(-t)$	$a_n = \begin{cases} \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \cos n\omega t \, dt & n \text{ odd} \\ 0 & n \text{ even} \end{cases}$	$b_n = 0 \text{ (for all } n \text{)}$



รูปที่ 2.8 แถบสเปกตรัมความถี่ในฟังก์ชันของเวลา

2.4.3.2 ฮาร์มอนิกส์ของกระแสในไลน์

สมการของกระแสและแรงดันที่จ่ายออกมาจากแหล่งกำเนิดจะมีองค์ประกอบไฟตรงรวมอยู่ด้วยและองค์ประกอบมูลฐานกับองค์ประกอบของฮาร์มอนิกส์ปะปนมาด้วย สัญญาณด้วย ดังสมการที่ (2.36)

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \sin(n\omega t + \theta_{ni})$$

$$i_s(t) = I_{dc} + I_{s1} \sin(\omega t + \theta_{1i}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{sn} \sin(n\omega t + \theta_{ni}) \quad (2.36)$$

และ

$$v_s(t) = V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} \sin(n\omega t + \theta_{nv})$$

$$v_s(t) = V_{dc} + V_{s1} \sin(\omega t + \theta_{1v}) + \sum_{n=2}^{\infty} V_{sn} \sin(n\omega t + \theta_{ni}) \quad (2.37)$$

องค์ประกอบของกระแสมูลฐานและแรงดันหาได้จากสมการที่ (2.38) และสมการที่ (2.39) ตามลำดับ

$$i_{s1}(t) = I_{s1} \sin(\omega t + \theta_{1i}) \quad (2.38)$$

$$v_{s1}(t) = V_{s1} \sin(\omega t + \theta_{1v}) \quad (2.39)$$

เมื่อ I_{s1} และ V_{s1} คือค่าสูงสุดขององค์ประกอบกระแสและแรงดันมูลฐานตามลำดับ

ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแส $i_s(t)$ และ $v_s(t)$ สามารถหาได้จากสมการที่ (2.40 และ (2.41)

$$I_{s,rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_s^2(t) dt$$

$$I_{s,rms}^2 = I_{dc}^2 + \left(\frac{I_{s1}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{I_{s2}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{I_{sn}}{\sqrt{2}}\right)^2$$

$$I_{s,rms}^2 = I_{dc}^2 + I_{s1,rms}^2 + I_{s2,rms}^2 + \dots + I_{sn,rms}^2 \quad n = 1, 2, \dots, \infty \quad (2.40)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$V_{s,rms}^2 = V_{dc}^2 + \left(\frac{V_{s1}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{V_{s2}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{V_{sn}}{\sqrt{2}}\right)^2$$

$$V_{s,rms}^2 = V_{dc}^2 + V_{s1,rms}^2 + V_{s2,rms}^2 + \dots + V_{sn,rms}^2 \quad n = 1, 2, \dots, \infty \quad (2.41)$$

และกำลังไฟฟ้าชั่วขณะหาได้จาก

$$p(t) = i_s(t) v_s(t)$$

$$p(t) = I_{dc} V_{dc} + I_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} \sin(n\omega t - q_{nv}) + V_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \sin(n\omega t - q_{ni}) \\ + \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \sin(n\omega t - \theta_{ni}) \right) \left(\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} \sin(n\omega t - \theta_{nv}) \right) \quad (2.42)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยเมื่อพิจารณาถึงองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ลำดับที่มากกว่าองค์ประกอบมูลฐานสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.43)

$$P_{ave} = I_{dc}V_{dc} + I_{s1,rms}V_{s1,rms}\cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) + I_{s2,rms}V_{s2,rms}\cos(\theta_{v2} - \theta_{i2}) + \dots$$

$$P_{ave} = I_{dc}V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{sn,rms}V_{sn,rms}\cos q_n \quad (2.43)$$

เมื่อ $q_n = \theta_{vn} - \theta_{in}$ ($n = 1, 2, \dots, \infty$) แทนมุมต่างเฟสของแรงดันฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ n กับกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ n

2.4.3.3 ความผิดเพี้ยนรวมทั้งหมดของฮาร์โมนิกส์

รูปคลื่นกระแสและรูปคลื่นแรงดันที่มีความผิดเพี้ยนทำให้รูปคลื่นกระแสและรูปคลื่นแรงดันไม่เป็นสัญญาณไซน์ ซึ่งคำนวณหาค่ากระแสและแรงดันผิดเพี้ยนได้จากกระแสและแรงดันจริงที่เกิดขึ้นทั้งหมดลบด้วยกระแสและแรงดันจริงที่เกิดขึ้นที่ความถี่มูลฐาน ดังสมการที่ (2.44) และ(2.45)

$$i_{s,dist} = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{n=2}^{\infty} i_{sn}(t) \quad (2.44)$$

$$v_{s,dist} = v_s(t) - v_{s1}(t) = \sum_{n=2}^{\infty} v_{sn}(t) \quad (2.45)$$

ค่าดัชนีที่ใช้วัดค่าความผิดเพี้ยนรวมทั้งหมดของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น คือ (THD) ซึ่งแทนอัตราส่วนของค่าความผิดเพี้ยนของกระแสหรือแรงดันอาร์เอ็มเอส (rms) ต่อค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ขององค์ประกอบกระแสหรือแรงดันมูลฐาน ดังสมการที่ (2.46) , (2.47) และ (2.48) , (2.49) ตามลำดับ โดยในสมการดังกล่าวจะไม่มีค่าองค์ประกอบไฟตรงรวมอยู่

$$THD_i = \frac{I_{dis,rms}}{I_{s1,rms}} = \frac{\sqrt{I_{s2,rms}^2 + I_{s3,rms}^2 + I_{s4,rms}^2 + \dots}}{I_{s1,rms}} \quad (2.46)$$

$$= \sqrt{\left(\frac{I_{s2,rms}}{I_{s1,rms}}\right)^2 + \left(\frac{I_{s3,rms}}{I_{s1,rms}}\right)^2 + \dots} \quad (2.47)$$

$$THD_v = \frac{V_{dis,rms}}{V_{s1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{s2,rms}^2 + V_{s3,rms}^2 + V_{s4,rms}^2 + \dots}}{V_{s1,rms}} \quad (2.48)$$

$$= \sqrt{\left(\frac{V_{s2,rms}}{V_{s1,rms}}\right)^2 + \left(\frac{V_{s3,rms}}{V_{s1,rms}}\right)^2 + \dots} \quad (2.49)$$

ในเทอมอาร์เอ็มเอส(rms) ของรูปคลื่นในสมการที่ (2.46) , (2.47) , (2.48) และ (2.49) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในสมการที่ (2.50) และ (2.51) ได้ดังนี้

$$THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_{s,rms}}{I_{s1,rms}}\right)^2 - 1} \quad (2.50)$$

$$THD_v = \sqrt{\left(\frac{V_{s,rms}}{V_{s1,rms}}\right)^2 - 1} \quad (2.51)$$

2.4.3.4 ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

สมการที่ใช้คำนวณหาค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสำหรับรูปคลื่นที่มีความผิดเพี้ยน จะหาค่าได้ยุ่งยากกว่ารูปคลื่นที่เป็นไซน์ เมื่อนำสมการที่ (2.24) มาพิจารณากับสมการที่ (2.36) , (2.37) และ (2.43) จะเขียนสมการหาค่าตัวประกอบกำลัง(pf) ได้ดังสมการที่ (2.52)

$$pf = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn,rms} V_{sn,rms} \cos q_n}{I_{s,rms} V_{s,rms}} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn,rms} V_{sn,rms} \cos q_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn,rms}^2 V_{sn,rms} \sum_{n=1}^{\infty} V_{sn,rms}^2}} \quad (2.52)$$

เมื่อพิจารณาให้แรงดันสายไม่มีค่าความผิดเพี้ยน แต่กระแสสาย ($i_s(t)$) มีความผิดเพี้ยน ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจะเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.53)

$$pf = \frac{I_{s1,rms}}{I_{s,rms}} \cos q_1 \quad (2.53)$$

เมื่อ q_1 แทนมุมต่างเฟสระหว่างแรงดัน, $v_s(t)$ และองค์ประกอบของกระแสมูลฐาน, $i_s(t)$

ดังนั้นสมการแรงดันชั่วขณะใดๆ ในการใช้งานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่างๆ จะเขียนได้ดังสมการที่ (2.54) และกระแสชั่วขณะใดๆ ที่สายก็จะมีคามผิดเพี้ยนดังสมการที่ (2.55)

$$v_s(t) = V_s \sin \omega t \quad (2.54)$$

$$i_s(t) = \text{distorted (nonsinusoidal)} \quad (2.55)$$

กระแสที่ในเทอมของอนุกรมฟูเรียร์ แสดงดังสมการที่ (2.56)

$$i_s(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + I_2 \sin(2\omega t + \theta_2) + \dots + I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2.56)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยหาได้จาก

$$\begin{aligned} P_{\text{ave}} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_s i_s dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T (V_s \sin \omega t) (I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + I_2 \sin(2\omega t + \theta_2) + \dots + I_n \sin(n\omega t + \theta_n)) dt \\ &= \frac{1}{T} \left[\int_0^T V_s I_1 \sin \omega t \sin(\omega t + \theta_1) dt \right] \\ &= \frac{V_s I_1}{2} \cos \theta_1 \\ P_{\text{ave}} &= V_{s,\text{rms}} I_{s1,\text{rms}} \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (2.57)$$

และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าจะหาได้จากสมการที่ (2.58)

$$\text{Power factor} = \frac{I_{s1,\text{rms}} V_{s,\text{rms}} \cos \theta_1}{I_{s,\text{rms}} V_{s,\text{rms}}} = \frac{I_{s1,\text{rms}}}{I_{s,\text{rms}}} \cos \theta_1 \quad (2.58)$$

จากสมการที่ (2.58) ในเทอมของ $I_{s1,\text{rms}} / I_{s,\text{rms}}$ คือตัวที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของกระแสในสาย และเรียกชื่อเทอมนี้ว่าแฟกเตอร์ความผิดเพี้ยนของตัวประกอบกำลัง (k_{dist}) และในเทอมของ $\cos \theta_1$ คือตัวที่ทำให้เกิดมุมเคลื่อนที่แตกต่างระหว่างแรงดันสายและองค์ประกอบ

ของกระแสมูลฐาน ซึ่งเรียกว่าแฟคเตอร์ของมุมเคลื่อนที่ของตัวประกอบกำลัง (k_{disp}) ซึ่งตัวประกอบกำลังไฟฟ้านี้ก็คือผลคูณของแฟคเตอร์ความผิดเพี้ยนของตัวประกอบกำลังกับแฟคเตอร์ของมุมเคลื่อนที่ของตัวประกอบกำลัง ดังแสดงในสมการที่ (2.59)

$$pf = k_{\text{dist}} k_{\text{disp}} \quad (2.59)$$

เมื่อ

$$k_{\text{disp}} = \cos \theta_1 \quad (2.60)$$

$$k_{\text{dist}} = I_{s1,\text{rms}} / I_{s,\text{rms}} \quad (2.61)$$

ในเทอมของ k_{dist} นั้นสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสฮาร์มอนิกส์ผิดเพี้ยนรวมทั้งหมดได้ดังสมการที่ (2.62)

$$\text{THD}_i = \sqrt{\frac{1}{k_{\text{dist}}^2} - 1} \quad (2.62)$$

2.5 สรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีการสวิตช์ 2 ระดับ โดยอธิบายการทำงานและยกตัวอย่างรูปคลื่นของการสวิตช์ในแต่ละสภาวะการทำงาน โดยในบทนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของกำลังไฟฟ้าต่างๆ และฮาร์มอนิกส์ โดยมีรูปคลื่นตัวอย่างและสมการอธิบายประกอบในเนื้อหาแต่ละส่วน

บทที่ 3

ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า และการวิเคราะห์การควบคุมกระแส

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส และเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมชุดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุต โดยในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ตามหลักการทางคณิตศาสตร์เพื่อที่จะใช้ในการออกแบบความถี่ในการสวิตช์ไอจีบีทีเพื่อปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตและความถี่ในการสวิตช์มอสเฟสเพื่อสร้างสัญญาณในการทำงานของชุดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.1 ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า[9],[10]

การวิเคราะห์การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ไปยังแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 3.1(a) เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.1(b) และรูปที่ 3.1(c) แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าในโหมคเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับ 1 (DPF ; Displacement power factor) [4]

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.1(a) สามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$v_s = v_{conv} + v_L \quad (3.1)$$

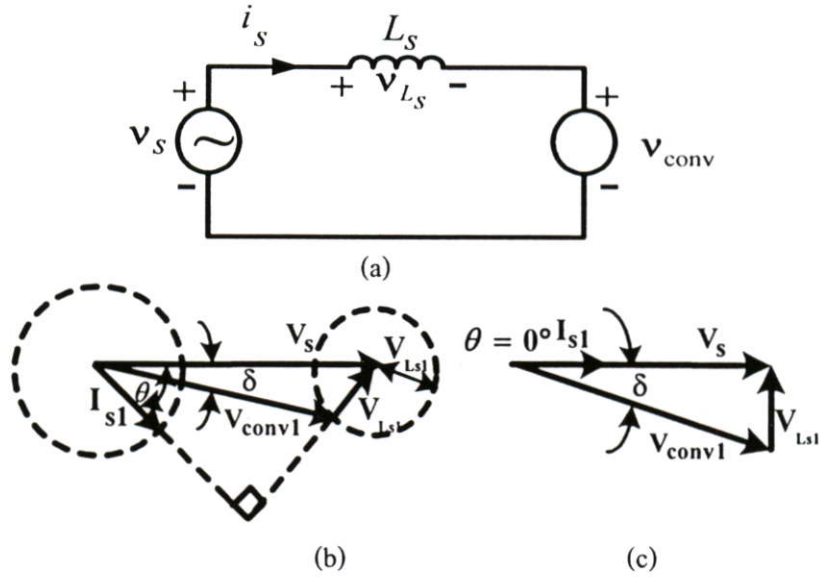
$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (3.2)$$

เมื่อกำหนดให้ v_s เป็นสัญญาณไซน์ และเป็นค่าอ้างอิงโดยพิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานดังสมการที่ (3.3) และ (3.4)

$$V_s = V_{conv1} + V_{Ls1} \quad (3.3)$$

เมื่อ

$$V_{Ls1} = j\omega L_s I_{Ls1} \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.1 (a) วงจรสมมูลการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า
 (b) เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า
 (c) เฟสเซอร์ไดอะแกรมในโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังของพินดามันทอลเท่ากับ 1

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปที่ 3.1(b) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.5) และ (3.6)

$$V_{Ls1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (3.5)$$

$$V_{Ls1} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_s - V_{conv1} \cos \delta \quad (3.6)$$

จากสมการที่(3.5) และ (3.6) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่(3.7) และ (3.8)

$$I_{s1} \cos \theta = \frac{V_{conv1} \sin \delta}{\omega L_s} \quad (3.7)$$

$$I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv1} \cos \delta}{\omega L_s} \quad (3.8)$$

จากกำลังไฟฟ้าจริง $P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (3.9)$

จากกำลังงานไฟฟ้าเสมือน $Q = V_s I_{s1} \sin \theta$ (3.10)

นำสมการที่ (3.7) แทนในสมการที่ (3.9) และนำสมการที่ (3.8) แทนในสมการที่ (3.10) และจัดรูปใหม่จะได้สมการกำลังงานไฟฟ้าจริงที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3.11)

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (3.11)$$

และสมการกำลังงานไฟฟ้าเสมือนที่ส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไปยังคอนเวอร์เตอร์เป็นดังสมการที่ (3.12)

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (3.12)$$

โดยที่

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (3.13)$$

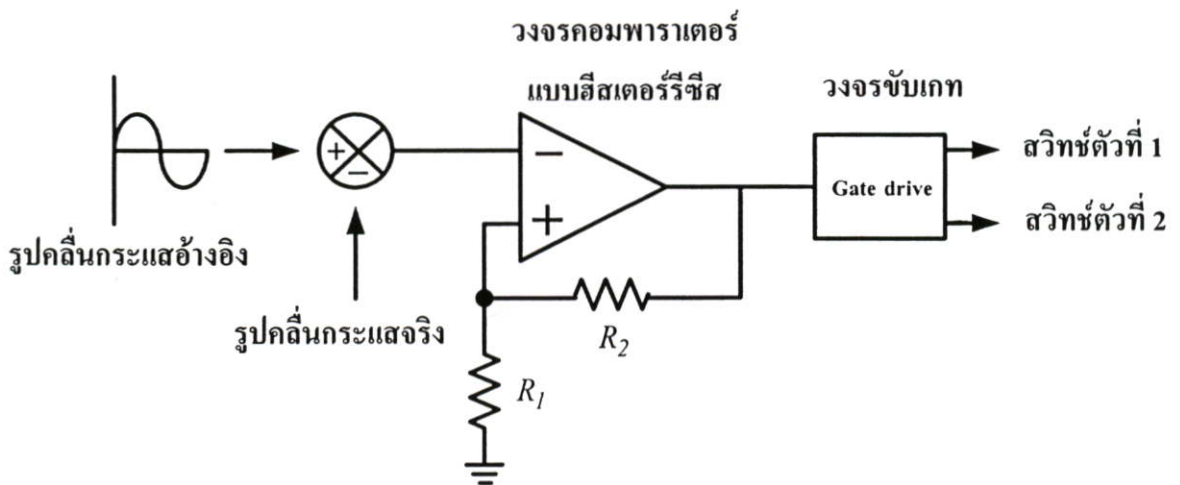
จากหลักการข้างต้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในวงจรสวิตซ์โหมดเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยสามารถที่จะควบคุมกระแสทางด้านอินพุต (i_s) ให้มีเฟสตรงกันกับแรงดันทางด้านอินพุต (v_s) ซึ่งจะทำการกำลังงานไฟฟ้าถูกส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังเอาต์พุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าและทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง (ในทางปฏิบัติ)

3.2 การควบคุมกระแสโดยใช้เทคนิคพีดับเบิลเอ็มที่สร้างจากการปรับตัวของกระแส (Adaptive Current Control PWM)

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันจะมีค่าแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรงไม่คงที่ โดยจะเกิดริบเปิลในทางปฏิบัติเนื่องจากค่าของ LC หรือ C filter มีค่าไม่มากพอ ดังนั้นเทคนิคพีดับเบิลเอ็มที่สามารถควบคุมกระแสโดยของเขตของฮิสเตอร์รีซิส หรือมีการปรับตัวเองโดยอัตโนมัติก็จะแก้ปัญหานี้ได้เป็นอย่างดี เทคนิคนี้จะใช้เป็นวงจรควบคุมกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม

โดยวงจรควบคุมจะสร้างกระแสไซน์อ้างอิงซึ่งมีขนาดและความถี่ตามต้องการ ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับกระแสเฟสจริงตามรูปที่ 3.2

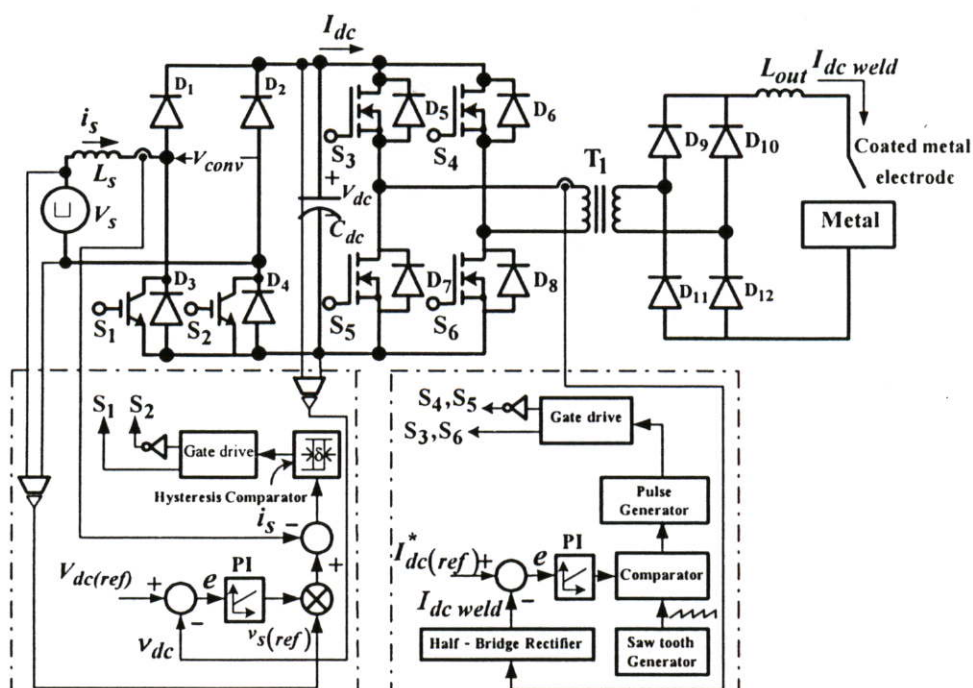
เมื่อกระแสทางไหลทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมน้อยกว่ากระแสอ้างอิงที่กำหนดไว้ ไอจีบีทีตัวที่ 1 หรือสวิตช์ S_1 จะนำกระแส (turn on) เป็นผลให้กระแสอินพุตเปลี่ยนแปลงจากลบ เป็นบวกและกระแสไหลทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมจะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงขอบเขตบนของ ฮิสเตอร์รีซีตส์ก็จะมีการเปลี่ยนการสวิตช์ โดยไอจีบีทีตัวที่ 2 หรือสวิตช์ S_2 จะนำกระแสส่วนไอจีบีที ตัวที่ 1 หรือสวิตช์ S_1 จะหยุดนำกระแส (turn off) เป็นผลให้กระแสอินพุตเปลี่ยนแปลงจากบวก เป็นลบและกระแสไหลทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมจะลดลงขึ้นอยู่กับกระแสเชื่อมอาร์คทางด้าน เอาต์พุตของเครื่องเชื่อม ซึ่งเป็นการครอบรอบของการสวิตช์ ในวงจรรูปที่ 3.3 จะมีวงจรจับเกท ให้ไอจีบีทีหรือสวิตช์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ทำงานสลับกัน โดยกระแสจริงจะถูกบังคับให้ติดตาม สัญญาณไซน์อ้างอิงให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตส์ที่ต้องการโดยการสวิตช์กลับไปกลับมาของ ไอจีบีทีหรือสวิตช์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ดังนั้นกระแสรีปเปิล พิก-ทู-พิก จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ใน ขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตส์ตามค่าแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อม ถ้ากำหนดค่า ความกว้างของขอบเขตของฮิสเตอร์รีซีตส์ให้มีขนาดแคบ (โดยกำหนดได้จากค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ดังรูปที่ 3.2) จะทำให้กระแสเข้าใกล้รูปไซน์มากยิ่งขึ้นส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนของ กระแสฮาร์มอนิกส์ต่ำลง การสูญเสียในเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ก็จะมีค่าน้อยลง



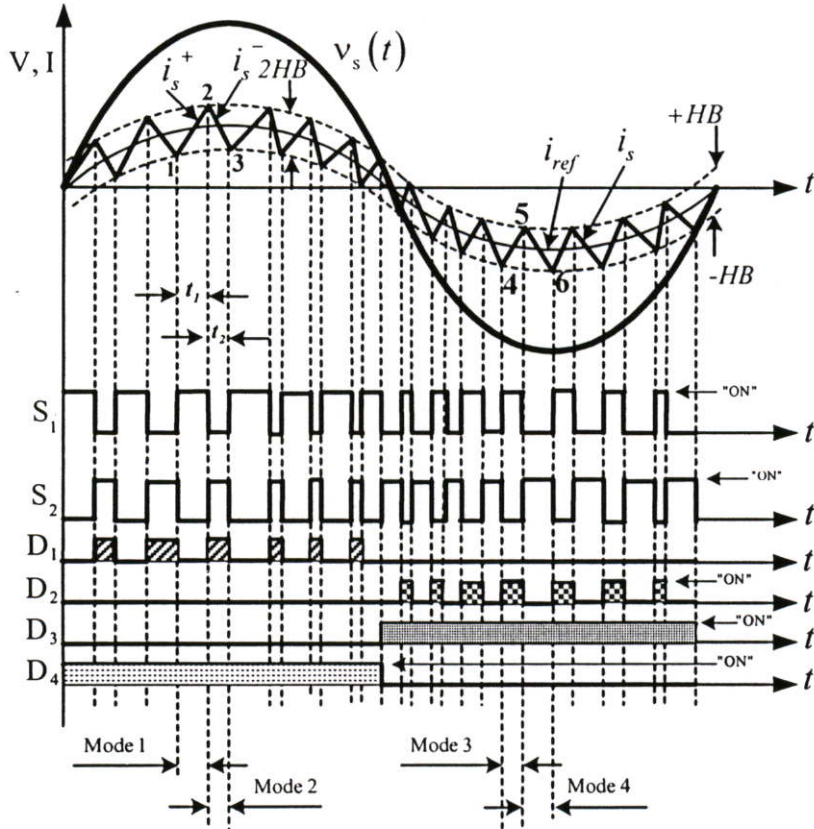
รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยการปรับตัวของกระแส

3.3 หลักการทำงานสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสร่วมกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

จากรูปที่ 3.4 คือระบบควบคุมกระแสเชื่อมอาร์คโลหะของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ประกอบด้วยภาคคอนเวอร์เตอร์และภาคอินเวอร์เตอร์ โดยภาคคอนเวอร์เตอร์นั้นทำงานแบบสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้วกับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของชุดสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง



รูปที่ 3.4 สัญญาณพัลส์ควบคุมสวิตช์ไอจีบีที(S_1 และ S_2) ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง และภาคอินเวอร์เตอร์นี้ประกอบด้วยมอสเฟต 4 ตัวที่ต่อเป็นแบบฟูลบริดจ์(Full-bridge) โดยมีมอสเฟตทั้ง 4 ตัวทำงานเป็นสวิตช์ และใช้หลักการควบคุมกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงเป็นการทำงานแบบอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงผ่านให้หม้อแปลงไฟฟ้า ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าให้มีขนาดลดลงแต่ความถี่ยังคงเดิม จากนั้นนำแรงดันต่ำไฟสลับความถี่สูงไปผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย ทำให้ได้แรงดันไฟตรงออกมา แล้วนำไปเชื่อมอาร์คขึ้นงานโลหะโดยผ่านตัวเหนี่ยวนำสะสมพลังงานทางด้านเอาต์พุต ซึ่งจะทำให้ได้กระแสเชื่อมมีลักษณะค่อนข้างคงที่โดยมีการกระเพื่อมของกระแสทางด้านเอาต์พุตน้อย ในการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมจะมีอยู่ 4 สถานะอธิบายตามรูปที่ 3.4 คือ

สถานะที่ 1 เมื่อแรงดันแหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวกแล้วสวิตช์ S_1 'ON', S_2 'OFF' ดังรูปที่ 3.5(a) ตัวเหนี่ยวนำ L_s จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ S_1 และไดโอด D_3 ทำให้

กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจากจุดที่ 1 ไปถึงจุดที่ 2 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.14)

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (3.14)$$

สถานะที่ 2 เมื่อกระแส i_s เพิ่มขึ้นถึงขอบเขตบนจุดที่ 2 สวิตช์ S_1 'OFF', S_2 'ON' จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_1 ดังรูปที่ 3.5(b) กระแสอินพุตจะลดลงจากจุดที่ 2 ไปถึงขอบเขตล่างจุดที่ 3 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับ V_{dc} โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.15)

