

คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง

GRID CONNECTED CONVERTER USING VECTOR CONTROL TECHNIQUE

FOR A DC SOURCE



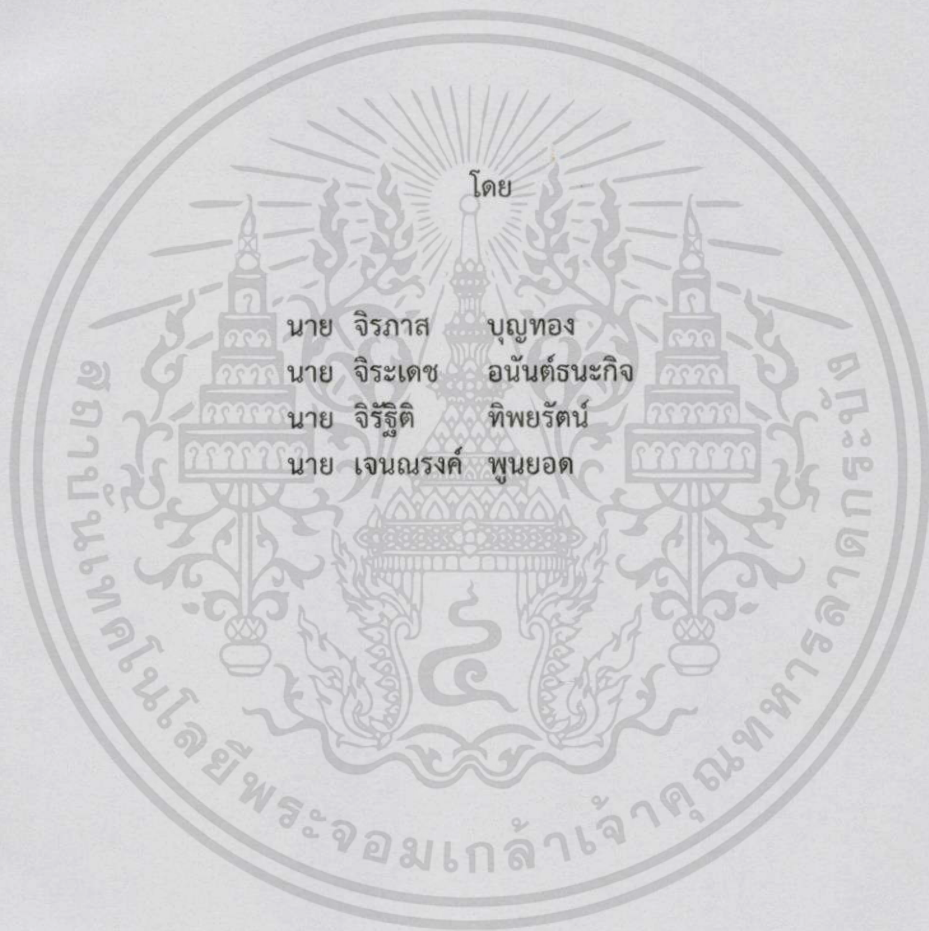
ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2557

คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริตโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง
GRID CONNECTED CONVERTER USING VECTOR CONTROL TECHNIQUE
FOR A DC SOURCE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GRID CONNECTED CONVERTER USING VECTOR CONTROL TECHNIQUE
FOR A DC SOURCE



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT
FOR THE DEGREE OF BACHELOR OF ELECTRICAL ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2557

คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง
GRID CONNECTED CONVERTER USING VECTOR CONTROL TECHNIQUE
FOR A DC SOURCE



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ
ผศ.ดร.เฉลิมชาติ มานพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2557

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง

ผู้จัดทำ

1. นาย จิรภาส บุญทอง
2. นาย จิระเดช อนันต์ชนะกิจ
3. นาย จิรรัฐทิพย์ ทัพยรัตน์
4. นาย เจนณรงค์ พูนยอด



[Handwritten signature]

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ)

[Handwritten signature] (แทน)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เฉลิมชาติ มานพ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์
สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง

นาย จิรภาส	บุญทอง
นาย จิระเดช	อนันต์ธนะกิจ
นาย จิรรัฐติ	ทิพย์รัตน์
นาย เจนณรงค์	พูนยอด
รศ.ดร. วิจิตร	ภิญโญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.ดร. เฉลิมชาติ	มานพ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2557	

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอรูปแบบและโครงสร้างการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง โดยทำการศึกษาระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถถ่ายโอนพลังงานกลับคืนสู่กริดการไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์เพื่อควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ส่วนระบบควบคุมนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ในการประมวลผลการทำงาน ซึ่งจากการจำลองและทดลองทำให้ทราบถึงการดำเนินงานของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริด สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการพัฒนาระบบควบคุมเพื่อนำไปใช้งานได้จริงและมีประสิทธิภาพต่อไป

GRID CONNECTED CONVERTER USING VECTOR CONTROL TECHNIQUE FOR A DC SOURCE

Mr. Jirapas Boonthong
Mr. Jiradetch Ananthanakij
Mr. Jiratti Thipyarat
Mr. Jennarong Poonyod
Assoc.Prof.Dr. Vijit Kinnares Advisor
Asst.Prof.Dr. Chalermchat Manop Advisor
Year 2014

ABSTRACT

This project proposes the topology and operating structure of single phase grid connected using vector control technique for a dc source. The study of single phase converter control system that is able to transfer power to grid is given. The control of the power flow is implemented on a Digital Signal Controllers (DSCs) TMS320F28335 using vector control technique. The experiment showed that the operation of the system is able to control a single phase converter to be guidance to develop control system for real using and highest efficiency.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง ที่ส่งเสริมในเรื่องของการวิจัยของนักศึกษาและขอขอบคุณการช่วยเหลือจากหลายท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์.ดร.วิจิตร กิณเรศ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์.ดร.เฉลิมชาติ มานพ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำ