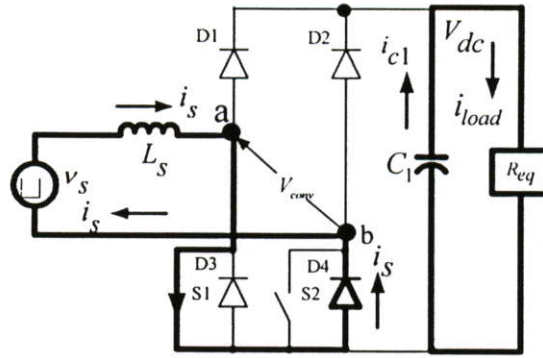
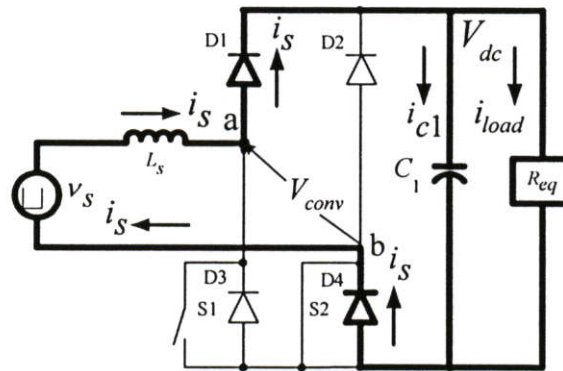
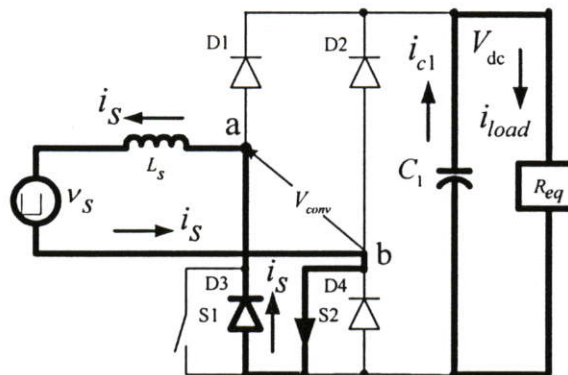
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{dc} \quad (3.15)$$

สถานะที่ 3 เมื่อแรงดันแหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกลบแล้วสวิตช์ S_1 'OFF', S_2 'ON' ดังรูปที่ 3.5(c) ตัวเหนี่ยวนำ L_s จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ S_2 และไดโอด D_3 ทำให้กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจากจุดที่ 3 ไปถึงจุดที่ 5 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่ (3.16)

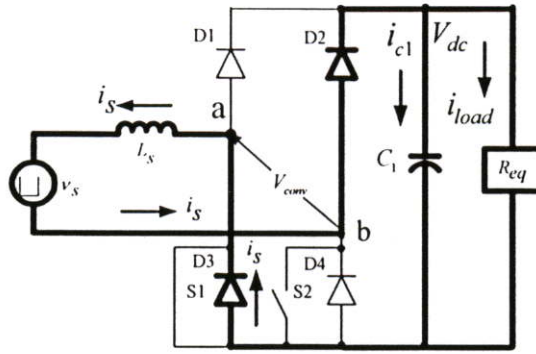
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (3.16)$$

สถานะที่ 4 เมื่อกระแส i_s เพิ่มขึ้นถึงขอบเขตบนจุดที่ 5 สวิตช์ S_1 'ON', S_2 'OFF' จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_1 ดังรูปที่ 3.5(d) กระแสอินพุตจะลดลงจากจุดที่ 5 ไปถึงจุดที่ 6 ในรูปที่ 3.2 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่(3.17)

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{dc} \quad (3.17)$$

(a) MODE 1 ($V_{conv} = 0$)(b) MODE 2 ($V_{conv} = V_{dc}$)(c) MODE 3 ($V_{conv} = 0$)

รูปที่ 3.5 สภาวะการทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมทั้ง 4 สภาวะ

(d) MODE 4 ($V_{conv} = -V_{dc}$)

รูปที่ 3.5 (ต่อ)

จากการวิเคราะห์ในรูปที่ 3.4 สามารถที่จะเขียนเป็นสมการที่เกิดจากการสวิตช์ที่เวลา t_1 และ t_2 ช่วงจุดที่ 1 ถึง 2 โดยที่เวลา t_1 อุปกรณ์สวิตซ์กำลัง (IGBT) หรือสวิตซ์ตัวที่ 1 ทำงาน ส่วนตัวที่ 2 หยุดทำงาน สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$L_s \frac{di_s^+}{dt} = v_s \quad (3.18)$$

และเมื่อเวลา t_2 อุปกรณ์สวิตซ์กำลัง (IGBT) หรือสวิตซ์ตัวที่ 1 หยุดทำงาน ส่วนตัวที่ 2 ทำงาน ช่วงจุดที่ 2 ถึง 3 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$L_s \frac{di_s^-}{dt} = v_s - V_{dc} \quad (3.19)$$

ดังนั้นเมื่อนำ $t_1 + t_2$ จะได้

$$\frac{di_s^+}{dt} + \frac{di_s^-}{dt} = \frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \quad (3.20)$$

เมื่อกำหนดให้

- L_s = ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม
 i_s^+ = กระแสที่ไหลเข้าเครื่องเชื่อมทางด้านอินพุตที่มีความชันเป็นบวกเมื่อกระแสเดินทางขนขอบเขตบน (HB^+)
 i_s^- = กระแสที่ไหลเข้าเครื่องเชื่อมทางด้านอินพุตที่มีความชันเป็นลบเมื่อกระแสเดินทางขนขอบเขตล่าง (HB^-)
 HB^+ = ฮีสเตอร์รีซิสแบนขอบเขตบน
 HB^- = ฮีสเตอร์รีซิสแบนขอบเขตล่าง
 i_r^+ = กระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา
 f_{si} = ความถี่สวิตช์ซิ่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (IGBT)
 $m = \frac{di_r^+}{dt}$ = ความชันของกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา
 V_s = แรงดันของแหล่งจ่ายไฟที่เวลาใดๆ ที่ป้อนให้เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง
 HB = ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสรวมแบนบนและล่าง
 V_{dc} = แรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟร์ทางด้านหน้าชุดอินเวอร์เตอร์
 t_1 = เวลาในการสวิตช์ซิ่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (IGBT) จากจุดที่ 1 ไปจุดที่ 2
 t_2 = เวลาในการสวิตช์ซิ่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (IGBT) จากจุดที่ 2 ไปจุดที่ 3

จากหลักตรีโกณมิติในรูปที่ (3.2) สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{di_s^+}{dt} t_1 - \frac{di_r^+}{dt} t_1 = 2HB \quad (3.21)$$

$$\frac{di_s^-}{dt} t_2 - \frac{di_r^-}{dt} t_2 = -2HB \quad (3.22)$$

$$t_1 + t_2 = T_c = \frac{1}{f_c} \quad (3.23)$$

นำสมการ (3.21) และสมการ (3.22) มาบวกกันแล้วแทนในสมการ (3.23) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \frac{di_s^-}{dt} - \frac{1}{f_{si}} \frac{di_r^+}{dt} = 0 \quad (3.24)$$

นำสมการ (3.21) มาลบกับสมการ (3.22) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \frac{di_s^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.25)$$

นำสมการ (3.20) แทนในสมการ (3.25) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \left[\frac{-di_s^+}{dt} + \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) \right] - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.26)$$

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.27)$$

$$(t_1 + t_2) \frac{di_s^+}{dt} - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.28)$$

$$\left[\left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{di_s^+}{dt} \right) \right] - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - (t_1 - t_2) \frac{di_r^*}{dt} = 4HB \quad (3.29)$$

เมื่อนำสมการ(3.20) แทนในสมการ(3.24) จะได้

$$t_1 \frac{di_s^+}{dt} + t_2 \left[-\frac{di_s^+}{dt} + \left[\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right] \right] - \frac{1}{f_{s1}} \frac{di_r^*}{dt} = 0 \quad (3.30)$$

$$t_1 - t_2 = \frac{\left[\left(\frac{di_r^*}{dt} \right) \right]}{\frac{di_s^+}{dt}} + t_2 \left[\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right] \quad (3.31)$$

เมื่อนำสมการ (3.31) แทนในสมการ (3.29) จะได้

$$\left[\left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{di_s^+}{dt} \right) - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - \left(\frac{\left(\frac{di_r^*}{dt} \right)}{f_{s1}} + t_2 \left[\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right] \right) \frac{di_r^*}{dt} \right] \frac{di_s^+}{dt} = 4HB \quad (3.32)$$

เมื่อแทน $\frac{di_s^+}{dt} = \frac{v_s}{L}$ และ $\frac{di_r^*}{dt} = m$ ในสมการ(3.32) จะได้

$$\left[\left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{v_s}{L_s} \right) - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - \left(\frac{\left[\frac{m}{f_{s1}} \right] - t_2 \left[\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right]}{\frac{v_s}{L_s}} \right) (m) \right] = 4HB \quad (3.33)$$

$$\left[\left(\frac{v_s}{f_{s1}L_s} \right) - t_2 \left(\frac{2v_s - V_{dc}}{L_s} \right) - \left(\left[\frac{m}{f_{s1}} \right] - t_2 \left(\frac{(2v_s - V_{dc})}{L_s} \right) \right) \left(\frac{L_s}{v_s} \right) (m) \right] = 4HB \quad (3.34)$$

แทน $t_2 = \frac{v_s - V_{dc}}{L_s}$ และ $\frac{1}{f_{s1}} = \frac{2v_s - V_{dc}}{L_s}$ ในสมการ(3.34) จะได้

$$\left(\frac{v_s}{f_{s1}L_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{L_s} \right) \left(\frac{1}{f_{s1}} \right) - \left(\frac{m^2 L_s}{f_{s1}v_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{L_s} \right) \left(\frac{1}{f_{s1}} \right) \left(\frac{L_s}{v_s} \right) m = 4HB \quad (3.35)$$

$$\left(\frac{v_s}{f_{s1}L_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{f_{s1}L_s} \right) - \left(\frac{m^2 L_s}{f_{s1}v_s} \right) - \left(\frac{v_s - V_{dc}}{f_{s1}L_s} \right) \left(\frac{mL_s}{v_s} \right) = 4HB \quad (3.36)$$

$$4HB = \frac{v_s}{f_{s1} L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) - \frac{m^2 L_s^2}{v_s^2} - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) m L_s \right] \quad (3.37)$$

$$HB = \frac{0.25v_s}{f_{s1} L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) - \frac{m^2 L_s^2}{v_s^2} - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) m L_s \right] \quad (3.38)$$

ดังนั้น f_{s1} มีค่าเท่ากับ

$$f_{s1} = \frac{0.25v_s}{(HB)L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) - \frac{m^2 L_s^2}{v_s^2} - \left(1 - \frac{V_{dc}}{v_s} \right) m L_s \right] \quad (3.39)$$

เมื่อกำหนดให้ $m = \frac{di_r^*}{dt} = \frac{d(I_m^* \sin \omega t)}{dt}$ คือความชันของกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา และ

I_m^* คือขนาดสูงสุดของกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา

จากสมการที่ (3.38) คือฟังก์ชันของฮิสเตอร์รีซิสแบน ซึ่งขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของ m และความถี่สวิทชิงของไอจีบีที (f_{s1}) แรงดันชั่วขณะของแหล่งจ่าย (v_s) ตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต (L_s) และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงชั่วขณะ (v_{dc}) ทางเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์เร็กติไฟเออร์แบบมีสวิทช์ต่อขนานกลับขั้วอยู่กับไดโอดคู่ล่าง

เมื่อ $i_r^* = I_m \sin \omega t$

$$\text{ดังนั้น} \quad m^2 = \left[\frac{d(I_m \sin \omega t)}{dt} \right]^2 = 0.5\omega^2 I_m^2 (1 + \cos 2\omega t) \quad (3.40)$$

และจากสมการ

$$v_s = V_m \sin \omega t = 310 \sin \omega t \quad (3.41)$$

จากสมการที่(3.39) มีความสัมพันธ์กับความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$f_{s1(\max)} = \frac{0.25V_m}{(HB)L_s} \left[\frac{V_{dc}}{V_m} \right] \quad \text{ที่ } \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (3.42)$$

และ

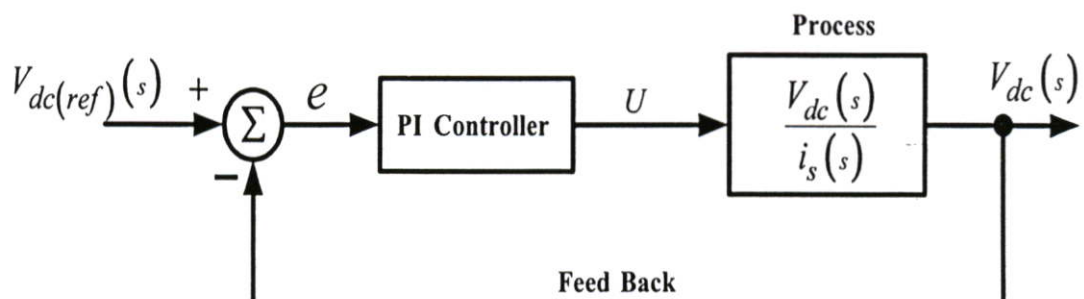
$$f_{s1(\min)} \quad \text{ที่ } \omega t = 0, \pi \quad (3.43)$$

เมื่อควบคุมฮีสเตอร์รีชีสแบนให้คงที่นั่นที่ ความถี่สูงสุด $f_{s1(\max)}$ เมื่อ m เท่ากับ 0 ที่ $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ เรเดียน และที่ความถี่ต่ำสุด $f_{s1(\min)}$ เมื่อ m เท่ากับ $\omega t = 0, \pi$ เรเดียน

3.4 การจำลองเชิงคณิตศาสตร์ของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

ในการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมโดยทั่วไป จะต้องมีจำลองระบบควบคุมให้อยู่ในรูปแบบจำลองเชิงคณิตศาสตร์[10] ซึ่งในงานวิจัยนี้ในการจำลองเชิงคณิตศาสตร์จะต้องมีการคำนวณค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับเข้ากับไดโอดคู่ล่างในวงจรพูลบริจเรกติฟายที่มีการป้อนกลับ

ในการควบคุมนั้นจะประกอบไปด้วยตัวควบคุมและตัวกระบวนการทำงานของระบบ ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง i_s กับ v_{dc} ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมควบคุมทั่วไปของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

เมื่อพิจารณาสมมติให้ระบบของสวิตช์โหมคมีประสิทธิภาพ 100 % และไม่พิจารณาถึงรีปเปลของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไฟ v_s ไปสู่ทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง และเพื่อจัดรูปสมการให้ง่ายต่อการแก้ปัญหาของระบบคณิตศาสตร์สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_s i_s = \frac{V_{dc}^2}{R_{eq}} + C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.44)$$

กำหนดให้ $R_{eq} = \frac{V_{dc}}{i_s}$

$$V_s i_s - \frac{V_{dc}^2}{R_{eq}} = C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.45)$$

$$\frac{V_s i_s}{C_{dc} V_{dc}} - \frac{V_{dc}}{C_{dc} R_{eq}} = \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (3.46)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการ(3.46) เพื่อที่จะให้ง่ายต่อการค้นหาคำตอบของสมการอนุพันธ์เชิงเส้นและง่ายต่อการหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของระบบ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{V_s i_s(s)}{C_{dc} V_{dc}} - \frac{V_{dc}(s)}{C_{dc} R_{eq}} = s V_{dc}(s) \quad (3.47)$$

จะได้ว่า

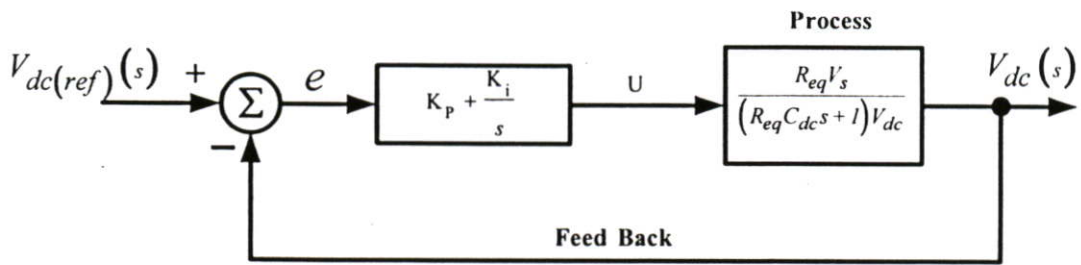
$$\frac{V_s i_s(s)}{C_{dc} V_{dc}} = \frac{V_{dc}(s)}{C_{dc} R_{eq}} + s V_{dc}(s) \quad (3.48)$$

$$\frac{V_s i_s(s)}{C_{dc} V_{dc}} = V_{dc}(s) \left(s + \frac{1}{R_{eq} C_{dc}} \right) \quad (3.49)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_s(s)} = \frac{R_{eq} V_s}{(R_{eq} C_{dc} s + 1) V_{dc}} \quad (3.50)$$

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนระบบจะมีค่าเท่ากับสมการ (3.50) และตัวควบคุมแบบพีไอหา

จาก $K_p + \frac{K_i}{s}$ จากนั้นนำไปออกแบบหาระบบควบคุมตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.7



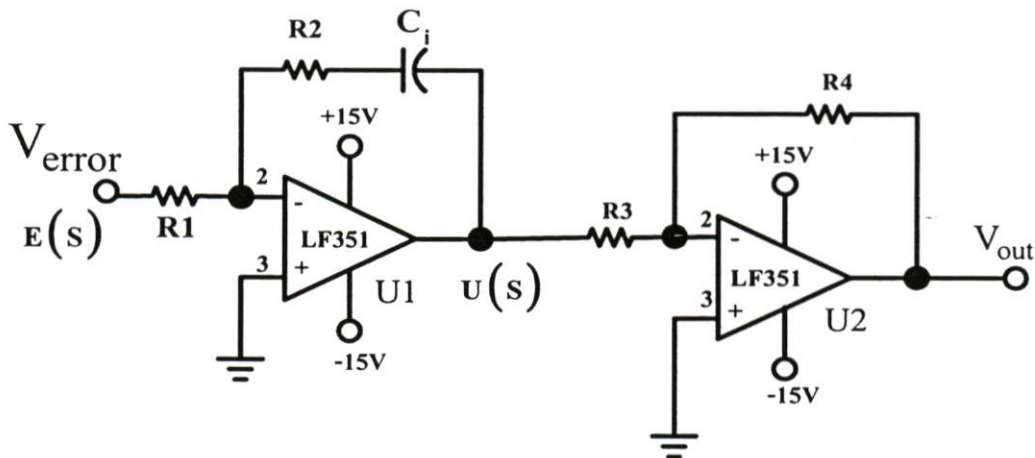
รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมของสวิตซ์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ

เมื่อ

e คือ ความคลาดเคลื่อนในการควบคุม

U คือ สัญญาณควบคุม

ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล(Proportional plus Integral Controller) หรือตัวควบคุมแบบพีไอ(PI) ซึ่งเป็นการรวมตัวควบคุมแบบพี (P) เข้ากับแบบ ไอ (I) โดยมีการต่อวงจรดังในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ตัวควบคุมแบบพีไอ(PI)

ในรูปที่ 3.8 เป็นการต่อตัวควบคุมแบบพีไอ โดยแรงดันไฟฟ้าคลาดเคลื่อน (V_{error}) จะได้จากแรงดันไฟฟ้าที่ตั้งค่า (V_{SP}) ไว้ลบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ตรวจจบบมา (V_{PV}) ดังสมการที่ (3.51)

$$V_{error} = V_{SP} - V_{PV} \quad (3.51)$$

ตัวควบคุมแบบพีไอจะมีอัตราขยายสัดส่วน (K_p) ดังสมการที่ (3.52)

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.52)$$

ตัวควบคุมแบบพีไอจะมีแรงดันเอาต์พุตที่ออกมา ตามสมการที่ (3.53)

$$U(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (3.53)$$

เมื่อ

$$K_i = \frac{1}{R_i C_i} \quad (3.54)$$

สัญญาณที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบพีไอ จะถูกกลับสัญญาณที่เอาต์พุตของออปแอมป์ ตัวที่ 2(U2)

จะสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน ได้ดังสมการที่ (3.55)

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.55)$$

โดย T_i คือช่วงเวลาอินทิกรัล

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของสวิทซ์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงในสมการ(3.50) เมื่อนำการควบคุมแบบพีไอ(Pi) มาใช้กับระบบจะพบว่า การควบคุมแบบนี้ทำให้คุณสมบัติของระบบการเปลี่ยนไป ทำให้ระบบการมีอันดับสูงขึ้นเนื่องจากการควบคุมแบบไอ ระบบการจะเข้าสู่เป้าหมายเสมอเนื่องมาจากการควบคุมแบบไอ การเพิ่มค่า K_p จะทำให้มีการตอบสนองเร็วขึ้นแต่ระบบการจะมีการแกว่งมากขึ้น ทำให้ค่าการตอบสนองสูงสุดเพิ่มขึ้นและเสถียรภาพของระบบการลดลงเนื่องมาจากการควบคุมแบบไอ และเมื่อลดค่า T_i จะทำให้การตอบสนอง

ของกระบวนการเร็วขึ้นและกระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมแบบ
พีไอให้เหมาะสมกับกระบวนการจะทำให้ระบบมีเวลาการตอบสนองที่ดีและระบบมีเสถียรภาพที่ดี

3.5 สรุป

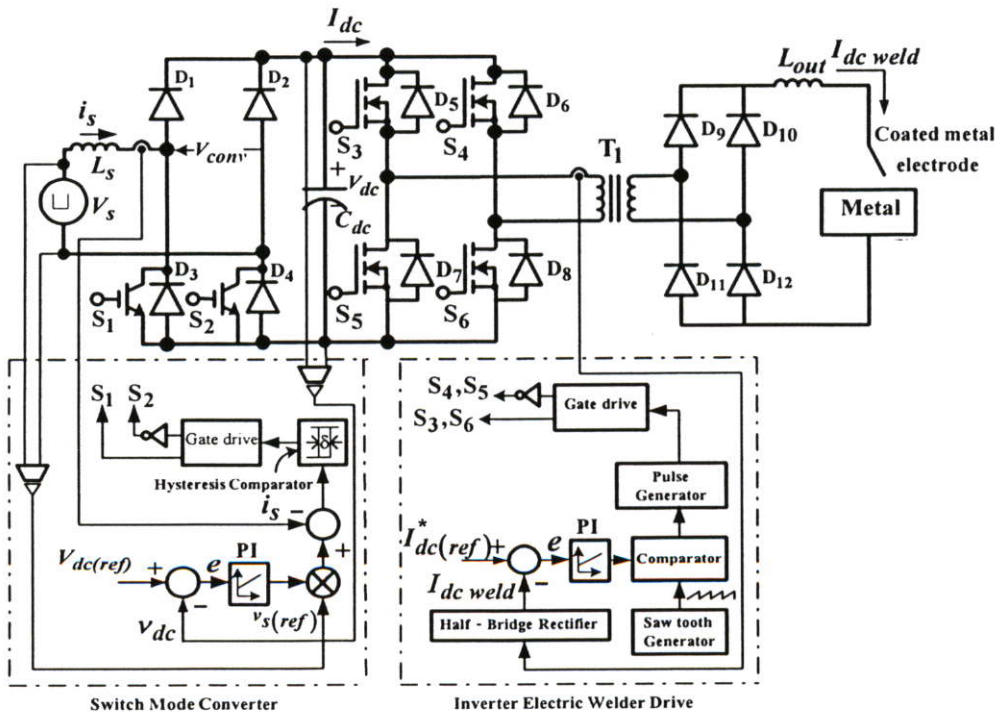
ในบทนี้ได้พูดถึงหลักการวิเคราะห์กระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่ใช้ในการ
ควบคุมสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบมีสวิทช์ต่อขนานกลับขั้วกับไดโอดคู่ล่าง
ในวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟาย และการออกแบบโมเดลเชิงคณิตศาสตร์ของสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอน
เวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ ที่นำมาใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า
กระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

บทที่ 4

การสร้างและออกแบบ

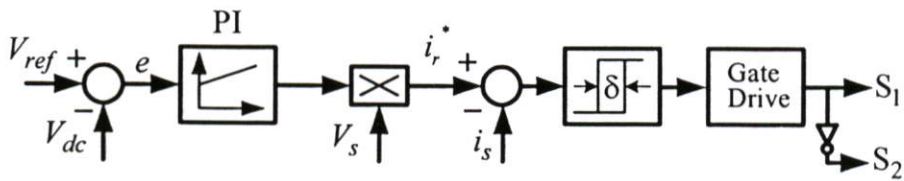
4.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงระบบควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่ใช้ในวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้ว (anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ และระบบควบคุมของเทคนิคการควบคุมชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบ 2 ระดับที่ใช้ควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ โดยในระบบควบคุมการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ ประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็นวงจรตรวจจับกระแส , วงจรตรวจจับแรงดัน , วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ , วงจรควบคุมแบบพีไอ , วงจรคูณสัญญาณ , วงจรฮิสเตอร์รีซิสรูป วงจรขับเคลื่อน และวงจรป้องกันโอจีบีที ส่วนในระบบควบคุมกระแสเชื่อม ประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็น วงจรตรวจจับกระแส , วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ , วงจรควบคุมแบบพีไอ , วงจรผลิตสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ , วงจรขับเคลื่อน และวงจรป้องกันมอสเฟต อีกทั้งยังมีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุตในวงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์และตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต , หม้อแปลงความถี่สูง , ชุดอินเวอร์เตอร์ , ชุดไดโอดเรกติฟายทางด้านอินพุตและเอาต์พุต



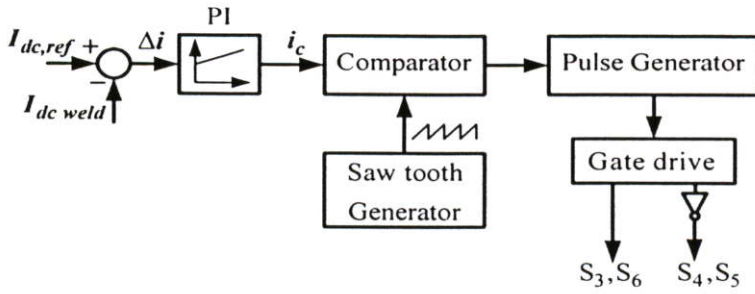
รูปที่ 4.1 บล็อกโคโอะแกรมของชุดสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์

ที่ใช้ในการออกแบบเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมการสวิตช์ของไอจีบีทีในการใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซีตที่ใช้ในวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบมีสวิตช์ต่อขนานกลับขั้ว(anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีรูปคลื่นเป็นไซน์ โดยการตรวจจับแรงดันดีซีเชื่อมโยง (V_{dc}) มาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง จากนั้นนำค่าผิดพลาดที่ได้ไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอแล้วนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรคูณกับแรงดันไฟสลับอ้างอิง จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ (i_r^*) ไปเปรียบเทียบกับกระแสจริงที่ไหลเข้าเครื่องเชื่อมทางด้านอินพุต (i_s) แล้วนำสัญญาณจากการเปรียบเทียบไปผ่านวงจรมอดูเลชันฮิสเตอร์รีซีตจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ออกมาไปผ่านวงจรขับเกทเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไอจีบีที (S_1, S_2) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงการควบคุมดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ระบบควบคุมแบบลูปิดเพื่อควบคุมการสวิตช์ของไอจีบีทีในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส

บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมกระแสเชื่อม โดยการตรวจจับกระแสทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูง ($i_{ac\ weld}$) ที่มีขนาดกระแสต่ำจึงประหยัดค่าใช้จ่ายในการตรวจจับและมีความปลอดภัยกว่าการตรวจจับกระแสทางด้านเอาต์พุตของเครื่องเชื่อม จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรฮาล์ฟบริดจ์เรกติฟายเพื่อแปลงเป็นไฟตรง ($i_{dc\ weld}$) และนำมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง ($i_{dc,ref}$) แล้วผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ(PI)แล้วนำมาเปรียบเทียบกับคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่คงที่ ซึ่งเป็นความถี่ของการสวิตช์มอสเฟต (f_{s2}) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะได้สัญญาณพัลส์ที่ดับลิวเอ็่ม(PWM)แบบ 2 ระดับที่มีความกว้างสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรขับเกทเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟต (S_3, S_6) และ (S_4, S_5) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงการควบคุมดังรูปที่ 4.3

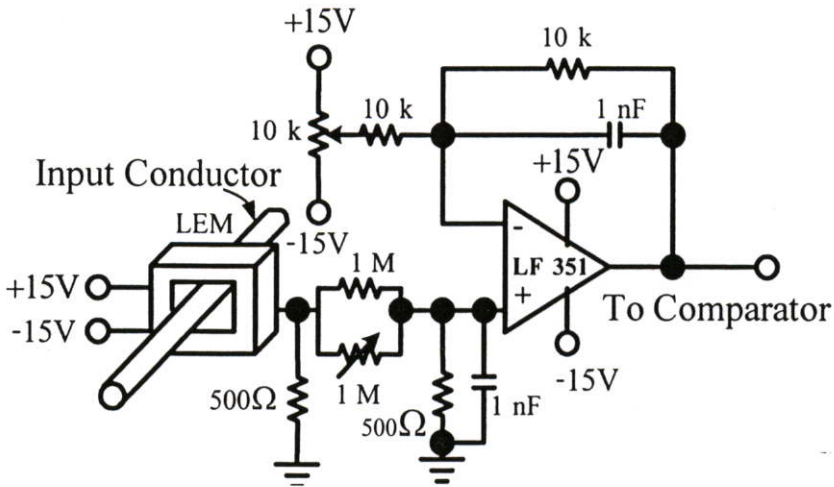


รูปที่ 4.3 ระบบควบคุมแบบลูปปิดเพื่อควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

4.2 วงจรส่วนต่างๆในระบบควบคุมการปรับปรุงรูปคลื่นกระแส

ประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังต่อไปนี้

4.2.1 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส



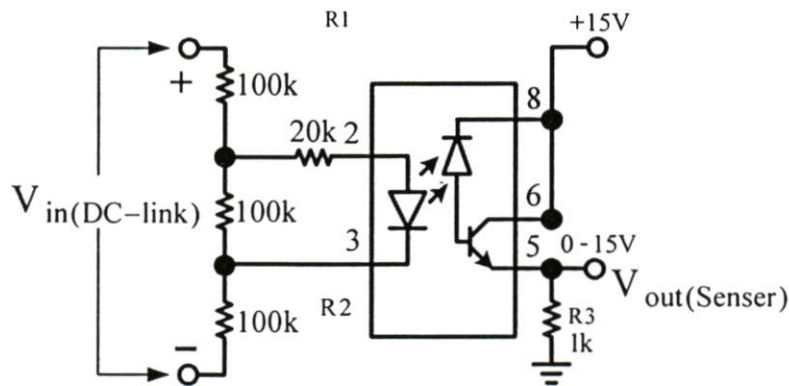
รูปที่ 4.4 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

จากรูปที่ 4.4 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสจริง (i_s) ที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ เพื่อที่จะนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง (i_r^*) และเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์รีซิส ในการควบคุมแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส นั้น สัญญาณกระแสมีความถี่สูง จึงไม่เหมาะที่จะใช้หม้อแปลงตรวจจับกระแสแบบแกนเหล็กกลามีเนทรรวมได้ เพราะอาจทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้ ดังนั้นจึงเลือกใช้ Hall Effect ยี่ห้อ LEM เบอร์ LA55-TP ซึ่งสามารถวัดสัญญาณกระแสได้ตั้งแต่ย่าน 0-200 KHz ทำให้สัญญาณกระแสมีความถูกต้อง ในวงจร

นี้จะต่อ Hall Effect มีอัตราส่วนแปลงกระแส(turn ratio) 1:1000 ดังนั้นกระแสที่เข้ามา 1 A จะออกจาก Hall Effect 1 mA กระแสนี้จะไหลผ่านตัวต้านทานขนาด 500Ω จะทำให้ได้สัญญาณขนาด 1 V ต่อกระแส 0.5 A เป็นต้น โดยสัญญาณที่ได้จะมีค่าออฟเซต ดังนั้นจึงต้องมีการแก้ไข โดยการต่อวงจรที่มีการปรับได้ทั้งขนาดและค่าออฟเซตดังแสดงในรูปที่ 4.4

4.2.2 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในวงจรตรวจจับแรงดันนี้จะต้องมีการแยกจากกันระหว่างวงจรกำลังใช้งานกับวงจรส่วนที่สร้างสัญญาณควบคุม ดังนั้นจึงได้นำไอซีออปโตไดโอดเบอร์ 6N136 มาประยุกต์ใช้งาน โดยอาศัยการทำงานของไดโอดเปล่งแสงให้แสงมากระทบตัวทรานซิสเตอร์รับแสงให้ทำงานในย่านแอกตีฟ โดยการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านไดโอดเปล่งแสง โดยการต่อความต้านทานปรับค่า(R1) ได้ที่ขา 2 ของตัวออปโต ซึ่งตัวต้านทานนี้จะต่อกับขั้วบวก(+) ของแรงดันดีซีเชื่อมโยง($V_{dc-link}$) และที่ขา 3 ของตัวออปโตจะต่อเข้ากับขั้วลบ(-) ของแรงดันดีซีเชื่อมโยง($V_{dc-link}$) ดังแสดงในรูปที่ 4.5

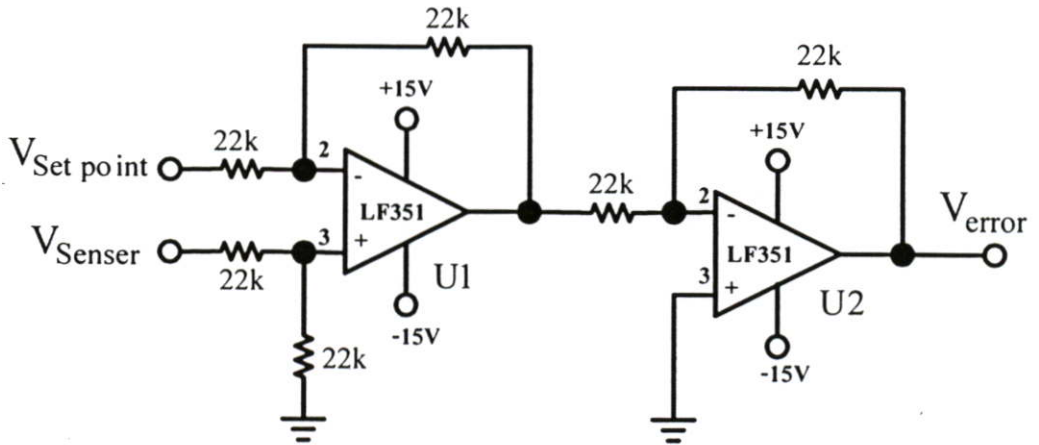


รูปที่ 4.5 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

4.2.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

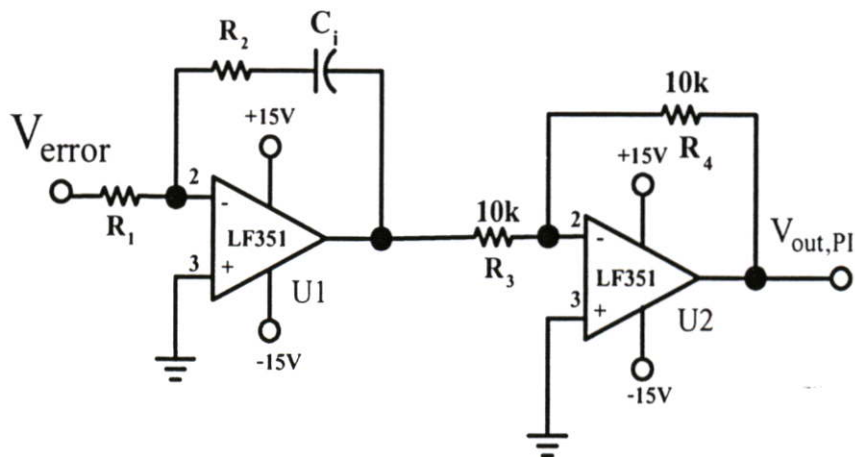
ในวงจรเปรียบเทียบสัญญาณนี้จะใช้ไอซีเบอร์ LF351 ซึ่งเป็นไอซีขยายสัญญาณที่มีการกินกำลังไฟฟ้าต่ำเป็นแบบ Single J-Fet ซึ่งมีแถบความถี่ใช้งานกว้าง โดยนำสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้ป้อนเข้าที่ขา $V_{Set\ point}$ และนำสัญญาณแรงดันที่ตรวจจับมาป้อนเข้าที่ขา V_{Sensor} ซึ่งในวงจรสวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จะใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณอยู่ 2 ชุด โดยชุดแรกเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้(V_{ref}) กับสัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยง(V_{dc}) ส่วนชุดที่สองเปรียบเทียบสัญญาณกระแสจริงที่ตรวจจับ(i_s) ซึ่งแปลงเป็นสัญญาณแรงดันโดย Hall Effect ยี่ห้อ LEM เบอร์ LA55-TP กับกระแสอ้างอิงที่สังเคราะห์ขึ้นมา(i_r^*) ในรูปของสัญญาณแรงดัน

ที่มาจากเอาต์พุตของวงจรมหาสัญญาณแรงดันอ้างอิงกับเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบพีไอ โดยมี การต่อวงจรเปรียบเทียบดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

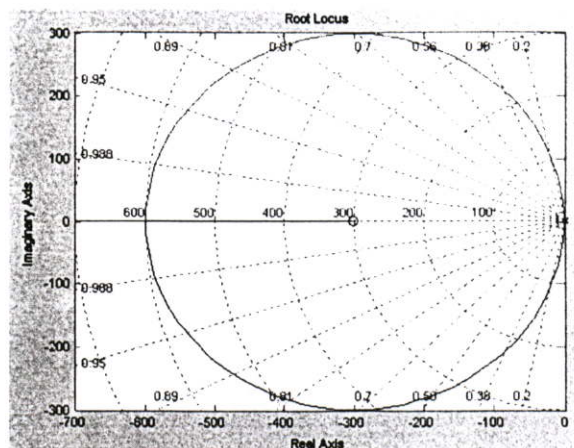
4.2.4 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในวงจรสวิตช์โหมดเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.7 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในวงจรสวิตช์โหมดเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมในรูปที่ 4.7 กำหนดให้ค่า $V_{dc} = 310 \text{ V}$, $C_1 = 3,300 \text{ uF}$, $R_{eq} = 130 \Omega$, $V_s = 220 \text{ V}$ นำค่าที่กำหนดนี้แทนในสมการแล้วทำการหาคุณสมบัติของ ผลตอบสนองชั่วขณะ (Transient response) ของระบบแบบลูปปิด โดยการวิเคราะห์ทางเดินราก (Root locus) ของสมการลักษณะเฉพาะ $1+kG(S)H(S)$ ของระบบปิดเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยาย (k) โดยทำการพิจารณาค่า (k) ของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจากค่า 0 ถึง ∞ แล้วนำค่าของราก

สมการมาทำการพล็อตกราฟ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของระบบที่ค่าต่างๆ เมื่อค่า(k) เปลี่ยนแปลงไปในตำแหน่งต่างๆ ของโพลที่ถูกพล็อตลงบนระนาบ S แล้วทำการเลือกค่า (k) ที่เหมาะสมที่สุดตามการพล็อตตามรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 เส้นทางเดินรากของฟังก์ชันถ่ายโอนสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบพีไอ

โปรแกรมที่ใช้ Plot เส้นทางเดินรากของฟังก์ชันถ่ายโอนและผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสแคว์ที่ค่า $k = 25$ ของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ คือ

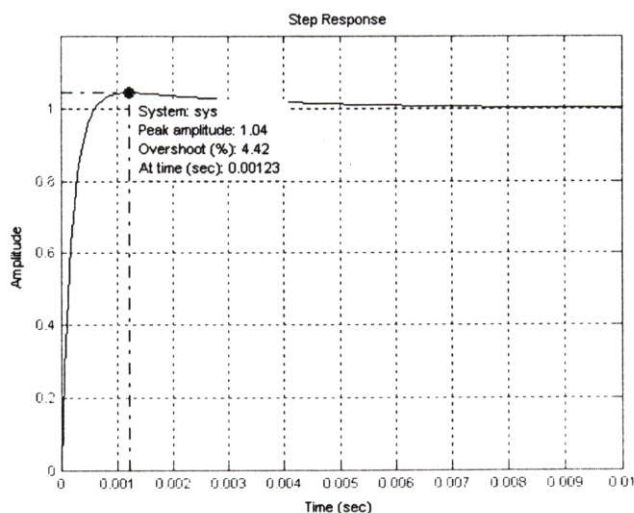
```
clc
% Set parameter.
Vdc = 310;
Vs = 220;
R = 48;
C = 3300e-6;
%L = 1.0e-3;
Gs = tf([R*Vs],[C*R 1]*Vdc);
% controller transfer function.
K = 25;
Ti = 0.00333;
Gc = tf(K*[Ti 1],[Ti 0]);
% Open loop transfer function.
Gop = Gc*Gs;
```

```

% feedback system.
sys = feedback(Gop,1);
% Show picture control with PI Controller.
figure(1)
step(sys);
axis([0 10e-3 0 1.2]);
grid
figure(2)
margin(Gop);
grid

```

จากผลการออกแบบ ในการเคลื่อนที่ของทางเดินรามีสองเส้น โดยมีจุดเริ่มต้นที่ Open loop pole ที่ 0,0 โดยที่ $k=0$ ไปยัง Open loop zero -300 และที่ 0,0 ไปยัง ∞ ทางเดินของรามีอยู่ ในซีกซ้ายมือทั้งหมด จึงถือได้ว่าระบบนี้ยังคงมีเสถียรภาพอยู่ ในการออกแบบค่า k_p นั้นจะเลือกค่า k_p มีค่าเท่ากับ 25 ค่า $\tau = 0.00333$ ที่ค่าอัตราหน่วง 0.707 จะพบว่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) จะมีค่าอยู่ที่ 5290 rad/s และเมื่อนำค่า k_p แทนเข้าไปในระบบเพื่อทำการทดสอบผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ซึ่งจะได้สัญญาณตามรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ที่ค่า $k = 25$

จากรูปที่ 4.9 เวลาในการเข้าสู่เสถียรภาพของระบบประมาณ 0.01 วินาที และค่าเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต (Percent Over Shoot) ประมาณ 4.31 % ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ไม่เป็นอันตรายต่อระบบ ดังนั้นจึงนำค่าต่างๆ มาออกแบบระบบวงจรถอนาสติกโดยใช้ออปแอมป์สองตัว เมื่อกำหนดให้ $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการตัวควบคุมแบบ PI ได้ดังนี้

$$\left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) = k_p \left(1 + \frac{\frac{k_i}{k_p}}{s} \right) = k \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) = k \left(\frac{\tau s + 1}{\tau s} \right) \quad (4.1)$$

เมื่อให้

$$k_p = k = \frac{R_2}{R_1} = 25$$

$$\frac{k_p}{k_i} = \tau$$

$$k_i$$

หาค่า

$$k_i = \frac{k_p}{\tau} = \frac{1}{0.00333} = 300$$

เมื่อให้

$$R_2 = 33 \text{ k} , \tau = 0.00333$$

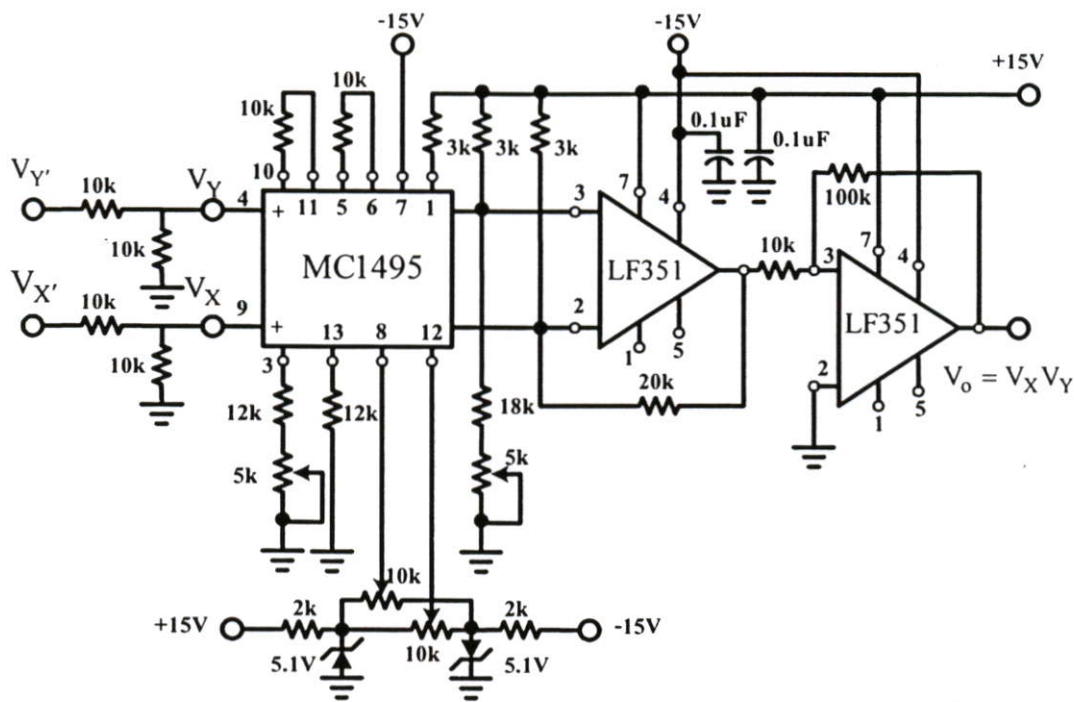
จะหาค่า C_i ได้เท่ากับ

$$C_i = \frac{\tau}{R_2} = \frac{0.00333}{33 \text{ k}} = 100 \text{ nF}$$

ดังนั้นค่า

$$R_1 = \frac{R_2}{k} = \frac{33 \text{ k}}{25} = 1.32 \text{ k}$$

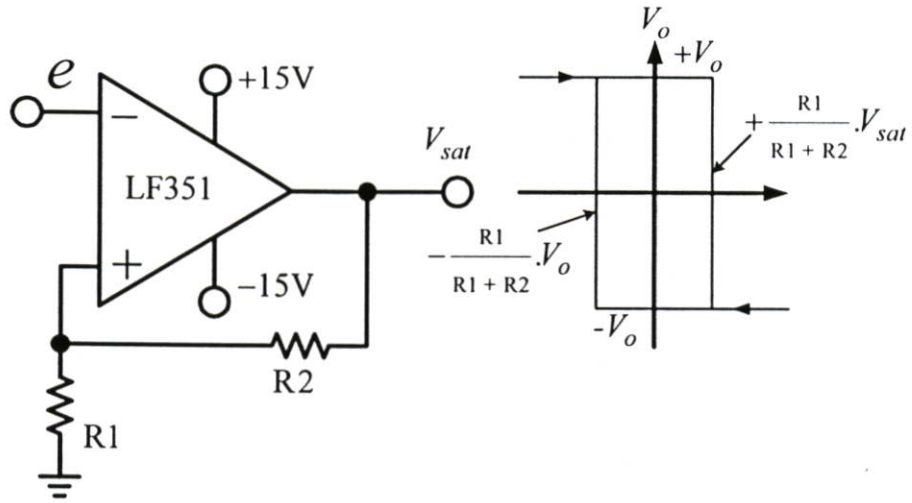
4.2.5 วงจรคูณสัญญาณ



รูปที่ 4.10 วงจรคูณสัญญาณ

ในวงจรนี้จะใช้ไอซีคูณเบอร์ MC1495 โดยไอซีเบอร์นี้เป็นไอซีที่สามารถนำมาใช้ในการคูณแบบ LINEAR FOUR-QUADRANT ได้ โดยมีวงจรการต่อดังในรูปที่ 4.10 ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้าในการใช้คูณกันจะต้องไม่เกิน ± 10 V โดยป้อนสัญญาณแรงดันอ้างอิงเข้าที่ขา $V_{X'}$ และป้อนสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมแบบพีไอเข้าที่ขา $V_{Y'}$ และจ่ายไฟเลี้ยงวงจร ± 15 V โดยสัญญาณที่ออกจากไอซี MC1495 จะมีขนาดลดลง 10 เท่าและมีลักษณะกลับเฟส ดังนั้นจึงนำสัญญาณที่ออกจากไอซี MC1495 นี้มาทำการขยายสัญญาณขึ้น 10 เท่าด้วยวงจรกลับเฟส เพื่อให้ได้ค่าเอาต์พุตที่ต้องการ

4.2.6 วงจรเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 4.11 วงจรฮิสเตอร์ซิสรูป

ในการออกแบบความถี่สวิทช์เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรสวิทช์โหมดเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อร่วมกับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่ใช้กับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง จากหลักการที่ได้นำเสนอในบทก่อนหน้านั้น ในการที่จะปรับเปลี่ยนความถี่การสวิทช์ของไอจีบีทีที่สามารถควบคุมตัวแปรได้หลายตัวแปร เช่น แหล่งจ่ายไฟสลับ (v_s) , แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง (V_{dc}) , ขอบเขตฮิสเตอร์ซิส (HB) , ตัวเหนี่ยวนำ (L_s) , ขนาดของกระแสอ้างอิง (i_r^*) ที่สังเคราะห์เป็นแรงดันในเทอมของ m ดังนั้นในการออกแบบเพื่อกำหนดความถี่สวิทช์ซึ่งสูงสุด $f_{s1(max)}$ นั้นตัวที่ปรับเปลี่ยนง่ายที่สุดคือขอบเขตฮิสเตอร์ซิส (HB) โดยกำหนดให้ค่า $V_{dc} = 310$ V , ความถี่ 50 Hz , ตัวเหนี่ยวนำ $L_s = 1$ mH , คาปาซิเตอร์ $C_1 = 3,300$ uF , ความถี่สวิทช์สูงสุดของไอจีบีที $f_{s1,max} = 25$ kHz

จากสมการที่ (3.42) นำมาออกแบบหาค่า $R1$ และ $R2$ ดังนี้

$$f_{s1(max)} = \frac{0.25V_m}{(HB)L_s} \left[1 - \left(1 - \frac{V_{dc}}{V_m} \right) \right] \quad \text{ที่ } \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (4.2)$$

แทนค่าต่างๆ ที่กำหนดลงในสมการที่ (4.2) แล้วหาค่าขอบเขตฮิสเตอร์ซิส (HB)

$$HB = \frac{0.25V_m}{f_{s1(\max)}L_s} \left[\frac{V_{dc}}{V_m} \right] \quad (4.3)$$

$$HB = \frac{0.25 \times 310V}{25\text{kHz} \times 1\text{mH}} \left[\frac{310V}{310V} \right]$$

$$HB = 3.1$$

จากรูปที่ 4.11 สามารถเขียนสมการขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสลูปที่ออกมาจากเอาต์พุตของ ออปแอมป์ LF351 ได้ดังสมการที่ (4.4)

$$HB = \frac{R1}{R1 + R2} \cdot V_{sat} \quad (4.4)$$

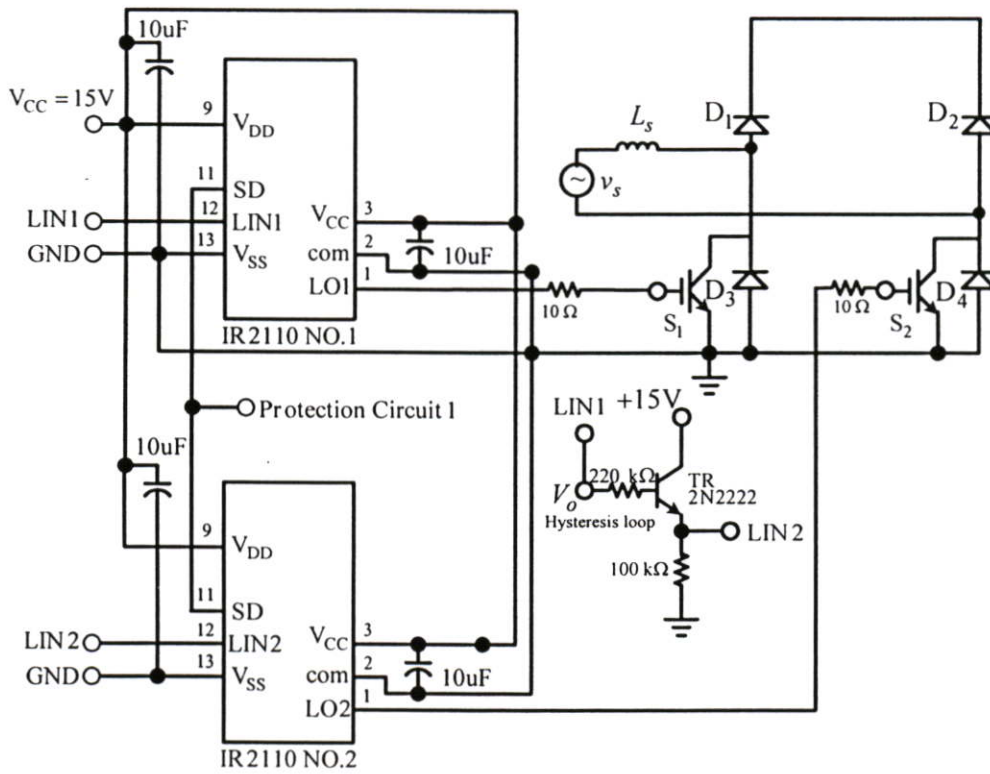
กำหนดให้ $R1 = 25 \text{ K}\Omega$ โดยที่ $V_{sat} = 14.3 \text{ Volt}$

$$R2 = \frac{HB \times R1}{V_{sat} - HB} \quad (4.5)$$

$$R2 = \frac{3.1 \times 25 \text{ k}\Omega}{14.3\text{V} - 3.1} = 6.9 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้นสามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ได้ $V_{dc} = 310 \text{ V}$, $L_s = 1 \text{ mH}$, $HB = 3.1$, $R1 = 25\text{k}\Omega$, $R2 = 6.9 \text{ k}\Omega$ และ $f_{s1(\max)} = 25 \text{ kHz}$