ขอขอบคุณพี่ที่ห้อง PMC ที่คอยให้การช่วยเหลือ

ขอขอบคุณบิดา มารดาที่คอยสนับสนุนค่าใช้จ่าย ตลอดจนให้กำลังใจ



ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ III เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	1
1.4 วิธีที่ใช้โครงการ	2
1.5 แผนการดำเนินงาน	2
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 แหล่งกำเนิดพลังงานที่จ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1.1 พลังงานลม	3
2.1.2 พลังงานเซลล์เชื้อเพลิง	3
2.1.3 พลังงานแสงอาทิตย์	3
2.2 ทฤษฎีระบบควบคุมแบบป้อนกลับ	4
2.2.1 การควบคุมแบบสัดส่วน	4
2.2.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล	4
2.2.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์	5
2.2.4 การควบคุมแบบพีไอ	5
2.2.5 การควบคุมแบบพีไอดี	6
2.3 หลักการของอินเวอร์เตอร์	6
2.3.1 การสวิตซ์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม	6
2.3.1.1 การสวิตซ์แบบไบโพลาร์	7
2.3.1.2 การสวิตซ์แบบยูนิโพลาร์	8
2.3.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์	9
2.4 หลักการและทฤษฎีการต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากริด	9
2.5 ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า	12
2.5.1 คำนิยาม	12
2.5.2 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก	12
2.5.3 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม	13
2.5.4 ผลกระทบของฮาร์มอนิกที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า	13
2.6 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	15

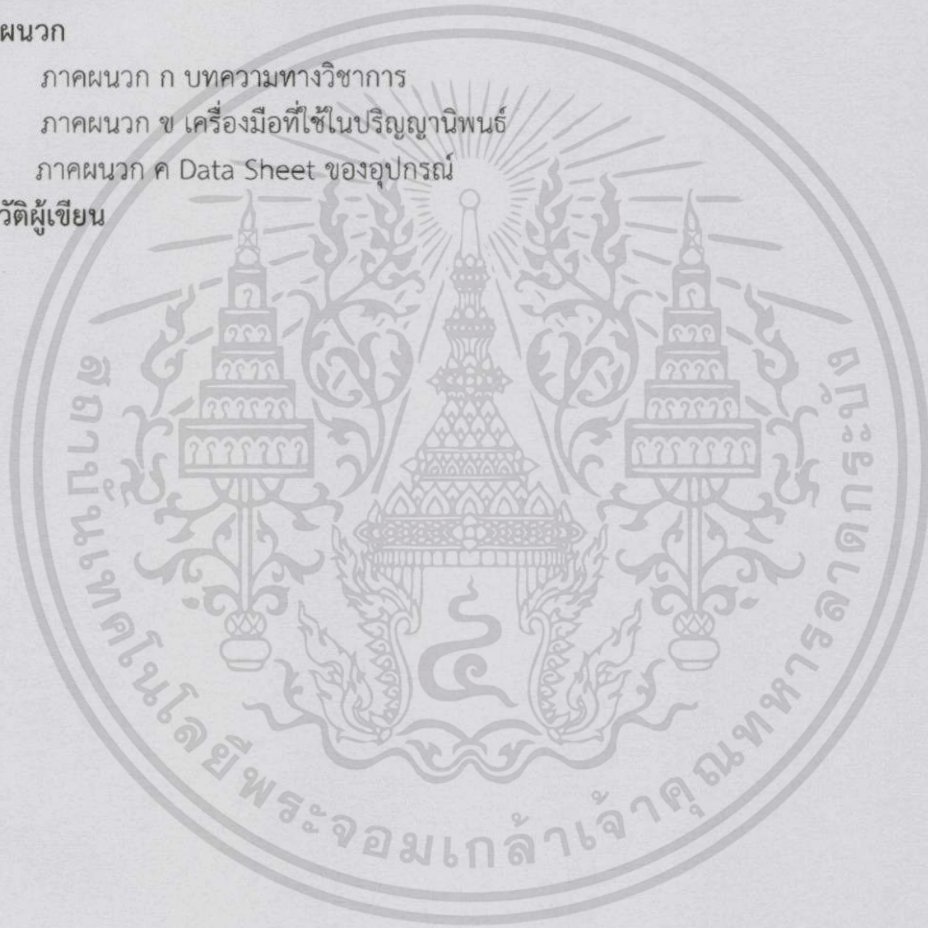
สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.6.1 กำลังไฟฟ้าในวงจร	15
2.6.2 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	15
2.6.3 ลักษณะกราฟของโหลดที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น	16
2.6.3.1 โหลดแบบตัวต้านทาน	16
2.6.3.2 โหลดแบบตัวเก็บประจุ	17
2.6.3.3 โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ	17
2.6.4 การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	18
บทที่ 3 การออกแบบและผลการจำลอง	19
3.1 การแปลงระบบไฟฟ้า 1 เฟสไปเป็นสเปซเวกเตอร์บนแกน (α, β) และแกน (D, Q)	19
3.2 แบบจำลองคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริด	20
3.2.1 สมการทางคณิตศาสตร์	20
3.3 การออกแบบตัวควบคุม	24
3.4 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	25
3.4.1 การจำลองคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดสำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง	26
3.4.2 การวิเคราะห์ผลการจำลองระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริดที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์	26
3.5 การออกแบบวงจรสวิตช์โหมตคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	32
3.5.1 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	32
3.5.2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน	34
3.5.3 การออกแบบวงจรสวิตช์กำลัง	34
3.5.4 ตัวเก็บประจุไฟตรง	35
3.5.5 ตัวเหนี่ยวนำ	36
3.6 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณ	36
3.6.1 วงจรตรวจจับกระแส	36
3.6.2 วงจรตรวจจับแรงดัน	37
3.6.2.1 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	37
3.6.2.2 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	38
3.7 ตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล	39
3.7.1 ซอฟต์แวร์สำหรับพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000	41
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	42
4.1 ผลการทดลอง	43
4.1.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด	43
4.1.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส	43
4.1.1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.1.2 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์	66
4.1.2.1 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมด วงจรเรียงกระแส	66
4.1.2.2 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมด ของอินเวอร์เตอร์	67
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	68
เอกสารอ้างอิง	70
ภาคผนวก	71
ภาคผนวก ก บทความทางวิชาการ	72
ภาคผนวก ข เครื่องมือที่ใช้ในปริญญานิพนธ์	76
ภาคผนวก ค Data Sheet ของอุปกรณ์	80
ประวัติผู้เขียน	99