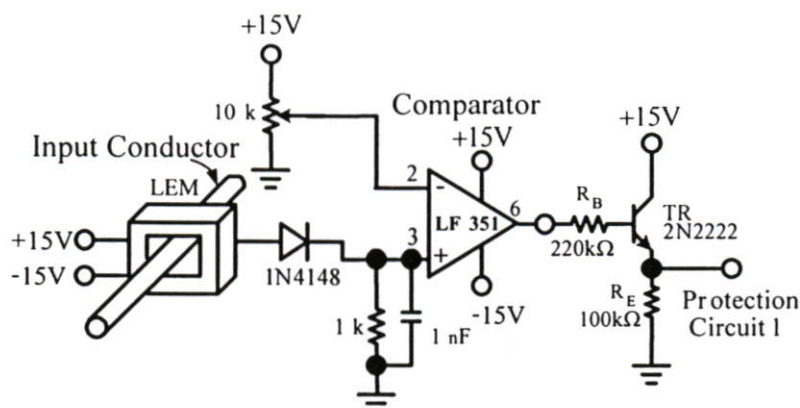
4.2.7 วงจรขับเกทไอจีบีที



รูปที่ 4.12 วงจรขับเกทไอจีบีที

ในวงจรขับเกทจะใช้ไอซีเบอร์ IR2110 จำนวน 2 ตัวกับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 จำนวน 1 ตัวนำมาต่อวงจรตามรูปที่ 4.12 ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้าขา LIN1 ขา 12 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 1 รับสัญญาณมาจากเอาต์พุตของวงจรฮีสเตอร์รีซีสสลับ ส่วนสัญญาณที่ป้อนเข้าขา LIN2 ขา 12 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 2 รับสัญญาณมาจากขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ที่รับสัญญาณป้อนเข้าขาเบสมาจากเอาต์พุตของวงจรฮีสเตอร์รีซีสสลับ โดยเอาต์พุตที่ออกมาจากขา 1 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 1 จะถูกนำมาขับเกทไอจีบีทีตัวที่ 1 (S_1) และเอาต์พุตที่ออกมาจากขา 1 ของไอซี IR2110 ตัวที่ 2 จะถูกนำมาขับเกทไอจีบีทีตัวที่ 2 (S_2) ซึ่งมีการต่อวงจรขับเกทไอจีบีทีในวงจรสวิตช์โหมคเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอตั้งรูปที่ 4.12

4.2.8 วงจรป้องกันไอจีบีที(IGBT)เสียหาย



รูปที่ 4.13 วงจรป้องกันไอจีบีทีเสียหาย

วงจรในรูปที่ 4.13 เป็นวงจรป้องกันไอจีบีทีที่พังเสียหายเนื่องจากกระแสไหลเกินพิกัดที่ทนได้ โดยมีการนำลวดตัวนำไปพันรอบแกนตัวตรวจจับกระแส (LEM) แล้วนำไปต่อกับไดโอดสัญญาณเบอร์ 1N4148 แล้วผ่านตัวคาปาซิเตอร์ขนาด 10 μ F กรองแรงดันให้เรียบขึ้น เพื่อนำสัญญาณแรงดันที่ตรวจจับได้ไปแปลงเป็นไฟตรง จากนั้นนำสัญญาณแรงดันที่ได้หลังจากกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบแล้วไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่ตั้งค่าไว้ที่ขา 2 ของออปแอมป์เบอร์ LF351 โดยเมื่อกระแสไหลผ่านตัวนำอินพุตทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอดตัวตรวจจับ กระแสก็จะทำหน้าที่ตรวจจับกระแสแล้วแปลงเป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามกระแสที่ตรวจจับจนถึงจุดที่ตั้งค่าเปรียบเทียบไว้ ตัวทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ก็จะทำงานทำให้มีสัญญาณไปควบคุมขา Shunt Down (SD) ของไอซีขับเกทตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ในวงจรขับเกทรูปที่ 4.12 ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรป้องกันนี้จะออกมาที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ 2N2222 ที่เขียนไว้ว่า Protection Circuit I ดังในรูปที่ 4.13

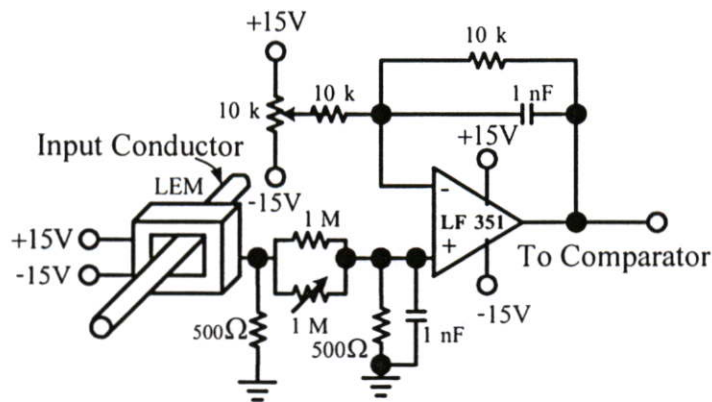
4.3 วงจรส่วนต่างๆ ในระบบควบคุมกระแสเชื่อม

ประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังต่อไปนี้

4.3.1 วงจรตรวจจับกระแสเชื่อม

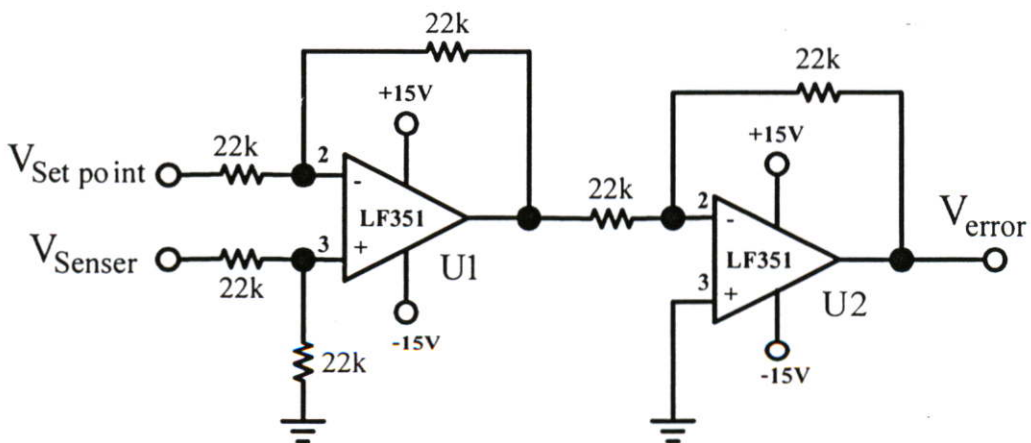
จากรูปที่ 4.14 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสเชื่อมจริง ($i_{dc\ weld}$) ที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูงของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันเพื่อที่จะนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง (I_{ref}) ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดัน แล้วนำสัญญาณที่ออกจากวงจรเปรียบเทียบ (Δi) ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอแล้วนำสัญญาณ

ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่ถึงที่ (50 kHz) ซึ่งเป็นความถี่ของการสวิตช์ตัวมอสเฟส (f_{ω}) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยจะได้พัลส์พีคดับลิวเอ็มที่มีความกว้างสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานโลหะ โดยสัญญาณกระแสที่ตรวจจับนี้มีความถี่สูงจึงไม่เหมาะที่จะใช้หม้อแปลงตรวจจับกระแสแบบแกนเหล็กกลามินเทอร์รวมค่าได้เพราะอาจทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้ดังนั้น จึงเลือกใช้ Hall Effect ซีพียู LEM เบอร์ LA55-TP ซึ่งสามารถวัดสัญญาณกระแสได้ตั้งแต่ย่าน 0-200 KHz ทำให้สัญญาณกระแสมีความถูกต้อง ในวงจรนี้จะต่อ Hall Effect มีอัตราส่วนแปลงกระแส(turn ratio) 1:1000 ดังนั้นกระแสที่เข้ามา 1 A จะออกจาก Hall Effect 1 mA กระแสนี้จะไหลผ่านตัวต้านทานขนาด 500Ω จะทำให้ได้สัญญาณขนาด 0.5 V ต่อกระแส 1 A เป็นต้น โดยสัญญาณที่ได้จะมีค่าออฟเซต ดังนั้นจึงต้องมีการแก้ไขโดยการต่อวงจรลบที่มีการปรับได้ทั้งขนาดและค่าออฟเซตดังแสดงในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรตรวจจับกระแสเชื่อม

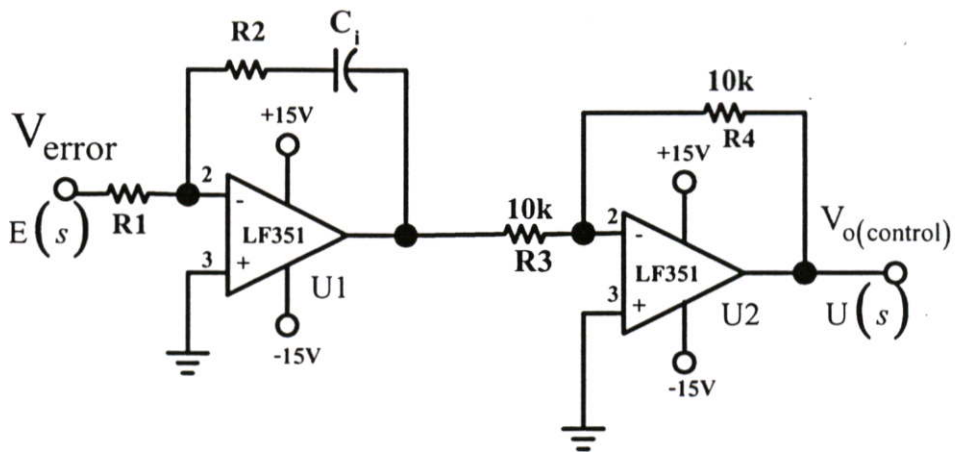
4.3.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ



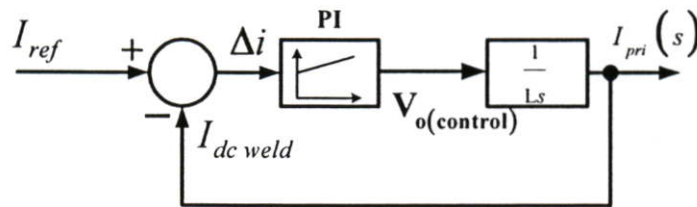
รูปที่ 4.15 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณกระแสเชื่อม

วงจรในรูปที่ 4.15 เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณกระแสจากวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสเชื่อมจริง ($i_{dc\ weld}$) ที่ไหลเข้าทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูงของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันนำมาป้อนเข้าที่ขา $V_{Set\ point}$ แล้วนำสัญญาณกระแสอ้างอิง (I_{ref}) ซึ่งอยู่ในรูปของแรงดันอ้างอิงนำมาป้อนเข้าที่ขา V_{Sensor} ก็จะได้สัญญาณออกมาที่ออปแอมป์ตัวที่ 2 ซึ่งเป็นสัญญาณความคลาดเคลื่อน (V_{error}) โดยนำสัญญาณที่ได้นี้ไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ

4.3.3 วงจรควบคุมแบบพีไอที่ใช้ในการควบคุมกระแส



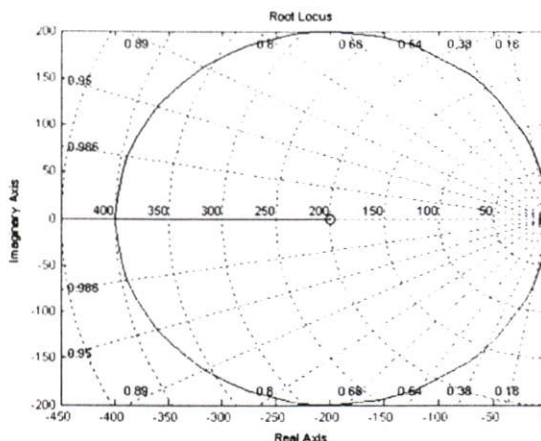
รูปที่ 4.16 วงจรควบคุมกระแสเชื่อมแบบพีไอ



รูปที่ 4.17 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสเชื่อมแบบพีไอ

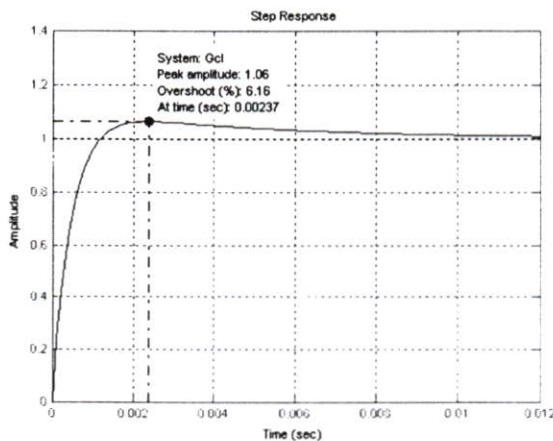
จากบล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมในรูปที่ 4.17 กำหนดให้ค่า $V_{dc} = 310\text{ V}$, $L_{out} = 0.428\text{mH}$ นำค่าที่กำหนดนี้แทนในสมการแล้วทำการหาคุณสมบัติของผลตอบสนองชั่วขณะ (Transient response) ของระบบแบบลูปปิด โดยการวิเคราะห์ทางเดินราก (Root locus) ของสมการลักษณะเฉพาะ $1+kG(S)H(S)$ ของระบบปิดเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยาย (k) โดยทำการพิจารณาค่า (k) ของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงจากค่า 0 ถึง ∞ แล้วนำค่าของรากสมการมาทำการพล็อตกราฟ เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลการตอบสนองของระบบที่ค่าต่างๆ เมื่อค่า (k) เปลี่ยนแปลงไปในตำแหน่ง

ต่างๆ ของโพลที่ถูกพล็อตลงบนระนาบ S แล้วทำการเลือกค่า (k) ที่เหมาะสมที่สุดตามการพล็อตตามรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 เส้นทางเดินรากของฟังก์ชันถ่ายโอนสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบพีไอ

จากผลการออกแบบ ในการเคลื่อนที่ของทางเดินรากมีสองเส้น โดยมีจุดเริ่มต้นที่ Open loop pole ที่ 0,0 โดยที่ k=0 ไปยัง Open loop zero -200 และที่ 0,0 ไปยัง ∞ ทางเดินของรากยังอยู่ในซีกซ้ายมือทั้งหมด จึงถือได้ว่าระบบนี้ยังคงมีเสถียรภาพอยู่ ในการออกแบบค่า k_p นั้นจะเลือกค่า k_p มีค่าเท่ากับ 1 ค่า τ = 0.005 ที่ค่าอัตราหน่วง 0.707 จะพบว่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) จะมีค่าอยู่ที่ 235 rad/s และเมื่อนำค่า k_p แทนเข้าในระบบเพื่อทำการทดสอบผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ซึ่งจะได้สัญญาณตามรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบยูนิตสเต็ป(Unit Step) ที่ค่า k = 1

จากรูปที่ 4.19 เวลาในการเข้าสู่เสถียรภาพของระบบประมาณ 0.012 วินาที และค่าเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูต(Percent Over Shoot) ประมาณ 6.16 % ซึ่งมีค่าต่ำไม่เป็นอันตรายต่อระบบ ดังนั้นจึงนำค่าต่างๆ มาออกแบบระบบวงจรถอนาสีกโดยใช้โอปแอมป์สองตัว เมื่อกำหนดให้ $R_2 = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการตัวควบคุมแบบ PI ได้ดังนี้

$$\left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) = k_p \left(1 + \frac{\frac{k_i}{k_p}}{s} \right) = k \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) = k \left(\frac{\tau s + 1}{\tau s} \right) \quad (4.6)$$

เมื่อให้

$$k_p = k = \frac{R_2}{R_1} = 1 \quad ; \quad \frac{k_p}{k_i} = \tau$$

หาค่า

$$k_i = \frac{k_p}{\tau} = \frac{1}{0.005} = 200$$

เมื่อให้

$$R_2 = 50 \text{ k} , \tau = T_i = 0.005$$

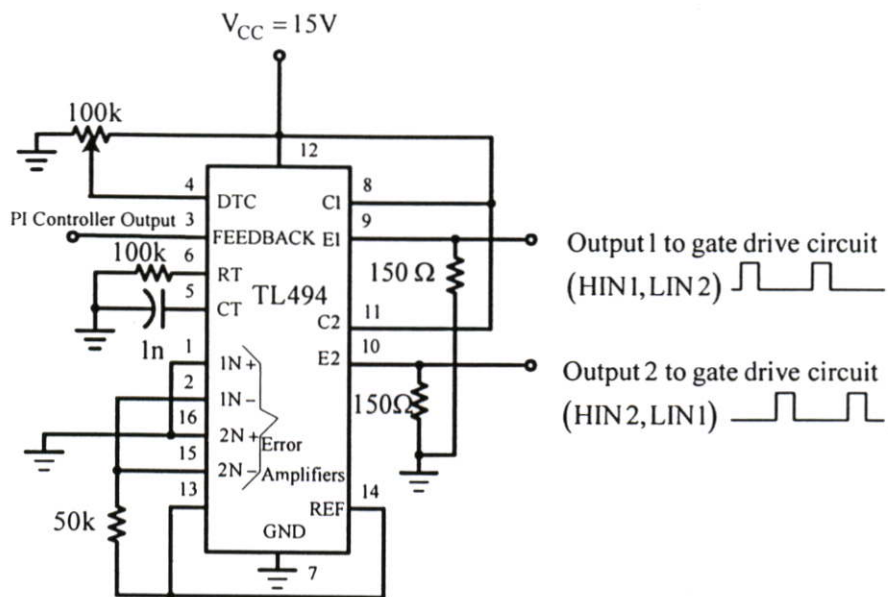
จะหาค่า C_i ได้เท่ากับ

$$C_i = \frac{\tau}{R_2} = \frac{0.005}{50 \text{ k}} = 100 \text{ nF}$$

ดังนั้นค่า

$$R_1 = \frac{R_2}{k} = \frac{50 \text{ k}}{1} = 50 \text{ k}$$

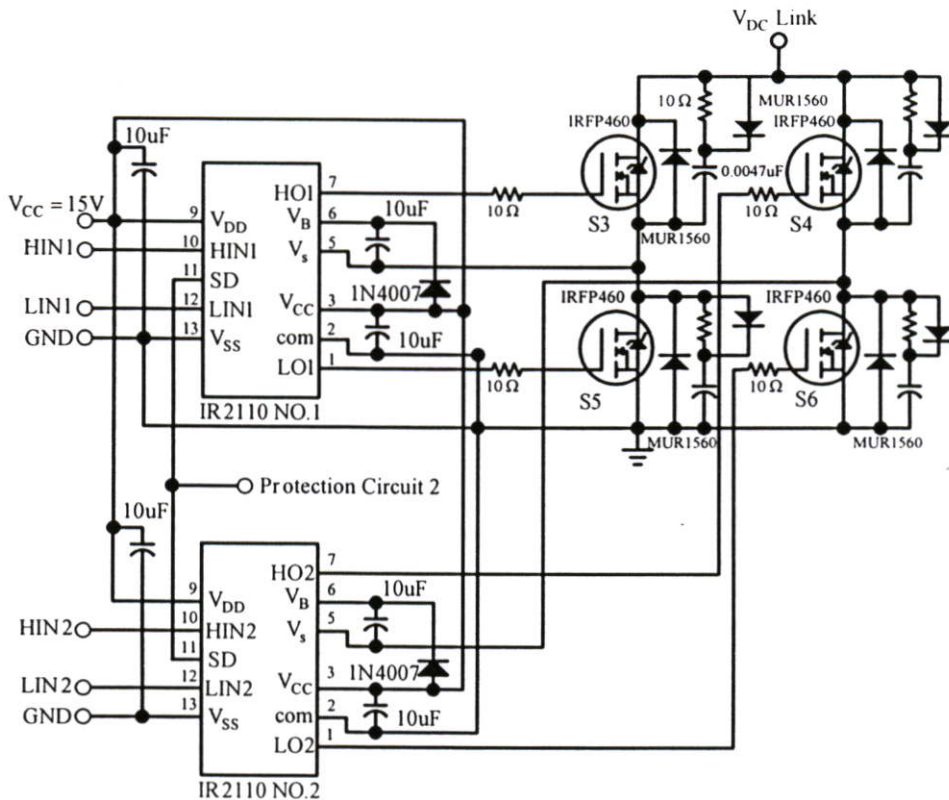
4.3.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.20 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.20 แสดงวงจรสร้างสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่ 50 kHz สัญญาณออกที่ขา 5 ของไอซีสร้างสัญญาณพัลส์เบอร์ TL494 โดยการปรับความถี่ที่ตัวต้านทานขา 6 และขนาดตัวเก็บประจุที่ขา 5 โดยตั้งค่าเวลาเดดไทม์ที่แรงดันป้อนเข้าที่ขา 4 แล้วนำสัญญาณควบคุมที่ออกจากวงจรควบคุมแบบพีไอมาป้อนเข้าที่ขา 3 (FEED BACK) จะได้สัญญาณพัลส์ออกที่ขา 9 (E1) ไปป้อนเข้าวงจรขับเกท HIN1 และ LIN2 เพื่อขับสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 3 (S_3) และตัวที่ 6 (S_6) ส่วนสัญญาณพัลส์ออกที่ขา 10 (E2) จะนำไปป้อนเข้าวงจรขับเกท HIN2 และ LIN1 เพื่อขับสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 4 (S_4) และตัวที่ 5 (S_5) ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยมีการต่อวงจรดังรูปที่ 4.20

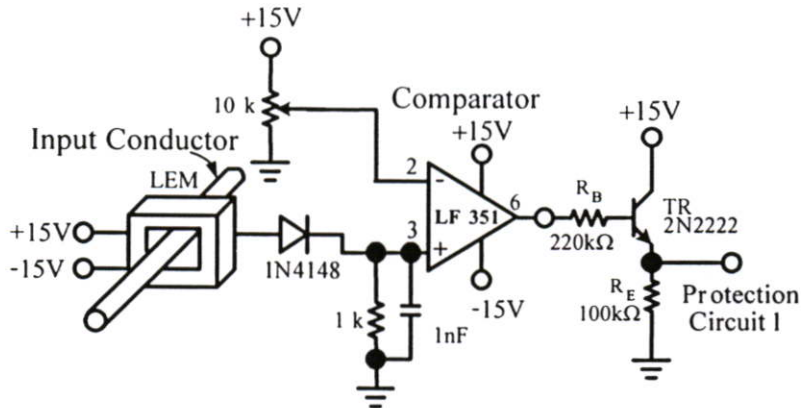
4.3.5 วงจรขับเกทมอสเฟส



รูปที่ 4.21 วงจรขับเกทมอสเฟส

จากรูปที่ 4.21 แสดงวงจรขับเกทมอสเฟส โดยนำสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจากขา 9 (E1) ไปป้อนเข้าวงจรขับเกทที่ขา HIN1 และ LIN2 เพื่อขับสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 3(S₃) และตัวที่ 6(S₆) ส่วนสัญญาณพัลส์ที่ออกมาจากขา 10 (E2) จะนำไปป้อนเข้าวงจรขับเกทที่ขา HIN2 และ LIN1 เพื่อขับสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 4(S₄) และตัวที่ 5(S₅) ในวงจรฟูแลบริจอินเวอร์เตอร์ โดยนำสัญญาณที่ออกมาจากขา HO1 ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 3(S₃) และนำสัญญาณที่ออกมาจากขา HO2 ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 4(S₄) ในทำนองเดียวกันนำสัญญาณที่ออกมาจากขา LO1 ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 5(S₅) และนำสัญญาณที่ออกมาจากขา LO2 ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟตตัวที่ 6(S₆)

4.3.6 วงจรป้องกันมอสเฟส(MOSFET)เสียหาย



รูปที่ 4.22 วงจรป้องกันมอสเฟสเสียหาย

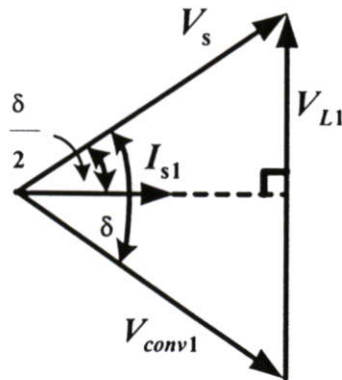
วงจรในรูปที่ 4.22 เป็นวงจรป้องกันมอสเฟสพังเสียหายเนื่องจากกระแสไหลเกินพิกัดที่ทนได้ โดยมีการนำลวดตัวนำไปพันรอบแกนตัวตรวจจับกระแส (LEM) แล้วนำไปต่อกับไดโอดสัญญาณเบอร์ IN4148 แล้วผ่านตัวคาปาซิเตอร์ขนาด 10 μF กรองแรงดันให้เรียบขึ้น เพื่อนำสัญญาณแรงดันที่ตรวจจับได้ไปแปลงเป็นไฟตรง จากนั้นนำสัญญาณแรงดันที่ได้หลังจากกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบแล้วไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงที่ตั้งค่าไว้ที่ขา 2 ของออปแอมป์เบอร์ LF351 โดยเมื่อกระแสไหลผ่านตัวนำอินพุตทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอดตัวตรวจจับกระแสก็จะทำหน้าที่ตรวจจับกระแสแล้วแปลงเป็นแรงดันไฟตรง ซึ่งจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามกระแสที่ตรวจจับจนถึงจุดที่ตั้งค่าเปรียบเทียบไว้ ตัวทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 ก็จะทำงานทำให้มีสัญญาณไปควบคุมขา Shunt Down (SD) ของไอซีขับเคลื่อนตัวที่ 1 และตัวที่ 2 ในวงจรขับเคลื่อนรูปที่ 4.21 ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรป้องกันนี้จะออกมาที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ 2N2222 ที่เขียนไว้ว่า Protection Circuit 2 ดังในรูปที่ 4.22

4.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทางด้าน

อินพุต

เมื่อสวิตช์โหมคทำงานกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_s จะมีเฟสที่ล่าหลังแรงดัน V_s อยู่เมื่อทำงานในโหมคเรกติฟายเพียงแต่ควบคุมมุม δ ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดเพื่อให้ได้กระแส I_{s1} ตามที่ต้องการจ่ายให้โหลด มีค่าไม่มากนักจากรูปที่ 4.23 ทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังยังคงมีค่าใกล้เคียงหนึ่งโดยมีค่าเท่ากับสมการที่(4.7)

$$PF = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.7)$$



$$PF = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$$

รูปที่ 4.23 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_s = V_{conv1}$ และ

ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตช์โหมดเอซี-ดีซี สามารถหาได้จากการ

$$\begin{aligned} \text{กำหนดพิกัดกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ } 2 \text{ kW, } V_s = 220 \text{ V, } V_{DC} = 311 \text{ V และ } R &= \frac{P}{V_{DC}} \quad (4.8) \\ &= 6.43 \Omega \end{aligned}$$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.23 แผนภาพเฟสเซอร์ในกรณีที่ $V_s = V_{conv1}$ และกำหนดให้มุม δ ที่ส่งกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 2 kW มีค่าเท่ากับ $\delta_{\max} = 1^\circ$ หรือ $PF = 0.999$ ดังสมการที่(4.8)

$$P = V_s I_{s1} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.9)$$

ดังนั้น $I_{s1} = 9.09 \text{ A}$

$$I_s = \left| \frac{V_{L1}}{L_s \omega} \right| \quad (4.10)$$

$$I_s = \frac{2V_s \sin\left(\frac{\delta_{\max}}{2}\right)}{L_s \omega} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.9) สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต (L_s) ได้เท่ากับ 1.345 mH \approx 1.5 mH ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตจะเลือกใช้ที่ค่า 1.5 mH โดยพันลวดตัวนำทองแดงบนแกนเฟอร์ไรต์ที่มีพื้นที่หน้าตัด 1.96 cm^2 และค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของแกนเฟอร์ไรต์เท่ากับ 2000 ซึ่งคำนวณหาจากสูตร

$$L = \frac{2\pi A_m N^2 \mu_r}{5l_m \times 10^8} \quad \text{H} \quad (4.12)$$

$$N = \sqrt{\left(\frac{L (5l_m \times 10^8)}{2\pi A_m N^2 \mu_r} \right)} \quad (4.13)$$