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากกังหันลมผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด	3
2.2 แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากเซลล์เชื้อเพลิงผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด	3
2.3 แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากเซลล์แสงอาทิตย์ผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด	4
2.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน	4
2.5 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล	5
2.6 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ	6
2.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอดี	6
2.8 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	7
2.9 การสวิตช์แรงดันแบบไปโพลาร์	7
2.10 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์	8
2.11 การวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้า	10
2.12 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า	16
2.13 กราฟแรงดันและกระแสเฟสตรงกัน (I in phase V)	16
2.14 กราฟกระแสนำหน้าแรงดัน (I lead V)	17
2.15 กราฟกระแสตามหลังแรงดัน (I lag V)	17
2.16 การต่อการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	18
3.1 การแปลงแกน 1 เฟสไปยังแกน (α, β)	19
3.2 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์	20
3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์	23
3.4 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ	24
3.5 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด	25
3.6 วงจรจ่ายไฟตรงผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด	26
3.7 วงจรกำลังของระบบ	27
3.8 วงจรควบคุมของระบบ	27
3.9 แบบจำลองบล็อก Voltage Control	28
3.10 แบบจำลองบล็อก Current Control	28
3.11 แบบจำลองบล็อก Zero Crossing	28
3.12 แบบจำลองบล็อก Alpha/Beta to DQ	29
3.13 แบบจำลองบล็อก DQ to Alpha/Beta	29
3.14 แบบจำลองบล็อก SPWM	29
3.15 สัญญาณในโหมด rectifying แรงดันสี่เหลี่ยม (50V/div) และกระแสสี่เหลี่ยม (1V/div)	30
3.16 แรงดันที่ตีซีบัส (50V/div)	30
3.17 สัญญาณในโหมด Inverting แรงดันสี่เหลี่ยม (50V/div) และกระแสสี่เหลี่ยม (1V/div)	30
3.18 กระแสในแกน q (0.1A/div)	31
3.19 รูปแบบการสวิตช์แบบ Unipolar	31
3.20 ระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกแหล่งจ่ายไฟตรงที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์	32

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.21 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 5 โวลต์	33
3.22 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด ± 15 โวลต์	33
3.23 ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงของเครื่องต้นแบบ	33
3.24 วงจรขั้วเกต	34
3.25 วงจรสวิตช์กำลัง	34
3.26 ชุดวงจรขั้วเกตของเครื่องต้นแบบ	35
3.27 ตัวเก็บประจุที่ตีซีลิ่งค์	35
3.28 ตัวเหนี่ยวนำขนาด 12 mH	36
3.29 วงจรตรวจจับกระแส	36
3.30 ชุดตรวจจับสัญญาณกระแสของเครื่องต้นแบบ	37
3.31 วงจรตรวจจับแรงดันกระแสตรง	37
3.32 ชุดตรวจจับสัญญาณแรงดันตีซีลิ่งค์ของเครื่องต้นแบบ	38
3.33 วงจรตรวจจับแรงดันกระแสสลับ	38
3.34 ชุดตรวจสอบสัญญาณแรงดันไฟสลับของเครื่องต้นแบบ	39
3.35 โปรแกรม Code Composer Studio 4 (CCS4)	41
3.36 โปรแกรม MATLAB/Simulink	41
4.1 แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด	42
4.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดที่ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส	43
4.3 รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์	44
4.4 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 2 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$	44
4.5 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 2 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$	44
4.6 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 4 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$	45
4.7 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 4 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$	45
4.8 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 6 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$	46
4.9 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 6 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$	46
4.10 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 2 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$	47
4.11 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 2 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$	47
4.12 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 4 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$	48
4.13 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 4 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$	48
4.14 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 6 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$	49

สารบัญรูป (ต่อ)

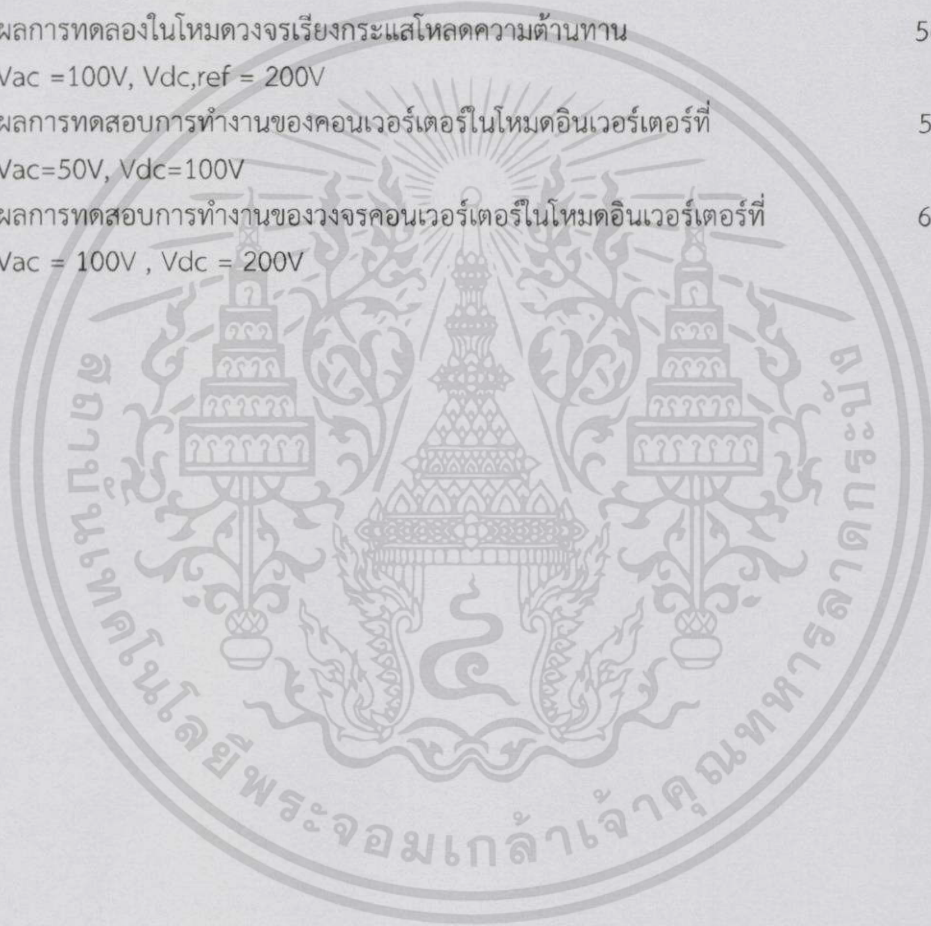
รูปที่	หน้า
4.15 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 6 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$	49
4.16 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$	50
4.17 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 2 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$	50
4.18 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$	51
4.19 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$	51
4.20 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 6 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$	52
4.21 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 6 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$	52
4.22 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทานที่ $V_{ac} = 50V, V_{dc,ref} = 100V, 100W$	53
4.23 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi) ของโหลดความต้านทานที่ $V_{ac}=50V, V_{dc,ref}=100V, 100W$	53
4.24 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V, V_{dc,ref} = 100V, 200W$	54
4.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V, V_{dc,ref} = 100V, 200W$	54
4.26 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V, V_{dc,ref} = 100V, 300W$	55
4.27 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V, V_{dc,ref} = 100V, 300W$	55
4.28 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทาน ที่ $V_{ac} = 100V, V_{dc,ref} = 200V, 450W$	56
4.29 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดความต้านทาน ที่ $V_{ac} = 100V, V_{dc,ref} = 200V, 450W$	56
4.30 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิตที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์	57
4.31 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ $50 Vac, V_{dc,ref} = 100V, 100W$	58
4.32 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ $50 Vac, V_{dc,ref} = 100V, 100W$	58
4.33 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ $50 Vac, V_{dc,ref} = 100V, 200W$	59
4.34 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ $50 Vac, V_{dc,ref} = 100V, 200W$	59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.35 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 300W	60
4.36 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 300W	60
4.37 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 100W	61
4.38 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 100W	61
4.39 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 200W	62
4.40 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 200V, 200W	62
4.41 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 300W	63
4.42 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 200V, 300W	63
4.43 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 400W	64
4.44 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 200V, 400W	64
4.45 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 500W	65
4.46 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50Vac, Vdc,ref = 200V, 500W	65
4.47 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมตวงจรเรียงกระแสโหลดความต้านทาน Vac = 50V, Vdc,ref = 100V	66
4.48 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมตอินเวอร์เตอร์ ที่ Vac = 100V, Vdc = 200V	67

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แผนการดำเนินโครงการ	2
2.1 หลักการในการพิจารณาการไหลของกำลังไฟฟ้า	11
4.1 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน $V_{ac} = 50\text{ V}$, $V_{dc,ref} = 100\text{V}$	43
4.2 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน $V_{ac} = 50\text{ V}$, $V_{dc,ref} = 150\text{V}$	47
4.3 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน $V_{ac} = 50\text{V}$, $V_{dc,ref} = 200\text{V}$	50
4.4 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50\text{V}$, $V_{dc,ref} = 100\text{V}$	53
4.5 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 100\text{V}$, $V_{dc,ref} = 200\text{V}$	56
4.6 ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในโหมอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{ac} = 50\text{V}$, $V_{dc} = 100\text{V}$	57
4.7 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{ac} = 100\text{V}$, $V_{dc} = 200\text{V}$	61



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันประเทศไทยมีแนวโน้มในการใช้พลังงานไฟฟ้าที่มากขึ้น แต่เชื้อเพลิงที่ใช้ในการผลิตไฟฟ้า เช่น น้ำมัน ถ่านหิน และก๊าซธรรมชาติ มีปริมาณน้อยลงทุกที อีกทั้งพลังงานดังกล่าวยังมีมลพิษซึ่งเป็นอันตรายต่อสิ่งมีชีวิต ในปัจจุบันจึงมีการนำพลังงานทดแทนเข้ามาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม พลังงานน้ำ เป็นต้น ซึ่งพลังงานเหล่านี้มีข้อดีคือเป็นพลังงานหมุนเวียนใช้แล้วไม่หมดไป ซึ่งปัญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของพลังงานเหล่านี้ในการนำมาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า

การนำพลังงานเหล่านี้มาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงพลังงานจากกังหันลม, แผงโซลาร์เซลล์หรือแหล่งกำเนิดอื่นๆที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยผ่านอินเวอร์เตอร์ส่งเข้ากริด ซึ่งในปัญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้แบบจำลองแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (โดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์) และได้ออกแบบคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการควบคุมแบบ Vector Control ซึ่งเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าจากกระแสตรงไปเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อเชื่อมต่อกับระบบของการไฟฟ้า

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์
2. เพื่อออกแบบและจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
3. เพื่อศึกษาการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สำหรับเชื่อมต่องริตโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335
4. เพื่อสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตโดยใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

1. ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริต
2. สร้างแบบจำลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่องริตโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลอง
3. สร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335

1.4 วิธีที่ใช้ในโครงการ

1. กำหนดหัวข้อ วัตถุประสงค์ และขอบเขตของโครงการ
2. ศึกษาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่องริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ จากบทความวิชาการ และวารสารวิชาการนานาชาติ

3. จำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสสำหรับเชื่อมต่อกิริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
4. ทำการออกแบบโปรแกรมสำหรับการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335
5. สร้างและทดสอบชุดคอนเวอร์เตอร์สำหรับเชื่อมต่อกิริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงพร้อมทำการปรับปรุงแก้ไข
6. ทำการทดลอง สรุปการทำโครงการ และจัดทำปฏิญานินพนธ์

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินโครงการ

หัวข้อดำเนินการ	2557					2558				
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.
1. กำหนดหัวข้อ วัตถุประสงค์ ขอบเขตของโครงการ										
2. ศึกษาปฏิญานินพนธ์ บทความ วารสาร ที่เกี่ยวข้องกับโครงการ										
3. ออกแบบและจำลอง การทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink										
4. สร้าง ทดลอง และ ปรับปรุงวงจร										
5. สรุป และจัดทำ ปฏิญานินพนธ์										

หมายเหตุ ■ คือเวลาที่ใช้นดำเนินงาน

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถเข้าใจหลักการทำงานคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริตที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับระบบแหล่งจ่ายไฟตรง
2. วงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต สร้างขึ้นมาเพื่อเชื่อมต่อกับจากแหล่งจ่ายไฟตรงได้
3. โครงการนี้เป็นการศึกษาและประยุกต์ใช้การเรียนรู้ของวิชา อิเล็กทรอนิกส์กำลังและระบบควบคุมที่นำมาใช้ประยุกต์ เพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาต่อไป

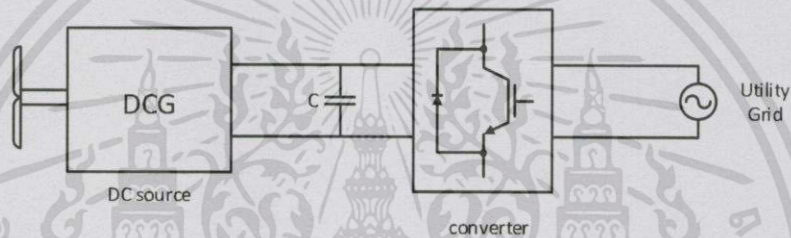
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 แหล่งกำเนิดพลังงานที่จ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง

2.1.1 พลังงานลม

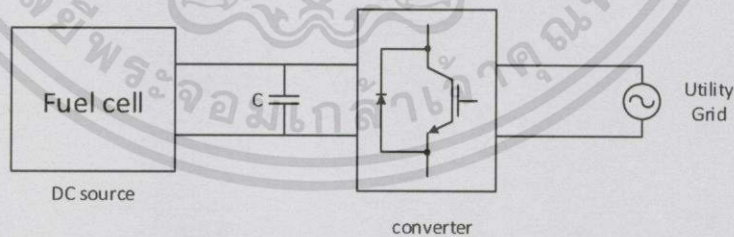
ลมเป็นพลังงานที่มีอยู่ทุกสถานที่ขึ้นกับความแตกต่างของอุณหภูมิ ความกดอากาศและแรงจากการหมุนของโลกปัจจัยเหล่านี้ก่อให้เกิดความเร็วและกำลังลมซึ่งจะไปแปรรูปพลังงานจากพลังงานทางกลเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยใช้ตัวกำเนิดไฟฟ้าที่เป็นกระแสดตรงคือเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กระแสดตรงในการผลิตไฟฟ้าจากนั้นใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นโหมคอินเวอร์เตอร์แปลงจากพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับเชื่อมต่อกับกริด



รูปที่ 2.1 แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากกังหันลมผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด

2.1.2 พลังงานเซลล์เชื้อเพลิง

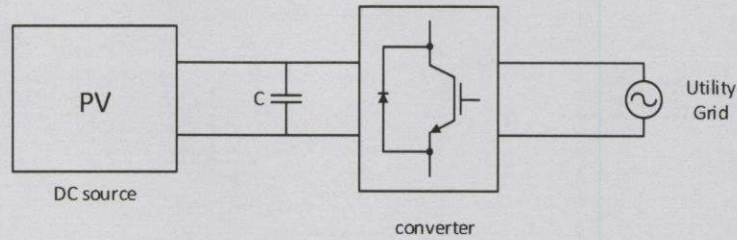
เซลล์เชื้อเพลิงเป็นอุปกรณ์เปลี่ยนพลังงานจากเชื้อเพลิงไฮโดรเจนไปเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยตรงด้วยกระบวนการเคมีไฟฟ้าซึ่งลดการขั้นตอนการเผาไหม้เชื้อเพลิงเป็นพลังงานความร้อนจึงแล้วนำความร้อนไปเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกขั้นตอนหนึ่ง กรรมวิธีนี้ในการผลิตไฟฟ้าจะมีประสิทธิภาพสูงแรงดันไฟตรงที่ได้จะถูกเชื่อมต่อกับกริดได้โดยผ่านคอนเวอร์เตอร์ในโหมคอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากเซลล์เชื้อเพลิงผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด

2.1.3 พลังงานแสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์มีชื่อเรียกกันไปหลายอย่าง เช่น เซลล์แสงอาทิตย์ เซลล์สุริยะ หรือ Photovoltaic cell ซึ่งเป็นกระบวนการผลิตไฟฟ้าจากการตกกระทบของแสงบนวัสดุที่มีความสามารถในการเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นพลังงานไฟฟ้าได้โดยตรงจากนั้นใช้อินเวอร์เตอร์ในการแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นพลังงานกระแสสลับเพื่อเชื่อมต่อกับกริด



รูปที่ 2.3 แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจากเซลล์แสงอาทิตย์ผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด

2.2 ทฤษฎีระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

1. การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control)
2. การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control)
3. การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)
4. การควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล (Proportional plus Integral Control)
5. การควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัลบวกอนุพันธ์ (Proportional plus Integral plus Derivative Control)