เมื่อ

L = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันด้วยแกนอากาศ (มีหน่วยเป็น H)

N = จำนวนรอบของตัวนำที่พัน (มีหน่วยเป็นรอบ)

A_m = ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ที่ลวดตัวนำพันอยู่ (มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร)

l_m = ความยาวเฉลี่ยของแกนเฟอร์ไรต์ที่ลวดตัวนำพันอยู่ (มีหน่วยเป็นเซนติเมตร)

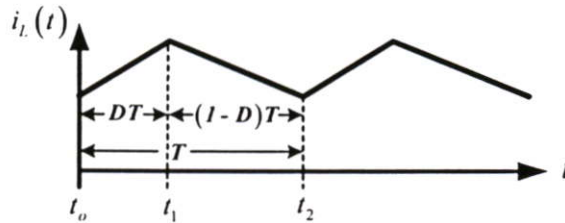
μ_r = ความซึมซาบสัมพัทธ์ของแกนเฟอร์ไรต์

แทนค่า $L = 1.5 \text{ mH}$, $A_m = 1.96 \text{ cm}^2$, $\mu_r = 2000$ และ $l_m = 13 \text{ cm}^2$ ลงในสมการ (4.13) จะได้

$$N = \sqrt{\left(\frac{0.0015 (5 \times 13 \times 10^8)}{2\pi \times 1.96 \times 2000} \right)}$$

$$N = 20 \text{ รอบ}$$

4.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (L_{out})



รูปที่ 4.24 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.24 พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต โดยไม่คิดแรงดันตกคร่อมไดโอดเรกติฟาย เขียนได้ดังสมการที่ (4.10) และ (4.11) ดังนี้

$$i_{L,out}(t) = \frac{I}{L_{out}}(V_{sec} - V_{out})(DT) + I_{L,out}(0) \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (4.14)$$

$$i_{L,out}(t) = \frac{I}{L_{out}}(V_{sec} - V_{out})(1-D)T + I_{L,out}(DT) \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (4.15)$$

- เมื่อ $I_{L,out}(0)$ = กระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตที่เวลา $t = 0$
 V_{sec} = แรงดันทุติยภูมิช่วงขณะของหม้อแปลงความถี่สูง
 V_{out} = แรงดันเอาต์พุตช่วงขณะของเครื่องเชื่อม
 D = ช่วงเวลานำกระแสของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ
 T = คาบเวลาในการนำและหยุดนำกระแสของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ

เมื่อกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.015 mH ดังนั้นจะพันขดลวดด้วยลวดเบอร์ 10 ซึ่งทนกระแสได้ 70 A และตัวนำมีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 4.06 mm คูได้จากตารางที่ 4.1 โดยพันจำนวน 8 รอบ 3 ชั้น และรัศมีขดลวดแกนอากาศจากกึ่งกลางด้านในถึงลวดตัวนำด้านในสุดกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 15 mm ซึ่งคำนวณหาจากสูตร

$$L = \frac{0.315r^2 N^2}{6r + 9L_c + 10d} \quad \mu\text{H} \quad (4.16)$$

เมื่อ

L = ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันด้วยแกนอากาศ (มีหน่วยเป็น μH)

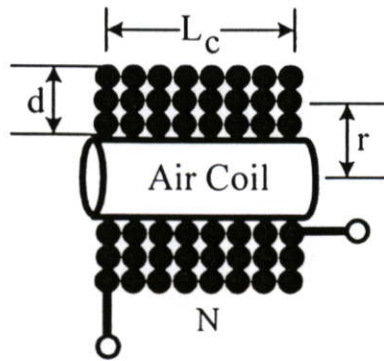
r = รัศมีของขดลวดแกนอากาศที่พันจากกึ่งกลางแกนถึงความหนาเฉลี่ยของลวดตัวนำที่พันหลายชั้น (มีหน่วยเป็น cm)

N = จำนวนรอบของตัวนำที่พัน (มีหน่วยเป็นรอบ)

d = ช่วงความหนาของลวดตัวนำที่พันด้านใดด้านหนึ่ง (มีหน่วยเป็น cm)

ตารางที่ 4.1 ตารางเทียบขนาดลวดสายไฟฟ้า

พันทรานส์ฟอร์มเมอร์ แอมแปร์	เบอร์ S.W.G	เส้นผ่าศูนย์กลาง		เนื้อที่หน้าตัด		ทานกระแส แอมแปร์		ใช้เป็นหัวพัน	น้ำหนักปลาลวด กก./100 เมตร	ค.ศ.ท. (25 C) โหม้ม กก./100 เมตร	เบอร์ A.W.G
		นิ้ว	ม.ม	เซอตุลล่า มิล	ตาราง มิลลิเมตร	โหม้ม ซง	ลวด ปล่า				
		S.W.G	S.W.G	A.W.G	S.W.G	A.W.G	S.W.G	A.W.G	A.W.G		
-	0000	0.400	10.16	-	107.197	-	-	-	-	-	0000
-	000	0.372	9.45	-	85.007	-	-	-	-	-	000
-	00	0.344	8.84	-	67.428	-	-	-	-	-	00
-	19/12 0	0.324	8.23	106,500	54.186	125	200	-	17.925	0.033	0
-	1	0.300	7.62	90,000	45,451	-	-	-	-	-	-
-	19/13 -	-	-	83,690	42,397	100	150	-	37.995	0.042	1
-	2	0.276	7.06	77,176	39,874	-	-	-	-	-	-
-	19/15 3	0.252	6.40	66,370	32,768	90	125	-	30.185	0.052	2
-	19/16 4	0.232	5.89	52,630	27,753	-	-	-	23.895	0.0066	3
-	5	0.212	5.38	41,740	23,155	70	90	-	18.960	0.078	4
-	19/18 6	0.192	4.88	33,100	18,215	-	-	-	15.030	0.105	5 7/14
-	7	0.176	4.47	30,975	15,913	-	-	-	-	-	-
-	8	0.160	4.06	26,250	13,025	50	70	-	11.925	0.133	6
-	9	0.144	3.66	20,766	10,716	-	-	-	9.450	0.167	7
-	7/16 10	0.128	3.25	16,510	8,398	35	50	-	7.500	0.211	8
-	11	0.116	2.95	13,090	6,914	-	-	-	5.945	0.266	9
-	7/18 12	0.104	2.64	10,816	5,584	25	30	-	4.175	0.335	10
-	13	0.092	2.34	8,234	4,365	-	-	-	3.738	0.424	11
-	7/20 14	0.080	2.03	6,530	3,296	20	25	232	2.965	0.534	12
-	15	0.072	1.83	5,178	2,683	-	-	-	2.352	0.673	13
-	7/22 16	0.064	1.63	4,107	2,112	15	20	165	1.864	0.850	14 3/18
7.1	17	0.056	1.42	3,257	1,617	-	-	-	1.479	1.070	14 3/20
-	-	-	-	2,583	1,309	6	10	-	1.173	1.350	14 3/22
4.5	18	0.048	1.22	2,048	1,188	-	-	107	0.930	1.703	17
3.5	19	0.040	1.02	1,624	0,825	3	5	-	0.738	2.148	18
2.7	20	0.036	0.914	1,288	0,668	-	-	70	0.585	2.706	19
2.1	21	0.032	0.813	1,022	.527	-	-	-	0.464	3.412	20
1.7	22	0.028	0.711	810.1	.404	-	-	48	0.368	4.303	21
1.3	23	0.024	0.610	624.4	.297	-	-	-	0.292	5.425	22
1.1	24	0.022	0.559	509.5	.249	-	-	33.4	0.231	6.847	23
0.89	25	0.020	0.503	404.0	.206	-	-	-	0.183	8.630	24
0.70	26	0.018	0.457	320.4	.167	-	-	24.7	0.145	10.890	25
0.55	27	0.0166	0.417	254.1	.131	-	-	-	0.115	13.728	26



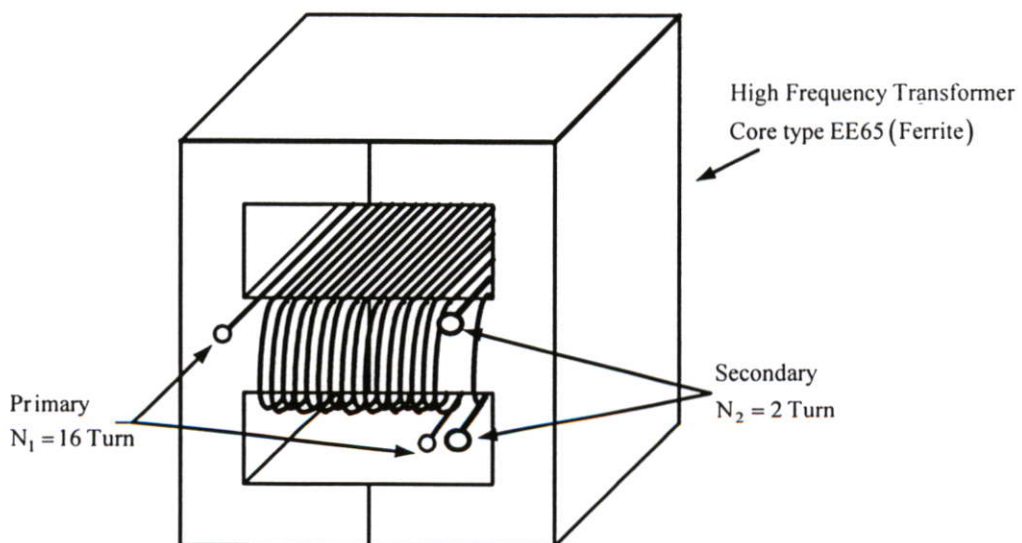
รูปที่ 4.25 ค่าต่างๆ ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำเมื่อพันตัวนำรอบแกนอากาศ

จากรูปที่ 4.25 และพิจารณาจากสมการที่(4.16) หาค่าความเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$L = \frac{0.315 \times 2.109^2 \times 24^2}{(6 \times 2.109) + (9 \times 3.248) + (10 \times 1.218)} \mu\text{H}$$

$$L = 15 \mu\text{H} = 0.015 \text{ mH}$$

4.6 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง[11]



รูปที่ 4.26 การพันตัวนำบนแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

จากรูปที่ 4.26 แสดงการลงลวดตัวนำบนแกนกลางแกนเฟอร์ไรต์(EE-65) ของหม้อแปลง ความถี่สูงสำหรับวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อกำหนดพิกัดในการคำนวณหาจำนวนรอบ และขนาดตัวนำในการพันขดลวดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิดังต่อไปนี้

$$\text{แรงดันด้านออก } V_o = 24 \text{ V}$$

ระลอกคลื่นด้านออก 1%

$$\text{กระแสด้านออก } I_o = 100 \text{ A}$$

$$\text{ความถี่สวิตซิ่ง } f_s = 50 \text{ kHz}$$

$$\text{แรงดันด้านเข้า } V_{in} = 310 \text{ V} \pm 10 \%$$

$$\text{แรงดันตกคร่อมความต้านทานสมมูลของขลวดทุติยภูมิ} = 1.2 \text{ V}$$

$$\text{แรงดันตกคร่อมไดโอดแบบฟื้นตัวเร็ว(Fast-recovery diodes หรือ high speed diode)} = 1.5 \text{ V}$$

วิธีคิด

(ก) กำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (P_{o2})

$$\begin{aligned} P_{o2} &= (V_o + V_{r1} + 2V_D) \cdot I_o \\ &= (24 + 1.2 + 3) \times 100 \\ &= 2,820 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.17)$$

เมื่อ

$$P_{o2} = \text{ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านทุติยภูมิ}$$

$$V_o = \text{แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออก}$$

$$V_{r1} = \text{แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมความต้านทานในขดลวดด้านทุติยภูมิ}$$

$$V_D = \text{แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดด้านทุติยภูมิ}$$

(ข) การเลือกขนาดของแกนเหล็กจากวิธีผลคูณพื้นที่จะได้

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{o2} \left(\sqrt{2} + \frac{1}{\eta} \right)}{4Jk_w B_m f_s} \quad (4.18)$$

เมื่อ

$$A_c = \text{พื้นที่หน้าตัดของแกน(Core area)}$$

$$A_w = \text{พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน(Window area)}$$

η = ประสิทธิภาพของหม้อแปลงความถี่สูง

J = ความหนาแน่นของกระแส (A/mm^2)

k_w = Window utilization factor

B_m = ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (wb/m^2)

f_s = ค่าความถี่สวิทช์ของมอสเฟสของภาคอินเวอร์เตอร์ (Hz)

โดยเลือกความถี่สวิทช์ $f_s = 50 \text{ kHz}$ และเลือกค่าต่างๆ ดังนี้

- ในทางปฏิบัติจะเลือกค่าความหนาแน่นของกระแส (J) เท่ากับ $2-5 \text{ A/mm}^2$ สำหรับในงานวิจัยนี้ออกแบบที่ 3 A/mm^2

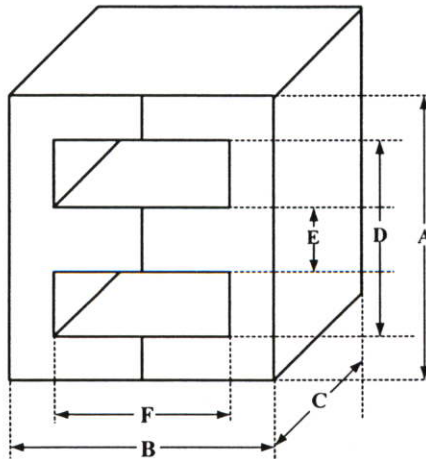
- แกนเหล็กที่ใช้คือแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัว (B_s) ประมาณ 0.3 เทสลา ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยจะกำหนดให้ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (B_m) มีค่าเท่ากับ 0.2 เทสลา

- เนื่องจากค่าดีวีดีไซเคิลสูงสุด (D_{max}) จะต้องปรับให้ไม่เกิน 50% เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก ดังนั้นเลือกค่า $D_{max} = 0.45$ ซึ่งค่า Window utilization factor (k_w) มีค่าเท่ากับ 0.4 และประสิทธิภาพ (η) ของหม้อแปลงความถี่สูงประมาณให้เท่ากับ 0.8

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้

$$A_p = \frac{2,820 \left(\sqrt{2} + \frac{1}{0.8} \right)}{4 \times \left(3 \times 10^6 \times 0.4 \times 0.2 \times 50 \times 10^3 \right)}$$

$$= 156.522 \times 10^{-9} \text{ m}^4 = 156,522 \text{ mm}^4$$



รูปที่ 4.27 แสดงด้านต่างๆ ของแกนแม่เหล็กเฟอร์ไรต์ (EE-65) ที่ใช้ออกแบบ

รูปที่ 4.27 แสดงด้านต่างๆ ของแกนเหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65) และทำการเลือกค่าด้านต่างๆ ของแกนเหล็กเฟอร์ไรต์จากตารางที่ 4.2 โดยต้องเลือกค่า A_p ในตารางให้มีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าด้านต่างๆ ของแกนแม่เหล็กเฟอร์ไรต์(EE-65)

A (mm)	B (mm)	C (mm)	D (mm)	E (mm)	F (mm)
65.2	65.0	27.0	44.2	19.65	45.1
± 1.3	± 0.6	± 0.4	min	± 0.35	± 0.7

เมื่อทำการวัดขนาดจริงของด้านต่างๆ ของแกนเฟอร์ไรต์จะได้ค่า $A = 64 \text{ mm}$, $B = 64 \text{ mm}$, $C = 27 \text{ mm}$, $D = 44 \text{ mm}$, $E = 20 \text{ mm}$ และ $F = 44 \text{ mm}$ โดยหาค่าพื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (A_w) จากสมการที่(4.19)

$$A_w = F \times \left(\frac{D - E}{2} \right) \quad (4.19)$$

แทนค่าต่างๆ ที่วัดได้ลงในสมการที่ (4.19)

$$A_w = 44 \times \left(\frac{44 - 20}{2} \right) = 528 \text{ mm}^2$$

และหาพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กเฟอร์ไรต์ (A_c) ได้จากนำขนาดด้าน $E \times C$ จะได้ว่าเท่ากับ

$$A_c = 20 \times 27 = 540 \text{ mm}^2$$

ดังนั้น

$$A_p = A_w A_c$$

$$A_p = 528 \text{ mm}^2 \times 540 \text{ mm}^2$$

$$A_p = 285,120 \text{ mm}^2$$

(ค) หาจำนวนรอบ

จำนวนรอบด้านปฐมภูมิหาจากสมการที่ (4.20)

$$N_1 = \frac{V_{ss,max}}{4A_c B_m f_s} \quad (4.20)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้

$$N_1 = \frac{310 + 31}{4 \times (540 \times 10^{-6}) (0.2) (50 \times 10^3)} = 15.78 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นเลือกพันขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 16 รอบ

จากสมการ

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o}{V_{ss,min} (2D_{max})} \quad (4.21)$$

เมื่อให้ $V_{ss} = V_{in}$ แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้

$$n = \frac{24 + 1.2 + 1.4}{(310 - 31)(2 \times 0.45)} = 0.106$$

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิจะหาได้จากสมการที่ (4.22)

$$N_2 = n.N_1 \quad (4.22)$$

$$N_2 = 0.106 \times 16 = 1.696 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นเลือกพันขดลวดทางด้านทุติยภูมิจำนวน 2 รอบ

(ง) การเลือกขนาดตัวนำ

ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_2 &= I_o \sqrt{D_{max}} \\ &= 100A \times \sqrt{0.45} \\ &= 67 A \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned}
 I_1 &= nI_0 \\
 &= 0.106 \times 100 \\
 &= 10.6 \text{ A}
 \end{aligned}
 \tag{4.24}$$

คำนวณพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจาก $a_1 = \frac{I_1}{J}$ และ $a_2 = \frac{I_2}{J}$
 แทนค่าพารามิเตอร์ โดยเลือกค่าความหนาแน่นกระแส $J = 5 \text{ A/mm}^2$

$$a_1 = \frac{10.6 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 2.12 \text{ mm}^2$$

จากตารางที่ 4.1 ทำการเลือกขนาดของตัวนำที่ใช้พันขดลวดที่มีค่าสูงกว่าหรือใกล้เคียง
 ค่าที่ได้จากการคำนวณ หากใช้งานไม่ถึงพิกัดจะได้ลวดตัวนำเบอร์ SWG16 ($a_1 = 2.112 \text{ mm}^2$)

$$a_2 = \frac{67 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 13.4 \text{ mm}^2$$

จากตารางที่ 4.1 ทำการเลือกขนาดของตัวนำที่ใช้พันขดลวดที่มีค่าสูงกว่าหรือใกล้เคียง
 ค่าที่ได้จากการคำนวณ หากใช้งานไม่ถึงพิกัดจะได้ลวดตัวนำเบอร์ SWG 8 ($a_1 = 13.025 \text{ mm}^2$)

(จ) ตรวจสอบความถูกต้อง
 จากสมการที่ (4.25)

$$A_w k_w \geq \sum_{i=1}^m a_i N_i \tag{4.25}$$

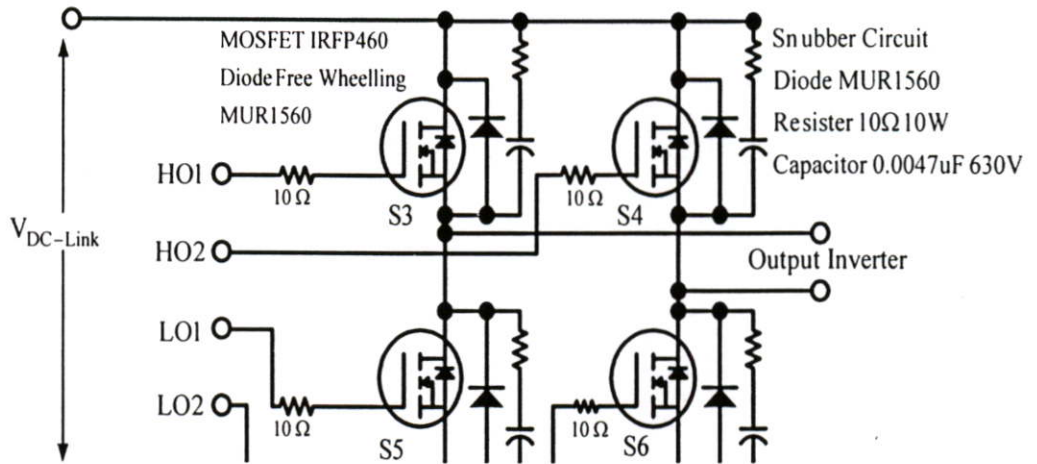
แทนค่าพารามิเตอร์ของขดลวดตัวนำและแกนเหล็กที่ใช้จริงจะได้

$$a_1 N_1 + a_2 N_2 = \left(2.112 \text{ mm}^2 \times 16 \text{ turn} \right) \left(13.025 \text{ mm}^2 \times 2 \text{ turn} \right) \tag{4.26}$$

$$A_w k_w = 528 \text{ mm}^2 \times 0.4 = 211 \text{ mm}^2 \tag{4.27}$$

ดังนั้นลวดตัวนำทั้ง 2 ชุด สามารถพันลงในช่องว่างหน้าต่างของแกนเหล็กหุ้มแปลงความถี่สูงได้

4.7 การออกแบบชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.28 วงจรพูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.28 แสดงชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้มอสเฟสเป็นอุปกรณ์สวิตชิง โดยใช้มอสเฟสเบอร์ IRFP460 จำนวน 2 ตัวขนานกันในแต่ละขาค์ ซึ่งทนกระแสขณะทำงานที่ 25°C ได้ 20 A และที่ 100°C ได้ 13 A ต่อตัว โดยมีการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ และตัวต้านทานสแน็บเบอร์ ดังนี้

เมื่อกำหนดให้แรงดัน $V_{DC-Link}$ เท่ากับ 310 โวลต์ในขณะใช้งาน และกระแสโหลด I_L สูงสุดเท่ากับ 15 A ความถี่สวิตชิง $f_s = 50 \text{ kHz}$ และดีวีดีไซเคิลเท่ากับ 30 % โดยช่วงเวลา โดยออกแบบวงจรสแน็บเบอร์ที่ทำให้แรงดันตกคร่อมมอสเฟสมีค่าเท่ากับ $V_{DC-Link}$ ณ. เวลาเดียวกับที่กระแสมีค่าลดลงเป็นศูนย์ โดยหาค่าตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ได้จากสมการที่ (4.28) ดังนี้

$$C = \frac{I_L t_f}{V_s} \quad (4.28)$$

แทนค่าจะได้

$$C = \frac{(15)(0.5 \times 10^{-6})}{(310)} = 0.024 \mu F$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ 0.0047 μF ขนาดทนแรงดัน 630 V

สำหรับตัวต้านทานสแน็บเบอร์จะหาได้จากสมการที่ (4.29) โดยที่คาบเวลาในการสวิตชิงจะมีค่าเท่ากับ

$$R < \frac{t_{on}}{5C} \quad (4.29)$$

โดยจะประมาณช่วงเวลาในการนำกระแส (on time) ของสวิตช์ที่คิดไว้ไซเคิล 30 % เท่ากับ $6 \mu\text{s}$ ดังนั้นค่าความต้านทานสนับเบอร์ที่ต้องการจะมีค่าเท่ากับ

$$R < \frac{t_{on}}{5C} < \frac{6 \times 10^{-6}}{5 \times 0.0047 \times 10^{-6}} < 255 \Omega$$

ถ้าเลือกใช้ตัวต้านทานสนับเบอร์ขนาด 10Ω จะหาขนาดกำลังไฟฟ้าของตัวต้านทานได้จากสมการที่(4.30)

$$P_R = CV_s^2 f \quad (4.30)$$

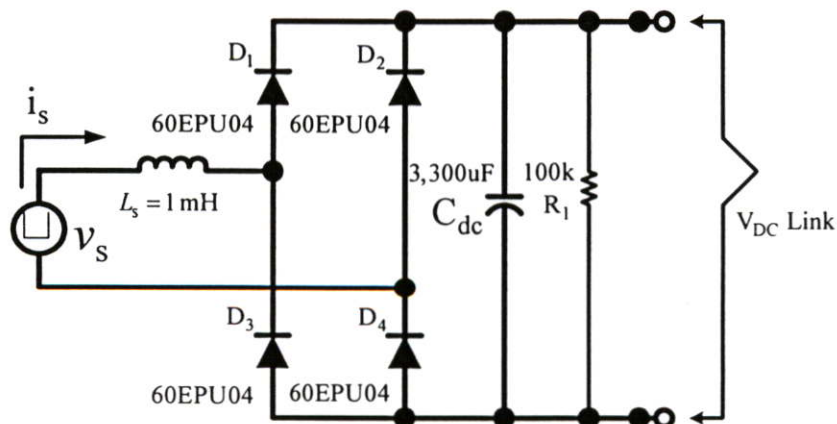
แทนค่าจะได้

$$P_R = (0.0047 \times 10^{-6})(310)^2 (50 \times 10^3)$$

$$P_R = 15.85 \text{ W}$$

ดังนั้นเลือกใช้ตัวต้านทานสนับเบอร์ขนาด 10Ω 20 W

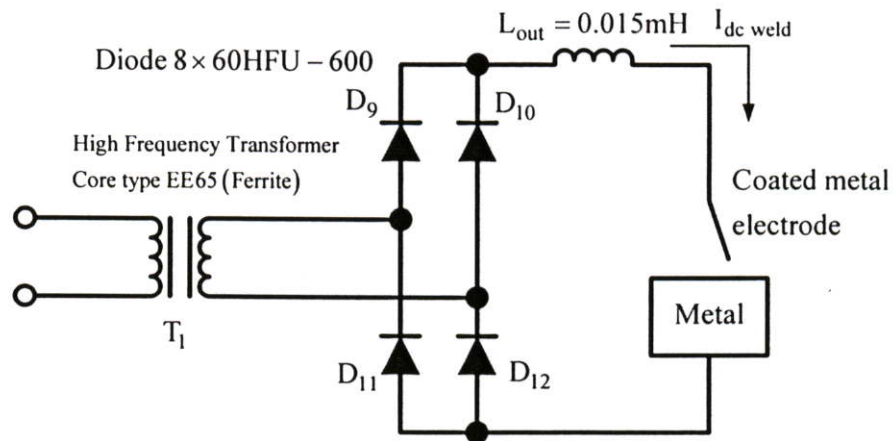
4.8 การออกแบบชุดไดโอดเรกติฟาย์ทางด้านอินพุต



รูปที่ 4.29 วงจรฟูลบริดจ์เรกติฟาย์ทางด้านอินพุต

จากรูปที่ 4.29 แสดงวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟย์ทางด้านอินพุตซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 60EPU04 จำนวน 4 ตัวต่อกันแบบบริดจ์ดังในรูปที่ 4.29 ซึ่งทนกระแสต่อตัวได้ 20 A ที่อุณหภูมิ 100 °C