2.2.1 การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P-control)

การควบคุมระบบแบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนนั้น สัญญาณควบคุม(u) จะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับค่าสัญญาณความผิดพลาด (e) ที่เกิดผลต่างระหว่างค่าสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตของ ระบบที่ต้องการควบคุม แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบสัดส่วนแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



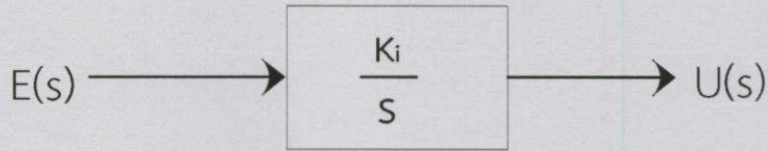
รูปที่ 2.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.1)$$

เมื่อ K_p จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมนี้หรือจะเรียกว่าเกนสัดส่วน ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วน (proportional Controller) คือลดค่าความผิดพลาดของระบบ โดยสามารถตอบสนองกับค่าสัญญาณความผิดพลาดอย่างทันทีทันใด

2.2.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control)

การควบคุมแบบอินทิกรัล มีรูปแบบสมการ $u(t) = K_i \int e(t) dt$ คือ เมื่อ K_i คือ ค่าคงที่ของตัวควบคุม แบบอินทิกรัล แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลแสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล

จากรูปแบบการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้จะเห็นว่าสัญญาณควบคุม $u(t)$ จะมีค่ามาก โดยที่สัญญาณความผิดพลาด $e(t)$ มีค่าเป็นศูนย์ในภายหลังเมื่อเวลาผ่านไปแล้วก็ตาม ทั้งนี้ก็เพราะว่าสัญญาณการควบคุมในกรณีของการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ขึ้นอยู่กับค่าในอดีต (past value) ไม่เหมือนกับตัวควบคุมแบบสัดส่วนซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าปัจจุบัน

ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลก็เพื่อต้องการลดค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ในขณะที่เดียวกันค่าความมีเสถียรภาพของระบบก็จะลดน้อยลงด้วยการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ จะเป็นการเพิ่มอันดับ ให้กับระบบของเรา เช่น ในกรณีระบบเป็นอันดับที่หนึ่ง และเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Controller) แล้วระบบป้อนกลับจะมีอันดับเป็นสอง

2.2.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)

การควบคุมแบบอนุพันธ์ มีรูปแบบสมการ คือ

$$u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2)$$

เมื่อ K_D คือค่าคงที่ของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ ส่วนมากแล้วจะใช้ร่วมกับตัวควบคุมตัวอื่น เช่น ใช้ร่วมกับตัวควบคุมแบบสัดส่วน ซึ่งเรียกว่า ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอนุพันธ์หรือ (PD-controller) ถ้าตัวควบคุมแบบสัดส่วนใช้ ร่วมกับอินทิกรัลก็จะเรียกว่าตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอินทิกรัลหรือ (PI-controller) และถ้าใช้ตัวควบคุม แบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอินทิกรัลและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ เรียกว่า (PID-controller)

ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะช่วยเพิ่มค่าความหน่วง (damping) ให้กับระบบที่ต้องการจะควบคุม นั่นคือ ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ในขณะที่เดียวกันจะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้ เป็นสัญญาณที่เกิดจากการหาอนุพันธ์ของสัญญาณความผิดพลาด ดังนั้นถ้าสัญญาณความผิดพลาดนี้มีสัญญาณ ปรกวนมาก สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะกระเพื่อม (fluctuate) ค่อนข้างมาก (เนื่องจากค่าความชัน (slope) ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมาก) ซึ่งจะทำให้ระบบควบคุมของเราไม่มีเสถียรภาพได้

2.2.4 การควบคุมแบบพีไอ (PI controller)

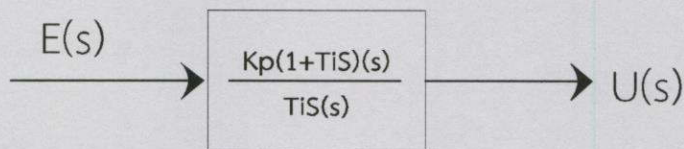
ตัวควบคุมนี้เป็นการรวมตัวควบคุมแบบ P และแบบ I

$$U(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (2.3)$$

หรือเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S}\right) \quad (2.4)$$

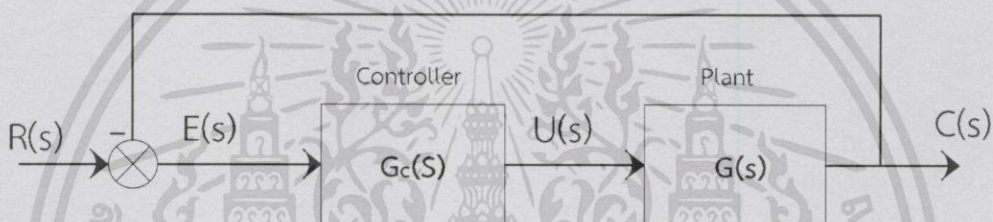
โดย K_p เป็นอัตราขยายสัดส่วน T_i ช่วงอินทิกรัล (integral time) ค่า K_p และ T_i เป็นค่าที่ปรับค่าได้ ส่วนกลับของค่า T_i เรียกว่า Reset rate ซึ่งหมายถึง จำนวนครั้งต่อนาทีที่สัญญาณควบคุมมีค่าเป็น 2 เท่า บล็อกไดอะแกรมการควบคุมดังในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ

2.2.5 การควบคุมแบบพีไอดี (PID controller)

พิจารณาระบบควบคุมแบบปิด



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอดี

PID controller ประกอบด้วย 3 เทอม คือ Proportion, Integral และ Derivative

จาก ;
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.5)$$

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (2.6)$$

แปลงลาปลาซ จะได้ ;
$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s \right) E(s) \quad (2.7)$$