4.9 การออกแบบชุดไดโอดเรกติไฟย์ทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 4.30 วงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟย์เออร์ทางด้านเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.30 แสดงวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟย์เออร์ทางด้านเอาต์พุต ซึ่งใช้ไดโอดเบอร์ 60 HFU-600 จำนวนทั้งหมด 8 ตัว นำมาต่อขนานกันจำนวน 2 ตัวต่อแต่ละส่วนในวงจรเรกติไฟย์แบบบริดจ์ ซึ่งทนกระแสต่อตัวได้ 60 A ที่อุณหภูมิ 82 °C

4.10 สรุป

ในบทนี้ได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมชุดปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้เป็นไซน์ และชุดควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ โดยมีการแสดงรูปวงจรประกอบคำอธิบายในแต่ละวงจรพร้อมทั้งบอกรายละเอียดต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการสร้าง

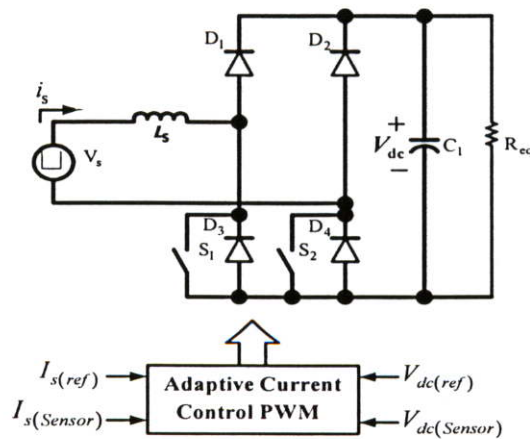
บทที่ 5

ผลการทดลอง

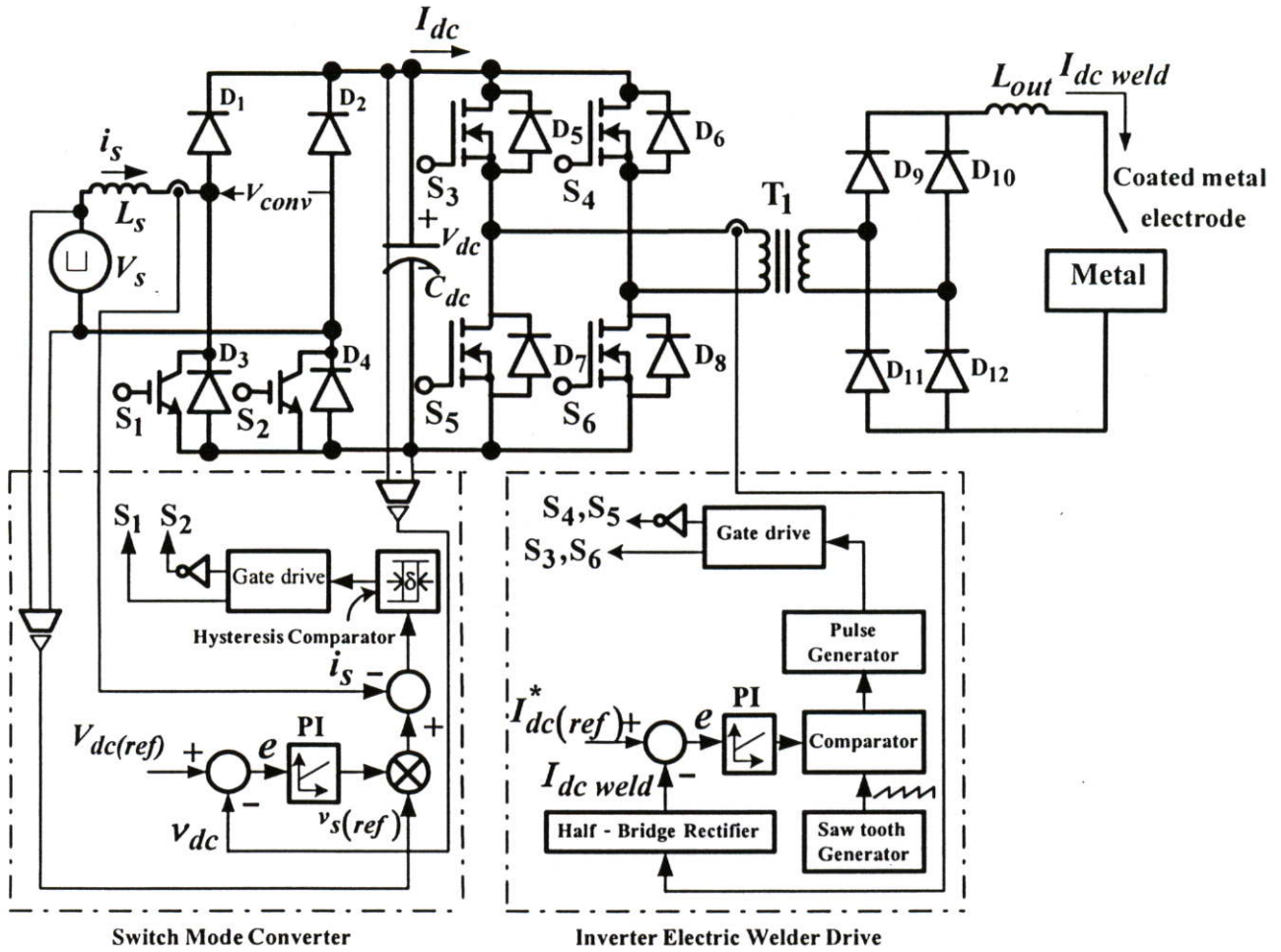
ในบทนี้จะเป็นผลการทดลองจริงรวมทั้งผลการจำลองของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุมกระแสแบบป้อนกลับและปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตที่สร้างขึ้นโดยใช้เทคนิคของการควบคุมกระแสแบบพีคบัลลิ่งเอ็มปรับตัวมาใช้ในการควบคุมการสวิตช์ของไอจีบีทีสองตัวที่เพิ่มเข้าไปในวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟย์ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตและใช้เทคนิคการป้อนกลับมาควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ โดยผลการทดสอบสามารถแบ่งออกเป็นหัวข้อได้ดังต่อไปนี้

5.1 การทดลองการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทาน

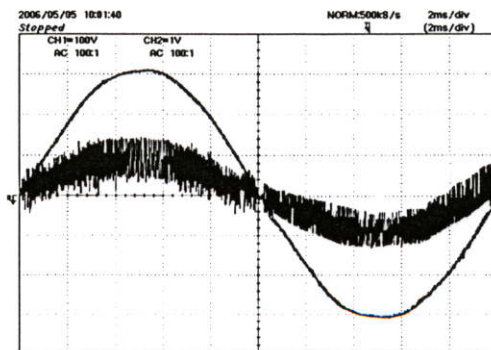
ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทาน ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาลักษณะพฤติกรรมการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ก่อนทดลองร่วมกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ โดยมีการทดลองหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าต่างๆ เช่น ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า (PF) ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกทางด้านอินพุต (% THD) เพื่อประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรกำลังสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทานแสดงดังรูปที่ 5.1



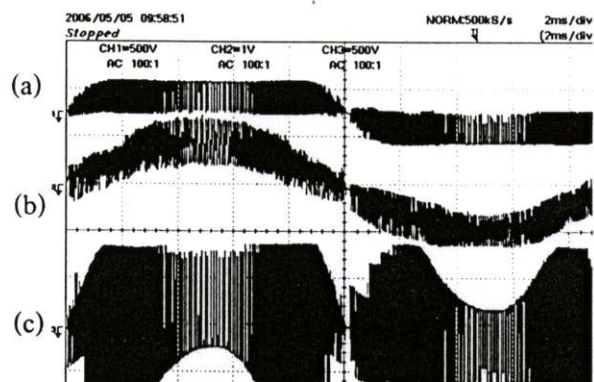
รูปที่ 5.1 วงจรกำลังสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดความต้านทาน



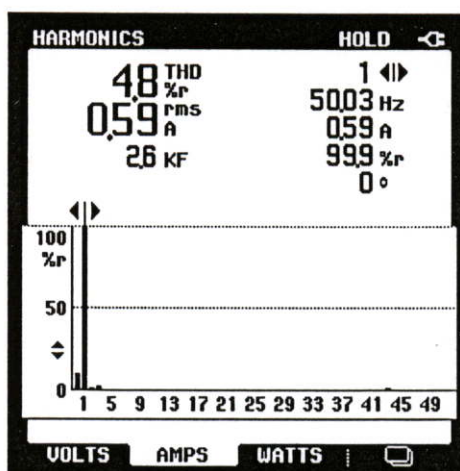
รูปที่ 5.2 วงจรกำลังสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อโหลดเครื่องเชื่อมไฟฟ้า กระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง



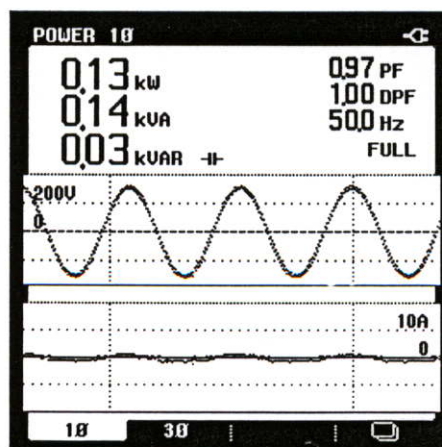
รูปที่ 5.3 แรงดันและกระแสทางอินพุต สเกลแรงดัน 100 V/div สเกลกระแส 1 A/div



- รูปที่ 5.4 (a) รูปสัญญาณแรงดันคกร้อมสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์
 (b) รูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต
 (c) รูปสัญญาณแรงดันคกร้อมตัวเหนี่ยวนำ

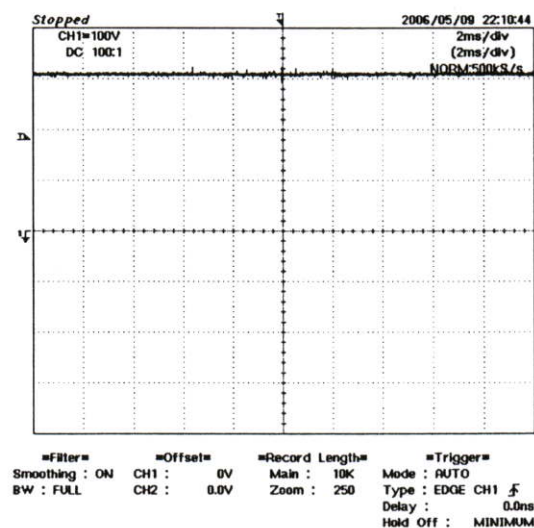


รูปที่ 5.5 สเปกตรัมของกระแสทางด้านอินพุตหลังปรับปรุงภายใต้โหลดความต้านทาน



รูปที่ 5.6 ค่าตัวประกอบกำลังและค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ ภายใต้โหลดความต้านทาน

จากรูปที่ 5.1 แสดงการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีที่ทำงานภายใต้การต่อ โหลดความต้านทานโหลดไฟแบบไส้ขนาด 100 วัตต์อนุกรมกัน 2 หลอด ซึ่งจะเห็นในรูปที่ 5.3 ว่ากระแสอินพุตมีลักษณะรูปคลื่นเข้าใกล้รูปคลื่นสัญญาณไซน์ และมีเฟสตรงกันกับแรงดันไฟฟ้า กระแสสลับทางด้านอินพุต รูปที่ 5.4(a) แสดงรูปสัญญาณแรงดันตกคร่อมสวิตช์โหมคเอซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 5.4 (b) แสดงรูปสัญญาณกระแสทางด้านอินพุต รูปที่ 5.4 (c) แสดงรูป สัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ รูปที่ 5.5 แสดงสเปกตรัมของกระแสทางด้านอินพุตหลัง ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต และรูปที่ 5.6 แสดงค่าตัวประกอบกำลังและค่ากำลังไฟฟ้า ต่างๆ ส่วนรูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยงเมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานไม่มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยงเมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 5.1 การทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าภายใต้โหลดตัวต้านทานก่อนปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต

V_s	I_s	V_o	THDi	PF	P_{in}	P_{out}	%h
220	0.96	310	82.4	0.56	130	119	91.54
220	1.76	309	80.9	0.58	240	229	95.42
220	2.55	308	79.8	0.59	350	338	96.57
220	3.30	305	79.4	0.59	460	442	96.09
220	4.05	303	78.9	0.6	560	551	98.39
220	4.80	302	78.4	0.6	670	662	98.81

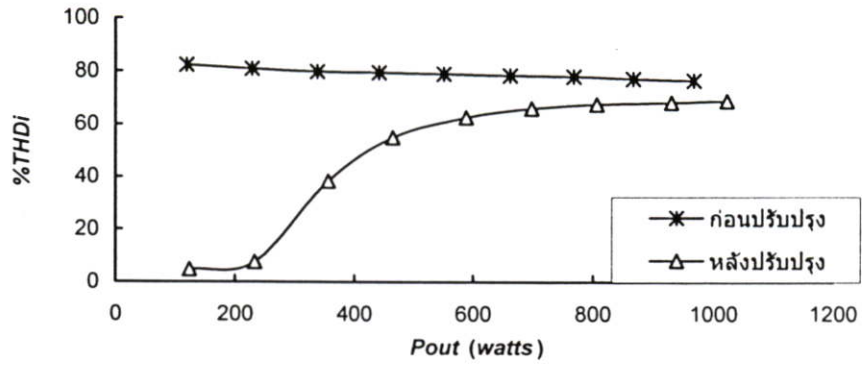
ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

V_i	I_i	V_o	THDi	PF	P_{in}	P_{out}	% h
220	5.51	310	78.0	0.6	770	768	99.74
220	6.16	300	77.1	0.61	870	867	99.66
220	6.78	298	76.5	0.62	970	968	99.79
220	7.44	296	75.9	0.62	1060	1056	99.62

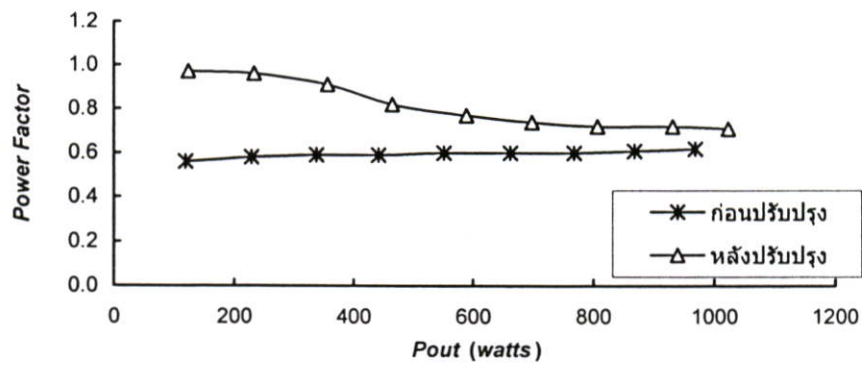
ตารางที่ 5.2 การทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าภายใต้โหลดตัวต้านทานหลังปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต

V_i	I_i	V_o	THDi	PF	P_{in}	P_{out}	% h
220	0.50	310	4.8	0.97	130	124	95.38
220	1.50	310	7.5	0.96	240	233	97.08
220	1.85	310	38.3	0.91	360	356	98.89
220	2.70	310	54.9	0.82	470	465	98.94
220	3.55	310	62.5	0.77	590	589	99.83
220	4.40	310	65.9	0.74	710	698	98.31
220	5.10	310	67.5	0.72	820	806	98.29
220	5.90	310	68.2	0.72	940	930	98.94
220	6.60	310	68.9	0.71	1050	1023	97.34
220	7.30	310	68.3	0.71	1170	1147	98.03

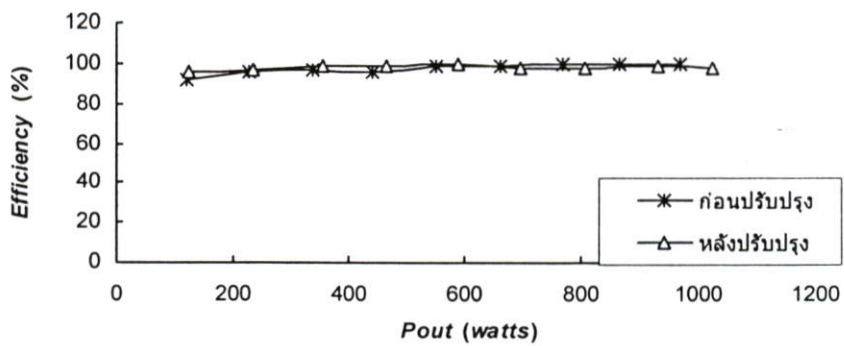
จากการทดสอบหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าภายใต้โหลดตัวต้านทานก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตนั้น เมื่อนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง % THDi = $f(P_{out})$, Power Factor = $f(P_{out})$ และ Efficiency(%) = $f(P_{out})$ จะได้ดังรูปที่



รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง % THDi = $f(P_{out})$



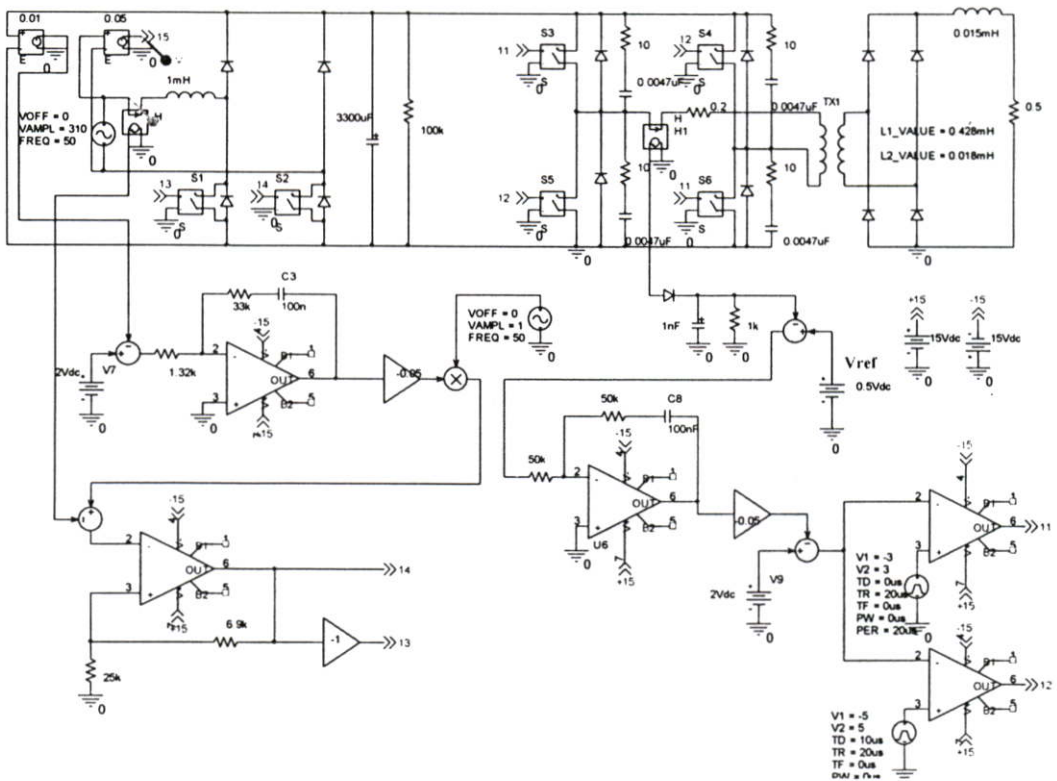
รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง Power Factor = $f(P_{out})$



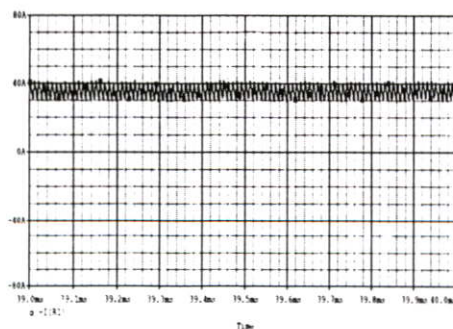
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency(%) = $f(P_{out})$

5.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลอง

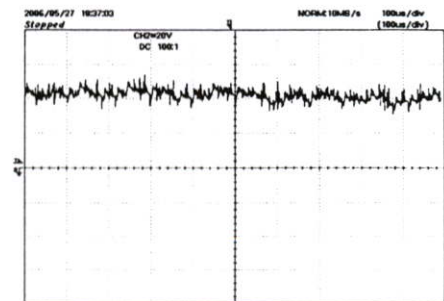
การจำลองการทำงานของวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ ภายใต้การต่อโหลด เครื่องเชื่อมแบบอินเวอร์เตอร์นั้น ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ORCAD9.1 ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาลักษณะและพฤติกรรมการทำงานของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อร่วมกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ซึ่งมีไดอะแกรมการจำลองการทำงานของระบบดังแสดงในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 ไดอะแกรมการจำลองการทำงานของระบบ

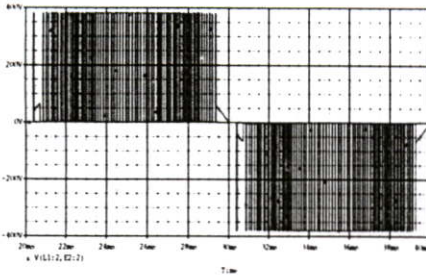


การจำลอง

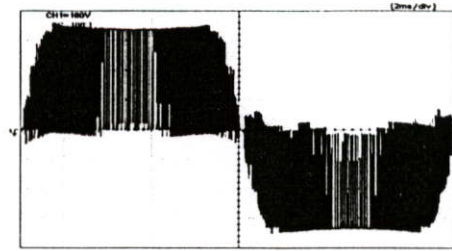


การทดลอง

รูปที่ 5.12 ผลการจำลองและการทดลองตรงจับกระแสทางด้านเอาต์พุต

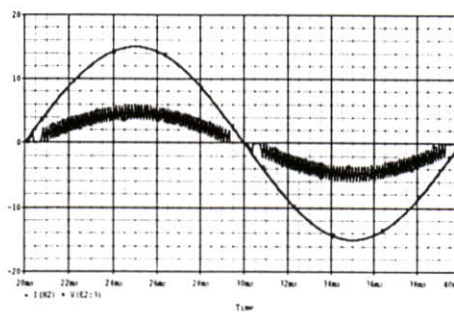


การจำลอง

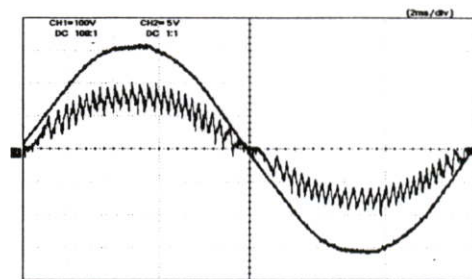


การทดลอง

รูปที่ 5.13 ผลการจำลองและการทดลองตรวจจับแรงดันคอนเวอร์เตอร์



การจำลอง

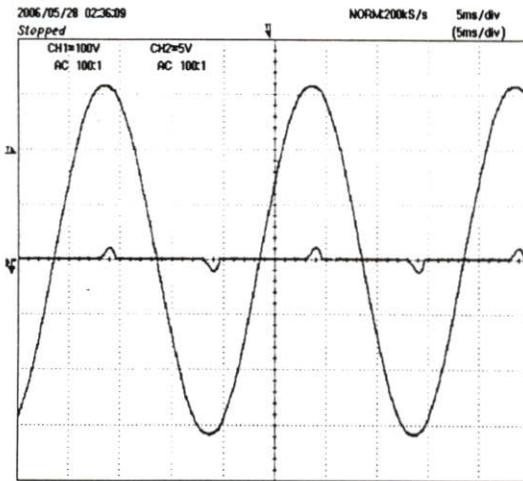


การทดลอง

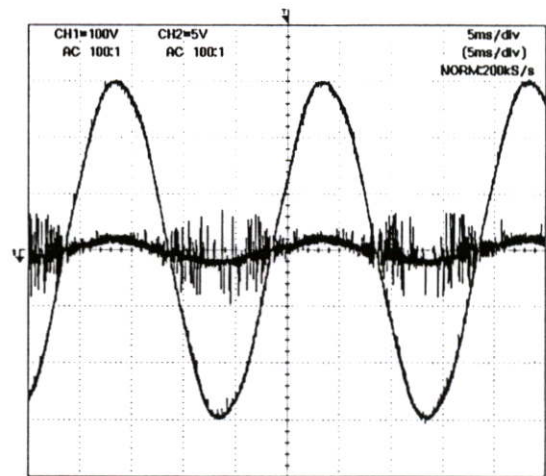
รูปที่ 5.14 ผลการจำลองและการทดลองตรวจจับแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของสวิทช์ โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

5.3 การทดลองและตรวจสอบการทำงานของสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตขณะเชื่อมอาร์คขึ้นงาน

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่อาศัยหลักการทำงานของสวิทช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นสัญญาณไซน์ และมีการควบคุมกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตโดยอาศัยหลักการป้อนกลับ โดยทำการปรับค่ากระแสอ้างอิงในส่วนของวงจรควบคุมกระแสเชื่อมให้เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมเพื่อให้กระแสทางด้านเอาต์พุตที่ใช้เชื่อมอาร์คขึ้นงานเปลี่ยนแปลงไปโดยมีการวัดสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต สัญญาณกระแสทางด้านเอาต์พุต และมีการตรวจจับสเปกตรัมของกระแสทางด้านอินพุตเทียบกับก่อนปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตด้วย

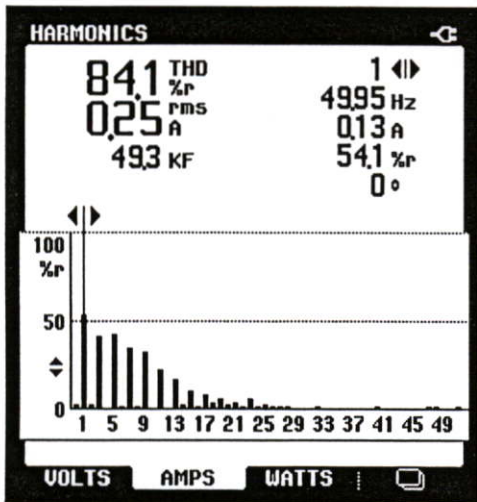


(ก) รูปคลื่นแรงดันและกระแสก่อนปรับปรุง

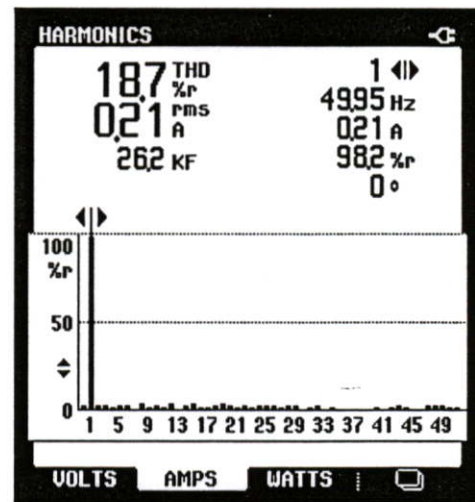


(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแสหลังปรับปรุง

รูปที่ 5.15 ผลการทดลองเปรียบเทียบลักษณะทางด้านแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงในขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชิ้นงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์

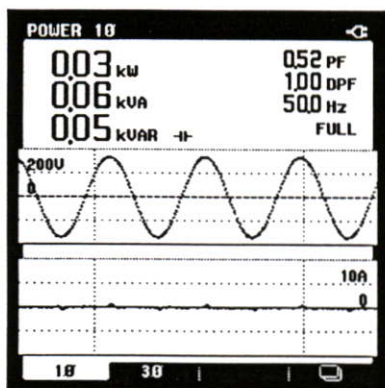


(ก) สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกทางด้านอินพุตก่อนปรับปรุง

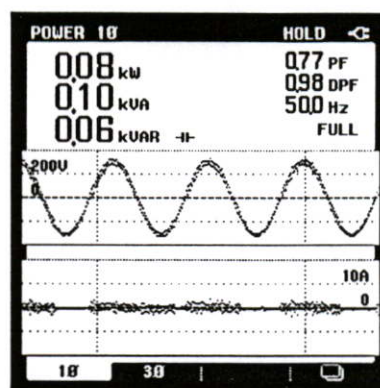


(ข) สเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกทางด้านอินพุตหลังปรับปรุง

รูปที่ 5.16 ผลการทดลองการเปรียบเทียบสเปกตรัมของกระแสฮาร์โมนิกในขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชิ้นงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์



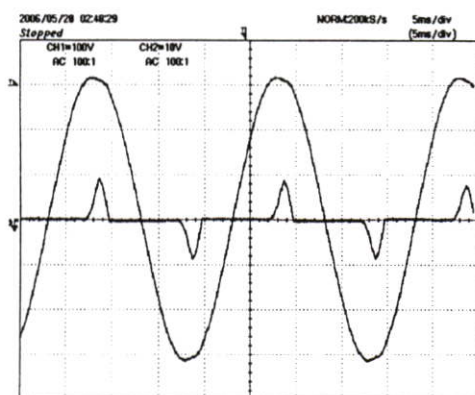
(ก) ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าก่อนปรับปรุง



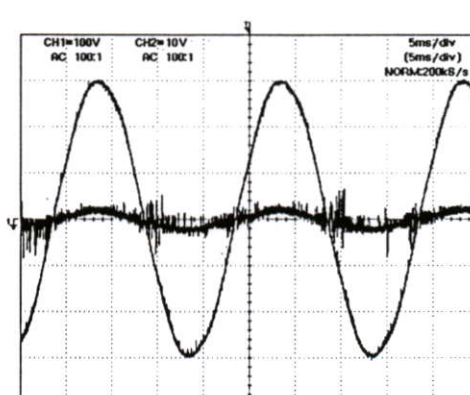
(ข) ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าหลังปรับปรุง

รูปที่ 5.17 ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์ค ชีงงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์

รูปที่ 5.15 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันและกระแสก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุง ขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชีงงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์ รูปที่ 5.16 แสดงการเปรียบเทียบสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกก่อนปรับปรุง และหลังปรับปรุงขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชีงงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์ และรูปที่ 5.17 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชีงงานที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุต 60 โวลต์

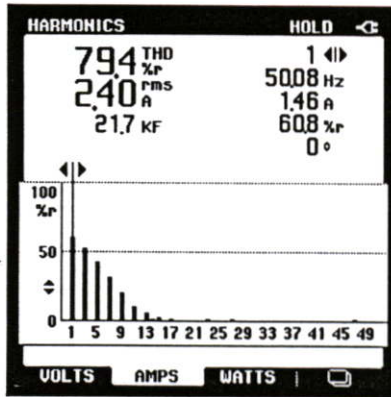


(ก) รูปคลื่นแรงดันและกระแสก่อนปรับปรุง

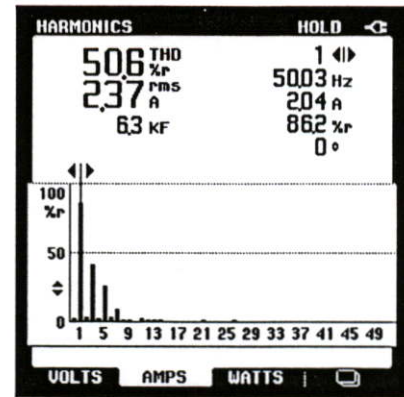


(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแสหลังปรับปรุง

รูปที่ 5.18 ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า กระแสตรงในขณะที่ยังไม่เชื่อมอาร์คชีงงานที่กระแสเอาต์พุต 30 แอมป์



(ก) สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิก
ทางด้านอินพุตก่อนปรับปรุง



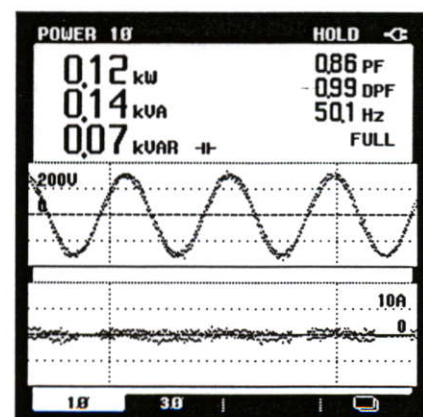
(ข) สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิก
ทางด้านอินพุตหลังปรับปรุง

รูปที่ 5.19 ผลการทดลองการเปรียบเทียบสเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกในขณะที่เชื่อมอาร์ค
ชิ้นงานที่กระแสเอาต์พุต 30 แอมป์

รูปที่ 5.18 แสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันและกระแสก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุง
ขณะเชื่อมอาร์คชิ้นงานที่กระแสไฟตรงเอาต์พุต 30 แอมป์ รูปที่ 5.19 แสดงการเปรียบเทียบสเปกตรัม
ของกระแสฮาร์มอนิกก่อนปรับปรุง และหลังปรับปรุงขณะเชื่อมอาร์คชิ้นงานที่กระแสไฟตรงเอาต์พุต
30 แอมป์ และรูปที่ 5.20 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในขณะที่เชื่อมอาร์ค
ชิ้นงานที่กระแสไฟตรงเอาต์พุต 30 แอมป์

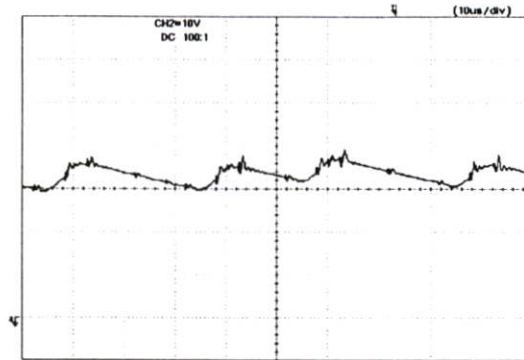


(ก) ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าก่อนปรับปรุง



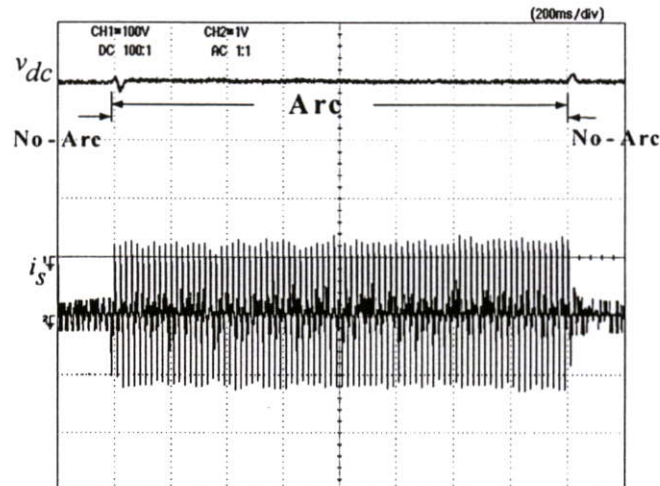
(ข) ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าหลังปรับปรุง

รูปที่ 5.20 ผลการทดลองการเปรียบเทียบลักษณะตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในขณะที่เชื่อมอาร์ค
ชิ้นงานที่กระแสเอาต์พุต 30 แอมป์



รูปที่ 5.21 กระแสเอาต์พุตขณะเชื่อมอาร์คชิ้นงานที่ 30 แอมป์ สเตลกระแส 10 A /Div

รูปที่ 5.21 แสดงรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตขณะเชื่อมอาร์คชิ้นงานที่กระแส 30 แอมป์ โดยมีขนาดการกระเพื่อมของกระแสประมาณ 8 แอมป์ รูปที่ 5.22 แสดงสัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่ป้อนให้ชุดอินเวอร์เตอร์เมื่อทำการเชื่อมอวทจนงานเอาต์พุตที่กระแส 30 A และรูปที่ 5.23 แสดงเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิและปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตต้นแบบที่นำเสนอ



รูปที่ 5.22 สัญญาณแรงดันดีซีเชื่อมโยงที่ป้อนให้ชุดอินเวอร์เตอร์

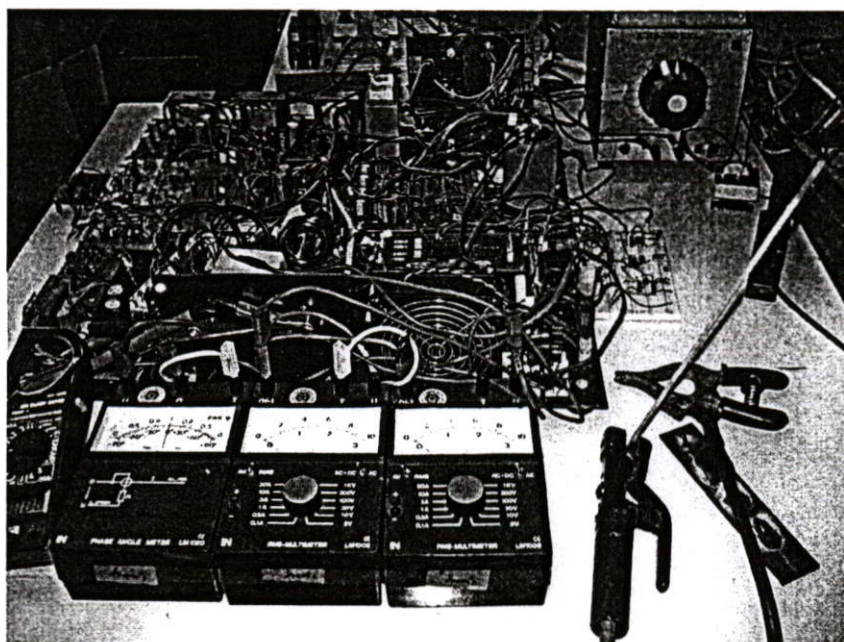
ตารางที่ 5.3 แสดงผลการทดสอบเครื่องเชื่อมที่นำเสนอเมื่อยังไม่ให้วงจรสวิตช์โหมคเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทำงาน และตารางที่ 5.4 แสดงผลการทดสอบเครื่องเชื่อมที่นำเสนอเมื่อให้วงจรสวิตช์โหมคเอช-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทำงาน

ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองเมื่อยังไม่ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม

V_{in} (V)	I_s (A)	Vdc(V)	%THDi	PF	P(W)	$V_{out}(dc)$	$I_{out}(dc)$	$P_{out}(dc)$	%h
(V)	(A)	(V)	(%)		(W)	(V)	(A)	(W)	(%)
220	0.34	310	87.0	0.51	30	60	0	0	0
220	2.40	309	79.4	0.54	290	3	30	90	31
220	5.45	307	77.6	0.55	790	6	60	360	45
220	6.36	305	76.6	0.60	990	7	70	490	46
220	7.37	300	75.0	0.61	1,060	8	80	640	60

ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองเมื่อปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อม

V_{in} (V)	I_s (A)	Vdc(V)	%THDi	PF	P(W)	$V_{out}(dc)$	$I_{out}(dc)$	$P_{out}(dc)$	%h
(V)	(A)	(V)	(%)		(W)	(V)	(A)	(W)	(%)
220	0.25	310	18.7	0.77	80	60	0	0	0
220	2.37	310	50.62	0.86	120	3	30	90	75



รูปที่ 5.23 แสดงเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงต้นแบบที่มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิและปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต

5.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทดลองต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วยการทดลองการทำงานของวงจร สวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ภายใต้การต่อ โหลดความต้านทานและโหลดเครื่องเชื่อมไฟฟ้า กระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงขณะเชื่อมอาร์คชิ้นงาน ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อทดสอบกับโหลด ความต้านทานจะมีค่าความผิดพลาดรวมของกระแสรบกวนน้อยกว่าเมื่อทดสอบกับโหลดเครื่อง เชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงแบบอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง การปรับปรุงรูปคลื่นกระแสของเครื่องเชื่อม ที่นำเสนอโดยใช้เทคนิคของการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่ได้ออกแบบนี้ สามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้และลดฮาร์มอนิกได้ในระดับหนึ่ง ซึ่งใน งานวิจัยนี้จะต้องทำการเพิ่มขนาดกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้สูงขึ้นไปอีก เพื่อใช้เชื่อมอาร์ค ชิ้นงานโลหะที่มีความหนามากขึ้น

บทที่ 6

บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดสอบวงจรสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าทิศทางเดียวกัน ผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง เมื่อทำการทดสอบการทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์ขณะที่สวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ยังไม่ทำงานจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสจะไม่อินเฟสกับรูปคลื่นแรงดัน และเมื่อทดสอบวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์ด้วยเครื่องวัดฮาร์มอนิกส์ (Fluke 43B) จะวัดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสโดยรวมได้ค่าสูง แต่เมื่อทำการทดสอบการทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงขณะที่ทำให้สวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทำงานจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสจะอินเฟสกับรูปคลื่นแรงดัน และเมื่อทดสอบวัดค่ากระแสฮาร์มอนิกส์ด้วยเครื่องวัดฮาร์มอนิกส์ (Fluke 43B) จะวัดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสโดยรวมได้ค่าต่ำลง โดยการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่างๆ เช่น ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำทางด้านอินพุต ค่าความจุของตัวคาปาซิเตอร์ ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส กระแสโหลด เป็นต้น

เมื่อทำการทดสอบสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์กับโหลดตัวต้านทานในสภาวะไม่ทำงานและทำงาน จากนั้นทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานกับคอนเวอร์เตอร์จะพบว่าประสิทธิภาพของการส่งถ่ายพลังงานของสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับ จะมีค่าสูงกว่าคอนเวอร์เตอร์ชนิดที่ไม่มีป้อนกลับ ทำให้พลังงานถูกส่งถ่ายไปที่โหลดได้ดีกว่า ซึ่งในงานวิจัยนี้ทำให้กำลังไฟฟ้าโดยรวมทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมอินเวอร์เตอร์ มีค่าลดลงทำให้ประหยัดขึ้นกว่าเดิมที่ไม่มีป้อนกลับสวิทช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการป้อนกลับมาใช้ โดยในการนำเทคนิคเทคนิคของการควบคุมกระแสแบบพีคบัลลิสต์มาใช้ในการควบคุมการสวิทช์ของไอจีบีทีสองตัวที่เพิ่มเข้าไปในวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟ์ในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต จะทำให้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าใกล้หนึ่งได้ อีกทั้งยังช่วยลดค่าความผิดเพี้ยนทางด้านกระแสอินพุตทำให้กระแสฮาร์มอนิกส์ลดลง และในการเชื่อมชิ้นงานที่มีความหนามากขึ้นจะต้องเพิ่มขนาดการทนกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังให้สูงขึ้น ซึ่งในงานวิจัยนี้จะต้องมีการขนานมอสเฟสเพิ่มเข้าไปในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ และในการขนานนี้จะทำได้ยากมากเพื่อที่จะทำให้ได้กระแสเชื่อมเอาต์พุตสูงขึ้น

6.2 สรุป

จากผลการทดสอบสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะทำงานในโหมคเรกติฟายอิงได้ และรักษาระดับแรงดันกระแสตรงให้คงที่ได้ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยวงจรสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งสูงสุดไม่เกินความถี่สูงสุดที่ไอจีบีทีทำงานได้ โดยมีข้อเสียของการสวิตซ์ที่ความถี่สูง คือจะทำให้เกิดการสูญเสียในการสวิตซ์และเกิดสัญญาณรบกวนมาก จากการทดสอบนำผลการออกแบบระบบควบคุมในการสวิตซ์ให้สวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทำงานตาม โมเดลคณิตศาสตร์ พบว่าให้ผลการตอบสนองทางด้านไดนามิกที่รวดเร็ว และเมื่อนำเอาต์พุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์กระแสตรงไปใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานที่กระแสเชื่อม ไม่สูงมากนักก็จะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าสูง ฮาร์มอนิกส์ต่ำ และเมื่อนำเครื่องเชื่อมไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์กระแสตรงไปใช้เชื่อมอาร์คชิ้นงานที่กระแสเชื่อมสูงมากขึ้นก็จะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าฮาร์มอนิกส์สูงขึ้น

6.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

จากการทดสอบสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานต่อกับโหลดตัวต้านทานจะเห็นได้ว่าเมื่อกระแสโหลดต่ำจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าสูงฮาร์มอนิกส์ต่ำ และเมื่อกระแสโหลดสูงจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าต่ำ ฮาร์มอนิกส์สูงขึ้น เช่นเดียวกับกรณีต่อกับโหลดตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะพบว่าปัญหาที่เกิดขึ้นที่ทำให้ขณะกระแสโหลดเพิ่มขึ้นแล้วทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าต่ำ ฮาร์มอนิกส์สูงขึ้นนั้นก็เนื่องมาจากสาเหตุต่างๆ ดังนี้ เช่น ในวงจรอนาล็อกที่ใช้ในการควบคุมการสวิตซ์ของสวิตช์โหมคเอซี-ดีซีนี้ไม่มีความเที่ยงตรงแม่นยำเท่าที่ควร และมีการต่อวงจรซับซ้อนมากมายซึ่งก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนมากตามมา ดังนั้นควรทำการพัฒนาให้สัญญาณรบกวนเหล่านี้ลดน้อยลง โดยเปลี่ยนมาใช้ในการควบคุมแบบดิจิตอลแทนการควบคุมแบบอนาล็อกแทน เช่น ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือ DSP เป็นต้น ซึ่งจะทำให้เสถียรภาพของการควบคุมดีกว่านี้และเที่ยงตรงแม่นยำกว่าการควบคุมแบบอนาล็อก ซึ่งจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าต่ำ ฮาร์มอนิกส์สูงขึ้นเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น อีกทั้งตัวอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งอิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรพูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้งานที่เป็น โมดูลเพราะจะทำให้รับกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นได้ แต่ต้องคำนึงถึงราคาที่เพิ่มขึ้นด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] T.-F. Wu, H.-P. Yang and C.-M. Pan, "Analysis and Design of Variable Frequency and Phase-Shift Controlled Series Resonant Converter Applied for Electric Arc Welding Machines," **IEEE PESC.**, pp.656-661, 1995.
- [2] Y.-M. Chae, J.-S. Gho, W.-S. Shin and J.-Y. Choi, "PWM Converter-Inverter Arc Welding Machine Using New Type N.C.T." **IEEE PESC.**, pp.1636-1641, 1998.
- [3] Jee-Woo Lim and Bong-Hwan Kwon, "A Power-Factor Controller for Single-Phase PWM Rectifiers," **IEEE Trans. on Industrial Electronics.**, vol. 46, no.5, pp. 1035-1037, 1999.
- [4] B. K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System," **IEEE Trans. on Industrial Electronics.**, vol. 37, no. 5, pp.402-408, 1990.
- [5] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, **Power Electronics Converters, Applications, and Design.** 3rd ED. New York: John Wiley and Sons. 2003.
- [6] Issa Batarseh, **Power Electronic Circuits.** John Wiley and Sons, 2004.
- [7] Marian K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski., **Resonant Power Converters.** New York: John Wiley and Sons, 1995.
- [8] Barry W. Kennedy., **Power Quality Primer.** New York : McGraw-Hill, 2000.
- [9] C. Sankaran, **Power Quality,** New York : McGraw-Hill, 2002.
- [10] Gene H. Hosetetter, Clement, Jr., Raymond T. Stefani., **Design of Feedback Control Systems.** 2nd ED. Saunders College Publishing a Division of Holt. Rinehart and Winston, 1989.
- [11] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์. 2547. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินติ้ง.

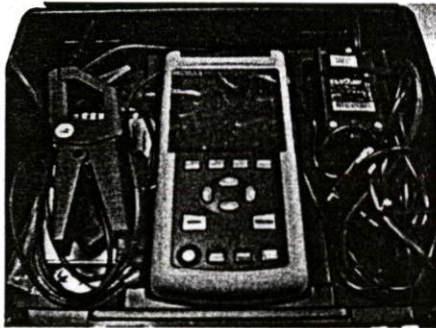
ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

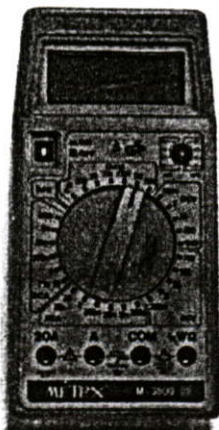
เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย




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




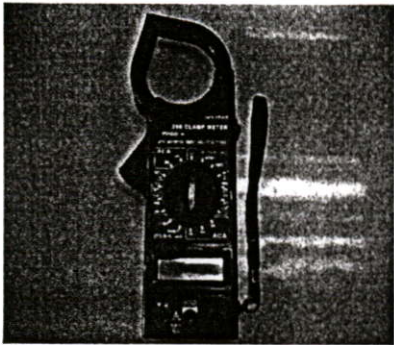
ผลิตภัณฑ์ **Power Quality Analyzer (FLUKE)**
 รุ่น **FLUKE 43B**
 รายละเอียด **5 to 600 Vrms. 1.00 to 1000 Arms**
 Up to 600 kw., 6 Hz to 99.9 Hz.
 8 bit vertical resolution
 Indicates fundamental to 13th harmonics
 Measures crest factor, PF, DPF, K-factor
 %THDi, %THD-R

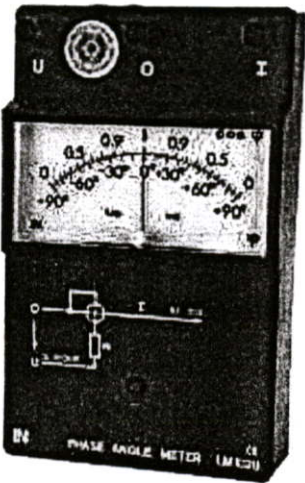



ผลิตภัณฑ์ **Digital Multi Meter (METEX)**
 รุ่น **M - 3800**
 รายละเอียด **Vac or Vdc : 0 to 700 / 1000 Volts**
 Iac or Idc : 0 to 20 Amp

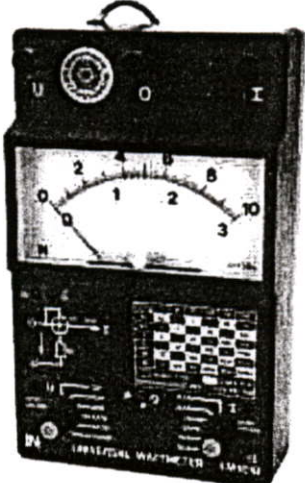
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (FLUKE)</p> <p>รุ่น 80i-110s AC/DC</p> <p>รายละเอียด 10mV/A, 100mV/A</p> <p>Input 100A peak Max</p> <p>Frequency: DC to 100 kHz .(@3 db)</p> <p>Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>
---	--

	<p>ผลิตภัณฑ์ True RMS Multimeter</p> <p>รุ่น LM 1005</p> <p>รายละเอียด</p> <ul style="list-style-type: none"> • Total rms value (RMS-AC+DC) • Ripple rms value (RMS-AC) • Arithmetic mean value (AV-AC+DC) • Permanent moving moving-coil instrument class 1.5 / double scale Scale 1: measurement range 0 - 10 Scale 2: measurement range 0 - 3 • Internal resistance: current path 10mOhm, voltage path 10MOhm Voltage ranges: 3; 10; 30; 100; 300; 1000V • Current ranges: 0.1; 0.3; 1; 3; 10; 30A Crest factor: 10 • Measurement accuracy: 2% • Operating voltage: 230V, 50Hz • Dimensions: 210 x 90 x 130mm (WxHxD) • Weight: 1kg
---	--

	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Clamp Meter</p> <p>รุ่น 266 (YUGO)</p> <p>รายละเอียด</p> <ul style="list-style-type: none"> • DCV: 0-1000V $\pm 0.5\%$ • ACV: 0-750V $\pm 1.2\%$ • ACA: 200-1000A $\pm 2.5\%$ • OHM: 200-20k-20MΩ-2000MΩ $\pm 1.0\%$ • Dimensions: 70 x 230 x 37mm • Battery: popular 9V x 1 • Accessories: carrying case
---	---

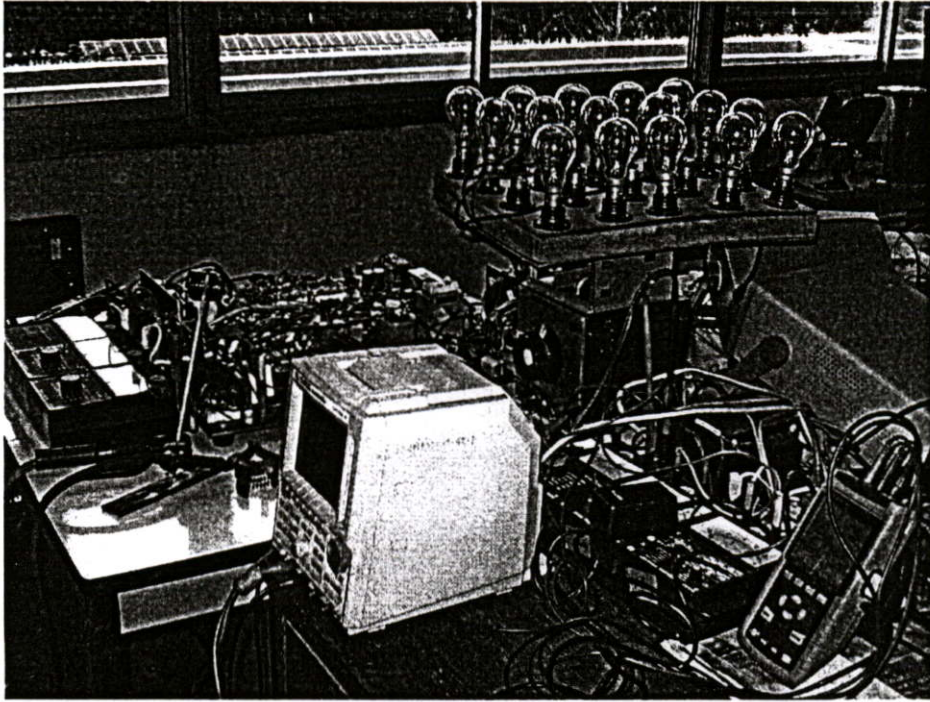
	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Factor (cosphi) Meter</p> <p>รุ่น LM 1020</p> <p>รายละเอียด</p> <ul style="list-style-type: none"> • Electrically immune to damage up to 1kV and 30A • Permanent moving coil instrument class 1.5 / double scale • Scale 1: Measurement range cos-phi: 0 cap over 1 to 0 ind • Scale 2: Measurement range phase angle: 90° cap over 0 up to 90° ind • No current - voltage range switchover • Internal resistance: current path 10 mOhm, voltage path 10 MOhm • Measurement range: cos-phi: 0 cap over 1 up to 0 ind, phase angle: 90° cap over 0 up to 90° ind • Measurement accuracy: 3% • Operating voltage: 230 V, 50 Hz • Dimensions: 210 x 90 x 130mm (WxHxD) • Weight: 1kg
---	---

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

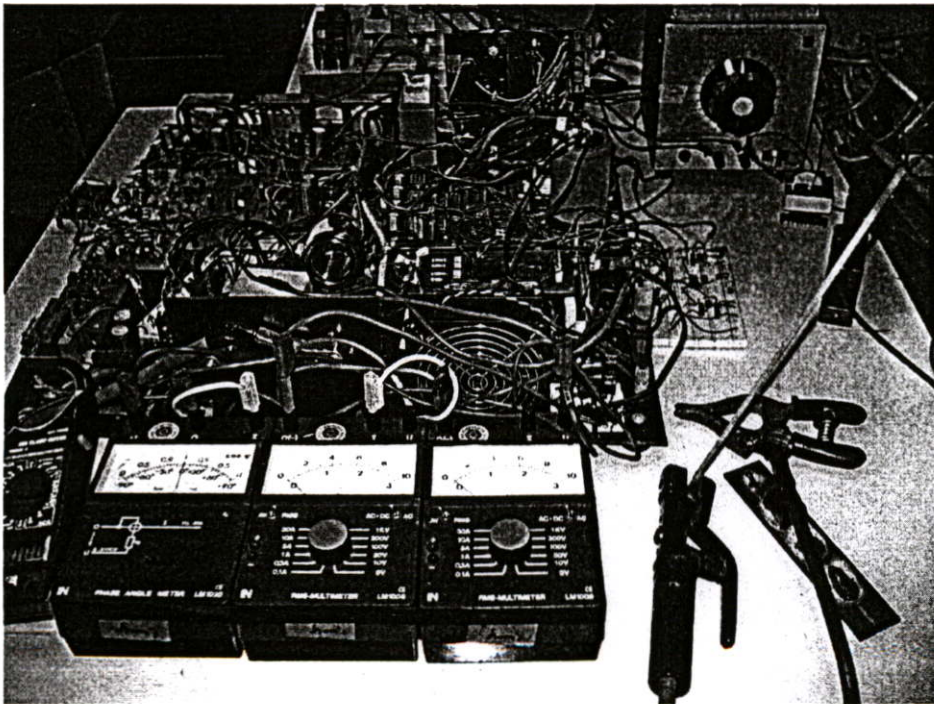
	<p>ผลิตภัณฑ์ Electronic Universal Wattmeter รุ่น LM 1010 รายละเอียด</p> <ul style="list-style-type: none"> • Electrically immune to damage up to 1kV and 30A • Overload resistant for current and voltage signals • Permanent moving coil instrument class 1.5 / double scales <ul style="list-style-type: none"> Scale 1: measurement range 0 - 10 Scale 2: measurement range 0 - 3 • Active - reactive power measurement from 0.3W (Var) up to 30kW (kVar) • Internal resistance: current path 10 mOhm, voltage path 10 Mohm • Crest factor: 2 • Measurement accuracy: 2% • Operating voltage: 230V, 50Hz • Dimensions: 210 x 90 x 130mm (WxHxD) • Weight: 1kg
--	---

ภาคผนวก ข.