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s \right) = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (2.8)$$

2.3 หลักการของอินเวอร์เตอร์[1]

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากกระแสตรงไปเป็นกระแสสลับ โดยใช้ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI) เหมาะสำหรับชิ้นงานที่ใช้กำลังไฟฟ้าไม่สูงมากนัก ในการทำโครงงานนี้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation Inverter : PWM) เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆ

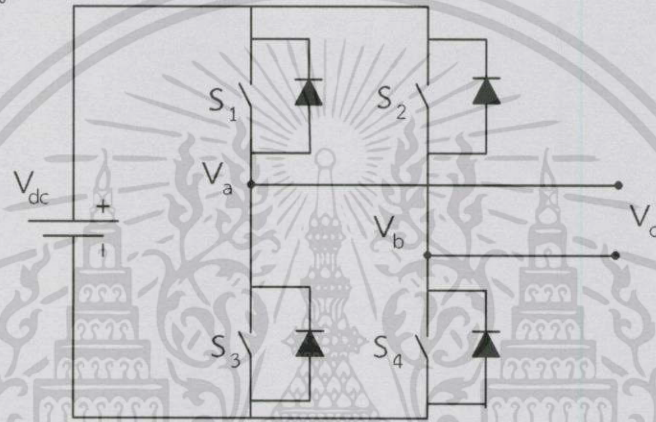
2.3.1 การสวิตซ์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM)

การควบคุมการสวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ต้องการสัญญาณแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ วิธีการควบคุมการสวิตซ์แบบพีดับเบิลยูเอ็มเป็นที่นิยมใช้กัน โดยใช้วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมรูปไซน์ นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการสร้างแหล่งจ่าย

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบไบโพลาร์ (Bipolar Voltage Switching) และแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Voltage Switching)

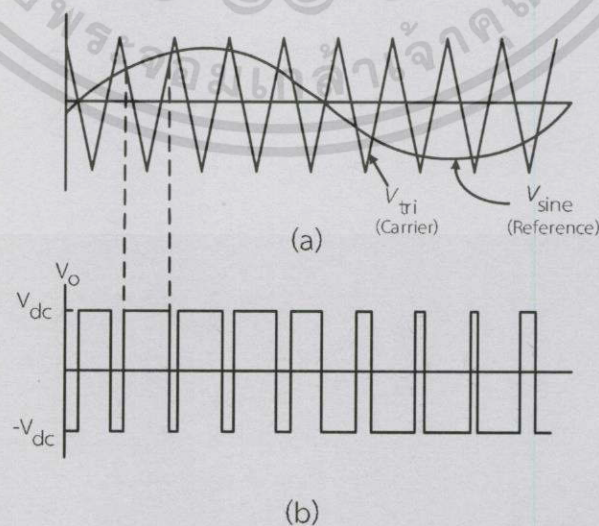
2.3.1.1 การสวิตช์แบบไบโพลาร์

การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์คือการควบคุมให้สวิตช์แบบฟูลบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ดังรูปที่ 2.8 การทำงานของสวิตช์ S_1 ทำงานร่วมกับ S_4 และสวิตช์ S_2 ทำงานร่วมกับ S_3 เมื่อสัญญาณควบคุมรูปไซน์มีค่ามากกว่าสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สวิตช์ S_1 และ S_4 จะนำกระแส ขนาดแรงดันเอาต์พุต V_o มีค่าเท่ากับ V_s แต่สัญญาณควบคุมรูปไซน์มีค่าน้อยกว่าสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สวิตช์ S_2 และ S_3 จะนำกระแส ขนาดแรงดันเอาต์พุต V_o มีค่าเท่ากับ $-V_s$ การสวิตช์แบบไบโพลาร์แสดงดังรูป 2.9



รูปที่ 2.8 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์แบบไบโพลาร์ คือ มีการสวิตช์ของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ V_{AB}) ระหว่างขั้วหรือบัสบวกกับลบ ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ไหลเท่ากับกับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 2.9 การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1.2 การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์

ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์กับยูนิโพลาร์ คือ แบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตช์ในกึ่ง A กับกึ่ง B (รูปที่ 2.8) จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือ สวิตช์ในกึ่ง A ถูกควบคุมจากสัญญาณ $V_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม V_{tri} ขณะที่สวิตช์ในกึ่ง B ถูกควบคุมจากสัญญาณ $-V_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม V_{tri} การสวิตช์มีเงื่อนไขดังนี้

เมื่อ $V_{control} > V_{tri}$ สวิตช์ S_1 นำกระแส $V_{AN} = V_s$

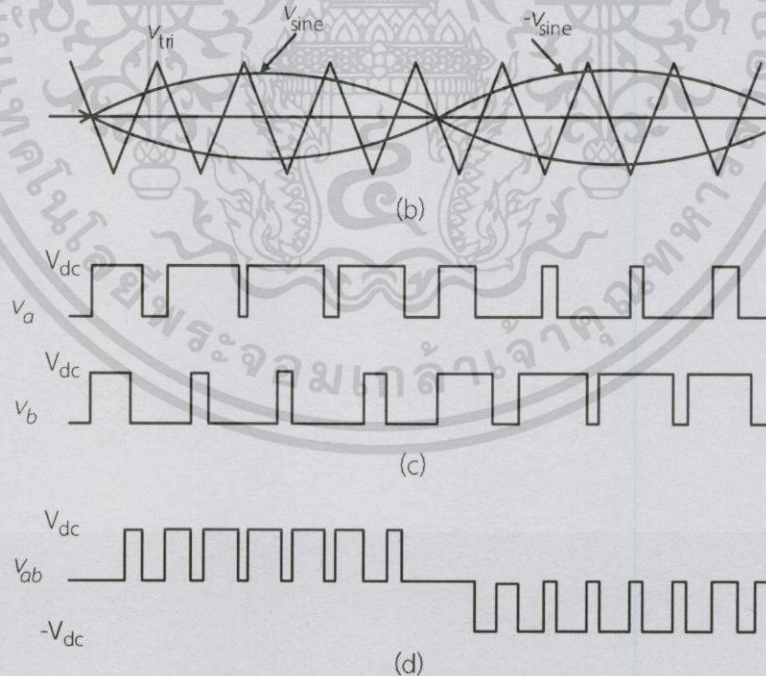
เมื่อ $V_{control} < V_{tri}$ สวิตช์ S_3 นำกระแส $V_{AN} = 0$