ภาพโครงการโดยรวมของงานวิจัย และภาพต้นแบบงานวิจัย



รูปที่ ข.1 โครงการงานโดยรวม



รูปที่ ข.2 ดันแบบที่สร้างขึ้น

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่



ลาดกระบัง

มหาวิทยาลัยราชภัฏรำไพพรรณี

ENGINEERING

ปีที่ 23 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2549

1.	Direction Sequence Construction for Offline Thai Handwriting <i>Kor, Kittikorn Boontee Kruatrachue</i>	1
2.	การสังเคราะห์วัสดุประกอบคล้ายไม้จากพีวีซีกับผงหนังและเยื่อชานอ้อย <i>ไพศพล นาคพิพัฒน์ เตียนพร บุญศิริคำชัย</i>	7
3.	การออกแบบวงจรขยายป้อนกลับกระแสแรงดันต่ำ <i>มนตรี สุขเลื่อง สมปอง วิเศษพานิชกิจ กอบชัย เดชนาฎ</i>	14
4.	วงจรกรองความถี่โบคอต OTA-C ที่โปรแกรมได้ทางดิจิทัล <i>สุรัตน์ สุภรณ์ระ มนตรี คำเงิน พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชนาฎ กฤษณ์ อ่างแก้ว จิระศักดิ์ ชาญวณิชธรรม</i>	20
5.	การศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าและผลตอบสนองทางแสงของฟิล์มเพชร <i>ทรงเกียรติ กิตติสนธิรักษ์ วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง</i>	26
6.	โฟโตไดโอดแบบบรอยต่อเนื้อสารชนิดเดียวกันของฟิล์มเพชรชนิดเฮนและฟิล์มเพชรชนิดพี <i>ทรงเกียรติ กิตติสนธิรักษ์ วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง</i>	32
7.	คอนเวอร์เตอร์ดีซี-เอซี เชื่อมต่อการไฟฟ้าโดยมีการแก้ไขตัวประกอบกำลังด้วยตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล <i>วิมลชัย ชูรักษ์ วิจิตร กิณเรศ</i>	38
8.	การศึกษาการตรวจจับแ่งตัวนำโรเตอร์แตกหักในมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม <i>กมล สะอาดดวง เอลิมชาติ มานพ วิจิตร กิณเรศ สุรชาติ ลีรากวีผล</i>	44
9.	รถไฟฟ้าขับเคลื่อนสี่ล้อ <i>โสภณ สวัสดิ์นาวิน ประภาส ไพธสุวรรณา</i>	50
10.	การใช้วิธีควบคุมแบบฟิวลโธเรียลไทม์สำหรับควบคุมการเปลี่ยนความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม <i>ยุวสิทธิ์พันธ์ พัดนาดีสัย มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์</i>	56
11.	การวิเคราะห์การสูญเสียที่เพิ่มขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่เกิดจากแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่ป้อนด้วยที่ดับปลิวเริ่ม โดยอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดเซมิคอนดักเตอร์ <i>อัครชัย เอมสะอาด วิจิตร กิณเรศ</i>	62
12.	การวิเคราะห์ความเชื่อถือได้ของระบบไฟฟ้ากำลังโดยพิจารณาการทำงานผิดพลาดของระบบป้องกันโซน 3 <i>ไพโรจน์ เทียนทอง มณฑล ลีลาจินดาไกรฤกษ์</i>	68
13.	วงจรสวิตช์โหมดฮาร์ดฟิวลไทม์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงแรงดันตกคร่อมระหว่างคาปาซิเตอร์ไม่สมดุล <i>จารุวัฒน์ จันทร์โร วิจิตร กิณเรศ</i>	74
14.	การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดเอชอี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทางด้านอินพุตสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่ มีการควบคุมกระแสปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง <i>พูนศรี วรรณการ ประภาส ไพธสุวรรณา วิจิตร กิณเรศ</i>	80

การออกแบบและวิเคราะห์สวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์
ทางด้านอินพุตสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการ
ควบคุมกระแสปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

**Design and Analysis of a Front-End AC-DC Switched Mode
Converter for a DC Electric Welder with Primary Current
Control of High Frequency Transformer**

พูนศรี วรรณการ ประภาส ไพรสุวรรณ วิจิตร กิณเรศ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์สวิตช์โหมดเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทางด้านอินพุตสำหรับเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง โดยนำเอาเทคนิคของการควบคุมกระแสแบบที่ค้ำบลิเวียมปรับความถี่ในการควบคุมการสวิตช์ของไอจีบีทีสองตัวที่เพิ่มเข้าไปในวงจรฟลูบริดจ์เร็กติฟาย เป็นกระบวนการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางอินพุตของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง และกระแสเชื่อมทางเอาต์พุตควบคุมให้คงที่ โดยใช้หลักการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยการตรวจจับสนภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ แล้วนำสัญญาณที่ค้ำบลิเวียมที่ได้ไปควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟตในวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง จากผลการจำลองและทดลองแสดงให้เห็นถึงความสามารถของระบบที่นำเสนอ ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

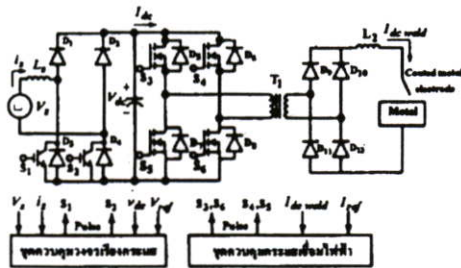
Abstract

This paper presents design and analysis of a front end AC-DC switched mode converter for a dc electric welder. A control technique is based on adaptive PWM current control for switching of two Insulated-Gate-Bipolar-Transistors(IGBT) in a full-bridge converter in order to improve current waveform for input side of the dc electric welder. Output arc current is controlled at constant level by using PI controller which primary current of a high frequency transformer is compared with reference current. Then, resultant PWM signals are used to control Power MOSFET switching devices in a full bridge high frequency inverter. Simulation and experimental results show satisfied capability of the proposed system.

1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงเป็นตัวส่งกำลังไฟฟ้า มีการนำมาใช้กันแพร่หลายเนื่องจากมีน้ำหนักเบาและให้รอยเชื่อมที่เรียบเมื่อเทียบกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นมาแรกๆ ได้มีการประยุกต์ใช้หลักการของการควบคุมแบบเลื่อนเฟส แบบซิริโรไนท์คอนเวอร์เตอร์[1] และใช้หลักการเทคนิคที่คืบนิ้วเอ็มคอนเวอร์เตอร์ในการสร้าง[2] ซึ่งก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกทางด้านหน้ารบกวนต่อระบบไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับกับเครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์

กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านเข้าของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอให้มีรูปคลื่นเป็นซายน์ โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส ให้อิทธิพลที่ต่อตัวทำงานเป็นสวิทช์ต่อขนานกลับขั้ว(anti-parallel) กับไดโอดคู่ล่างของบริดจ์[3] ข้อดีของโครงสร้างแบบนี้จะทำให้ประหยัดกว่าการใช้ไอจีบีที 4 ตัวแบบคืบนิ้วกับไดโอดแต่ละตัวในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายที่ให้ข้อดีในเรื่องการส่งกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง ซึ่งไม่จำเป็นสำหรับงานวิจัยนี้ที่ต้องการส่งกำลังไฟฟ้าไปทางด้านเอาต์พุตเพียงทิศทางเดียว ดังนั้นจึงเลือกใช้ไอจีบีที 2 ตัวควบขนานกับไดโอดสองตัวคู่ล่างในวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรรวมของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอ โดย S₁ และ S₂ คือสวิทช์ไอจีบีที และ S₃, S₄, S₅ และ S₆ คือสวิทช์มอสเฟต

2. ทฤษฎีการส่งกำลังกำลังไฟฟ้า

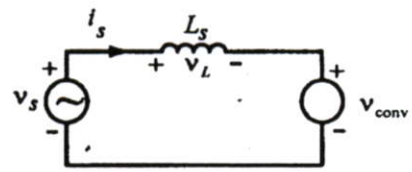
2.1 หลักการทำงานของสวิทช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์การส่งกำลังกำลังไฟฟ้า ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ v_s ไปยังแรงดันคั่นคกร่วมสวิทช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ v_{conv} สามารถเขียนเป็นวงจรมูลแสดงดังรูปที่ 2(a) เฟสเซอร์โอะแกรมการส่งกำลังกำลังไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2(b) และรูปที่ 2(c) แสดงเฟสเซอร์โอะแกรมการส่งกำลังกำลังไฟฟ้าในโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังมูลฐานเท่ากับ 1 (DPF ; Displacement power factor) [4]

เมื่อกำหนดให้ v_s เป็นสัญญาณไซน์ และเป็นค่าอ้างอิงโดยพิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานดังสมการที่ (1) และ (2)

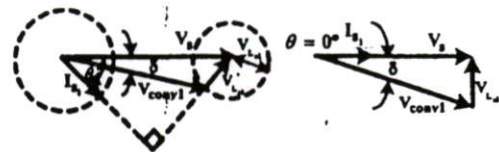
V_s = V_{conv1} + V_L (1)

เมื่อ

V_L = jωL_sI_s (2)



(a)



(b)

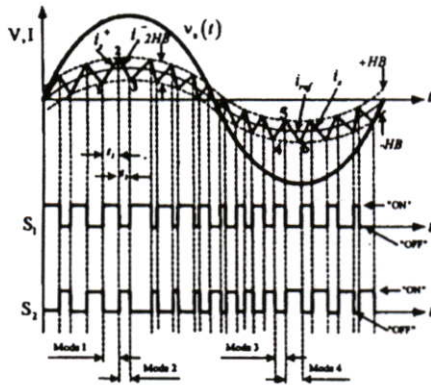
(c)

รูปที่ 2 (a) วงจรมูลการส่งกำลังกำลังไฟฟ้า

(b) เฟสเซอร์โอะแกรมการส่งกำลังกำลังไฟฟ้า

(c) เฟสเซอร์โอะแกรมในโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังขององค์ประกอบมูลฐานเท่ากับ 1

2.2 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์โหมค
คอนเวอร์เตอร์



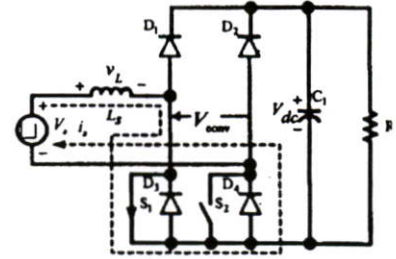
รูปที่ 3 สัญญาณพัลส์ควบคุมสวิตช์ไอจีบีที(S₁ และ S₂)
ที่ได้จากตัวเปรียบเทียบกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

สถานะที่ 1 เมื่อแรงดันแหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวก แล้วสวิตช์ S_1 'ON', S_2 'OFF' ดังรูปที่ 4(a) ตัวเหนี่ยวนำ L_s จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ S_1 และ ไดโอด D_2 ทำให้กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจากจุดที่ 1 ไปถึงจุดที่ 2 ในรูปที่ 3 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่(3)

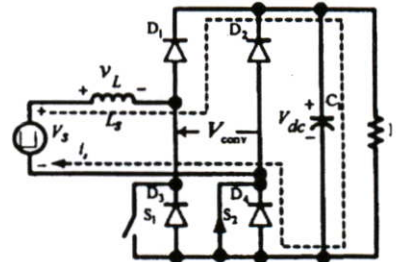
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (3)$$

สถานะที่ 2 เมื่อกระแส i_s เพิ่มขึ้นถึงขอบเขตบนจุดที่ 2 สวิตช์ S_1 'OFF', S_2 'ON' จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_1 ดังรูปที่ 4(b) กระแสอินพุตจะลดลงจากจุดที่ 2 ไปถึงขอบเขตล่างจุดที่ 3 ในรูปที่ 3 และ V_{conv} จะมีค่าเท่ากับ V_{dc} โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตามสมการที่(4)

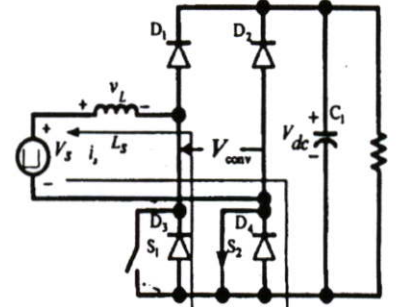
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{dc} \quad (4)$$



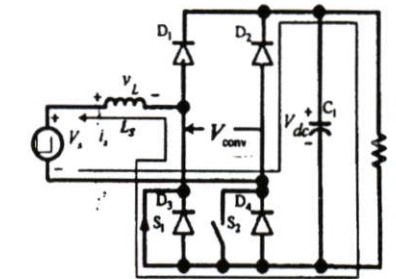
(a) MODE 1 ($V_{conv} = 0$)



(b) MODE 2 ($V_{conv} = V_{dc}$)



(c) MODE 3 ($V_{conv} = 0$)



(d) MODE 4 ($V_{conv} = -V_{dc}$)

รูปที่ 4 สถานะการทำงานของสวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้ปรับ
รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของเครื่องใช้
4 สถานะ

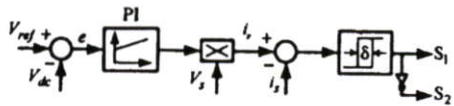
สภาวะที่ 3 เมื่อแรงดันแหล่งจ่าย v_s อยู่ในซิกลอป แล้วสวิทช์ S_1 'OFF', S_2 'ON' ดังรูปที่ 4(c) ตัวเหนี่ยวนำ L_s จะเก็บสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายผ่านสวิทช์ S_2 และ ไดโอด D_3 ทำให้กระแสอินพุต i_s เพิ่มขึ้นจากจุดที่ 4 ไปถึง จุดที่ 5 ในรูปที่ 3 ดังสมการที่ (5) และ V_{Lmax} จะมีค่าเท่ากับ ศูนย์โวลต์ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตาม สมการที่ (5)

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) \quad (5)$$

สภาวะที่ 4 เมื่อกระแส i_s เพิ่มขึ้นถึงขอบเขตบน จุดที่ 5 สวิทช์ S_1 'ON', S_2 'OFF' จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s คายพลังงานที่เก็บสะสมแล้วทำการชาร์จประจุให้กับคาปาซิเตอร์ C_1 ดังรูปที่ 4(d) กระแสอินพุตจะลดลงจากจุดที่ 5 ไปถึงจุดที่ 6 ในรูปที่ 3 ดังสมการที่ (6) และ V_{Lmin} จะมีค่าเท่ากับ $-V_{dc}$ โดยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าตาม สมการที่(6)

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{dc} \quad (6)$$

บล็อกไดโอดแกรมการควบคุมการสวิทช์ของไอจีบีทีในวงจรเรกติไฟเออร์แบบกึ่งควบคุม แสดงดังรูปที่ 5

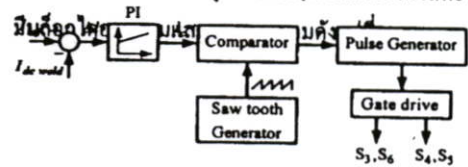


รูปที่ 5 ระบบควบคุมแบบรูปปิดเพื่อควบคุมการสวิทช์ของไอจีบีทีในวงจรเรกติไฟเออร์แบบกึ่งควบคุม

3. การควบคุมกระแสเชื่อมด้านเอาต์พุต

การควบคุมกระแสเชื่อมแบบรูปปิด โดยการตรวจจับกระแสทางด้านอินพุตของหม้อแปลงความถี่สูงที่มีขนาดกระแสต่ำจึงประหยัดค่าใช้จ่ายในการตรวจจับและมีความปลอดภัยกว่าการตรวจจับกระแสทางด้านเอาต์พุตของเครื่องเชื่อม จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจร

ฮาล์ฟบริดจ์เรกติไฟเออร์เพื่อแปลงเป็นไฟตรง และนำมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง แล้วผ่านตัวควบคุม PI จากนั้นนำมาเปรียบเทียบกับคลื่นฟันเลื่อยที่มีความถี่คงที่ ซึ่งเป็นความถี่ของการสวิทช์มอสเฟต(f_{sw})ในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะได้พัลส์ที่ดับบลิวเอมที่มีความกว้างสัมพันธ์กับกระแสเอาต์พุตที่ใช้เชื่อมอาร์คในงานโลหะ ซึ่ง



รูปที่ 6 ระบบควบคุมแบบรูปปิดเพื่อควบคุมการสวิทช์ของมอสเฟตในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

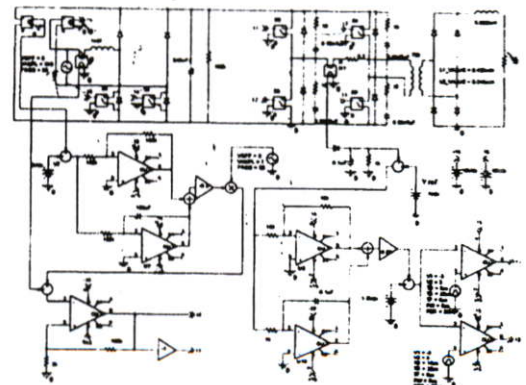
4. การจำลองและการทดลอง

4.1 รายละเอียดการออกแบบ

ตัวอย่างการออกแบบจากวงจรจำลองในรูปที่ 7 เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบเป็นดังนี้ แรงดันอินพุต $V_s = 220V$, ความถี่ 50 Hz , ตัวเหนี่ยวนำ $L_s = 1$ mH, คาปาซิเตอร์ $C_1 = 940$ uF, แรงดันไฟตรงเอาต์พุตที่ต้องการควบคุม 300 V_{dc} ความถี่สวิทช์ซิงสูงสุดของไอจีบีที $f_{i,max} = 20$ kHz และความถี่สวิทช์ซิงของชุดอินเวอร์เตอร์ $f_{s2} = 50$ kHz

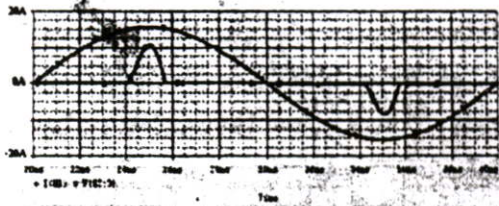
4.2 การจำลอง

วงจรการจำลองเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอนี้ แสดงดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 วงจรจำลองของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าต้นแบบ

รูปคลื่นกระแสก่อนปรับปรุงทางด้านอินพุต แสดงดังรูปที่ 8 และรูปคลื่นกระแสเอาต์พุตก่อนปรับปรุง แสดงดังรูปที่ 9

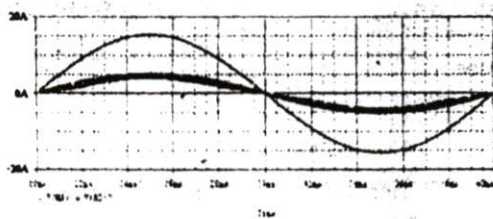


รูปที่ 8 รูปคลื่นจำลองแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต ก่อนปรับปรุง

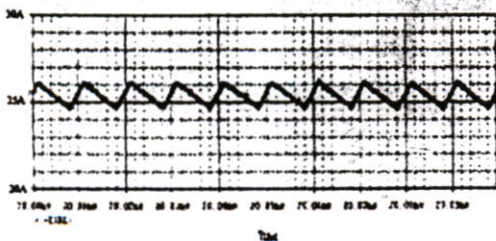


รูปที่ 9 รูปคลื่นจำลองกระแสเอาต์พุตก่อนปรับปรุง

รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตหลังปรับปรุงแสดงดังรูปที่ 10 และรูปคลื่นกระแสเอาต์พุตหลังปรับปรุงแสดงดังรูปที่ 11



รูปที่ 10 รูปคลื่นจำลองแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต หลังปรับปรุง



รูปที่ 11 รูปคลื่นจำลองกระแสเอาต์พุตหลังปรับปรุง

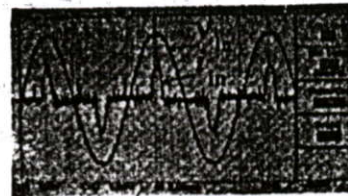
4.3 การทดลอง

จากการจำลองการทำงานของเครื่องเชื่อมนำมาสร้างวงจรต้นแบบ และนำมาทดสอบดังรูปที่ 12

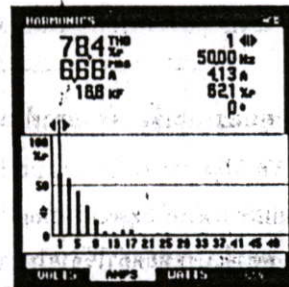


รูปที่ 12 การทดสอบเครื่องเชื่อมไฟฟ้าที่นำเสนอสู่

ผลการทดลองเมื่อยังไม่ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตได้ดังรูปที่ 13 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกทางด้านอินพุตของเครื่องเชื่อมก่อนปรับปรุงรูปคลื่นกระแสแสดงดังรูปที่ 14 ซึ่งมีค่า THD = 78.4 % และรูปคลื่นกระแสเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 15



รูปที่ 13 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตก่อนปรับปรุงที่มีอัตราส่วนแรงดันและกระแส 100V/Div และ 5A/Div



รูปที่ 14 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกทางด้านอินพุตก่อนปรับปรุง



รูปที่ 15 รูปคลื่นกระแสด้านเอาต์พุตก่อนปรับปรุง
 ตกลงกระแส 20A / Div

หลังปรับปรุงจะ ได้รูปคลื่นแรงดันและกระแส
 ด้านอินพุตแสดงดังรูปที่ 16 และค่า THD, = 11.2 % แสดง
 ดังรูปที่ 17 ค่ากระแสเอาต์พุตเป็นกระแสสี่เหลี่ยมที่มีขนาด 25
 A ซึ่งมี ripple ขนาด 4 A ดังแสดงในรูปที่ 18



รูปที่ 16 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านอินพุตหลัง
 ปรับปรุงตกลงแรงดันและกระแส
 100V/ Div และ 5A / Div



รูปที่ 17 สเปกตรัมของกระแสฮาร์มอนิกทางด้าน
 อินพุตหลังปรับปรุง



รูปที่ 18 รูปคลื่นกระแสด้านเอาต์พุตหลังปรับปรุง
 ตกลงกระแส 20A / Div



รูปที่ 19 รอยเชื่อมจันทันงานที่กระแสเอาต์พุตประมาณ 25 A

5. สรุป

การปรับปรุงรูปคลื่นกระแสของเครื่องเชื่อมที่
 นำเสนอ โดยใช้เทคนิคของการควบคุมกระแสแบบติดตาม
 ขอบเขตสี่แควอร์รีจิส ที่ได้ออกแบบในบทความนี้สามารถ
 ปรับปรุงรูปคลื่นกระแสให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ โดย
 ให้ผลเป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง ซึ่งในงานวิจัยนี้จะต้อง
 ทำการเพิ่มขนาดกระแสเชื่อมทางด้านเอาต์พุตให้สูงขึ้นไป
 อีก เพื่อให้เชื่อมอาร์คจันทันโลหะที่มีความหนามากขึ้น

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] T.-F. Wu, H.-P. Yung and C.-M. Pan, "Analysis and Design of Variable Frequency and Phase-Shift Controlled Series Resonant Converter Applied for Electric Arc Welding Machines," IEEE PESC., pp.656-661, 1995.
- [2] Y.-M. Chae, J.-S. Gho, W.-S. Shin and J.-Y. Choi, "PWM Converter-Inverter Arc Welding Machine Using New Type N.C.T.," IEEE PESC., pp.1636-1641, 1998.
- [3] J.-W. Lim and B.-H. Kwon, "A Power-Factor Controller for Single-Phase PWM Rectifiers," IEEE Trans. Industrial Electronics., vol. 46, no. 5, pp. 1035-1037, 1999.
- [4] N. Mohan., T.M. Undeland and W.P. Robins "Power Electronic Converters, Applications, and Design," Second Edition, John Wiley & Sons.Inc.,1995.

ประวัติผู้เขียน

นายพูนศรี วรรณการ เกิดเมื่อวันที่ 2 สิงหาคม พ.ศ.2515 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ ในปีการศึกษา 2537 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2544 โดยในปี พ.ศ. 2537 ได้เข้าทำงานในตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ และในปี พ.ศ.2540 จนถึงปัจจุบันได้เข้าทำงานในตำแหน่งอาจารย์ 2 ระดับ 6 ประจำสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร วิทยาเขตพระนครเหนือ