เมื่อ $-V_{control} > V_{tri}$ สวิตช์ S_2 นำกระแส $V_{AN} = V_s$

เมื่อ $V_{control} < V_{tri}$ สวิตช์ S_4 นำกระแส $V_{AN} = 0$

การเปลี่ยนสถานะของแรงดันระหว่างสาย (V_o หรือ V_{AN}) เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันอยู่ระหว่างศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบ ทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนระดับแรงดันจากสวิตช์สูง เช่น กรณีของไบโพลาร์

จุดเด่นของยูนิโพลาร์ คือการเกิดความถี่ด้านออกมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตช์ ผลของความถี่ที่เพิ่มเป็นสองเท่านี้ ทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ เล็ก ง่าย และประหยัด สัญญาณการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์แสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์

จากการสวิตช์แรงดันแบบไปโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์ เมื่อเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสีย ของการสวิตช์ทั้งสองแบบ ซึ่งข้อดีของแบบไปโพลาร์คือ การควบคุมการสวิตช์นั้น สามารถทำได้ง่าย กว่าแบบยูนิโพลาร์ แต่มีข้อเสียตรงการกรองความถี่สูงไม่ดีเท่ากับแบบยูนิโพลาร์ เนื่องจากการสวิตช์ แบบยูนิโพลาร์มีความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าทำให้การกรองความถี่ได้ง่ายขึ้น ส่งผลให้อุปกรณ์ที่กรองความถี่ (ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ) มีขนาดเล็กลงเนื่องจากการสวิตช์โดยใช้ความถี่สูง ส่งผลให้เกิด กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์สูงขึ้นตาม ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำ และอุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงสร้างอินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีการเรโซแนนซ์เพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของ วงจรให้สูงขึ้น

2.3.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์

ในทางปฏิบัติ สวิตช์ตัวบนและตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องการช่วงเวลา ที่ สวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่าง บัสบวกกับ บัสลบ ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า เดดไทม์ (Dead Time) เวลาเดดไทม์ดังกล่าวจะต้องเหมาะสม หากมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้มีโอกาสลัดวงจรได้ง่ายหรือถ้าหากมากเกินไปอาจจะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไป สวิตช์ที่เป็นมอสเฟตจะมีเดดไทม์น้อยๆ ประมาณ 1-2 ไมโครวินาที ดังนั้นเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับชนิดของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งที่เลือกใช้

ข้อดี คือ ทำหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ

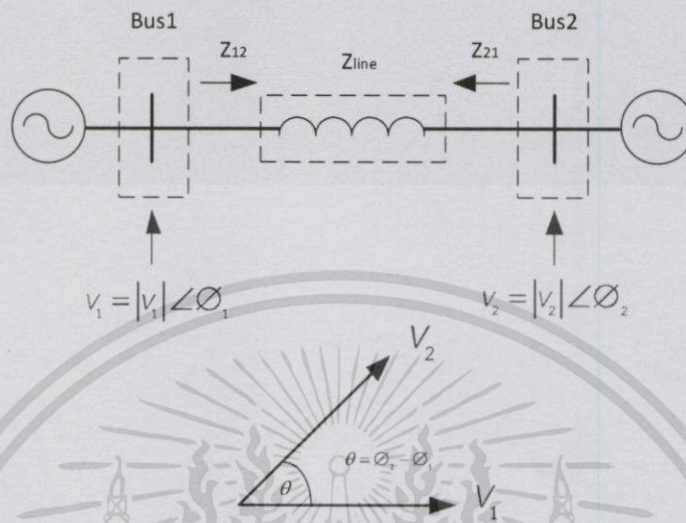
ข้อเสีย คือ หากเดดไทม์มากเกินไปจะส่งผลต่อแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกระแสไหล การเกิดฮาร์มอนิกที่ความถี่รอบข้างความถี่ ความถี่ สวิตช์ และเกิดความถี่ที่ฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆ ซึ่งส่งผลต่อสมรรถภาพของอินเวอร์เตอร์

2.4 หลักการและทฤษฎีการต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากับกริด

จากหลักการในทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้ว ถ้าเราสามารถสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับขนาดแรงดันไฟฟ้า ปรับมุมเฟสและปรับความถี่ได้ เราก็สามารถที่จะทำให้แรงดันไฟฟ้า กระแสสลับ ที่เราสร้างขึ้นมาใช้ในการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าให้เป็นไปตามที่เราต้องการได้ โดยใช้ ทฤษฎีการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัสสองบัสซึ่งเราสามารถต่อแรงดัน อินเวอร์เตอร์เข้ากับแรงดันของกริด ได้โดยจะมีข้อกำหนดสามประการ คือ

- ขนาดแรงดันเท่ากัน
- ความถี่แรงดันเท่ากัน
- มุมเฟสแรงดันเท่ากัน

การควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัสสองบัส



รูปที่ 2.11 การวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้า

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าโดยมีทิศทางการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าตามรูปซึ่งเป็นวงไลน์ไดอะแกรมแทนระบบส่งไฟฟ้าระหว่างบัส 1 กับ บัส 2 และมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งเป็น $Z = R + jX$ ต่ออยู่ระหว่างบัสทั้งสอง ซึ่งมีสมการในการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

$$S_{12} = P_{12} + jQ_{12} = V_1(I^*) \quad (2.9)$$

$$S_{21} = P_{21} + jQ_{21} = V_2(-I^*) \quad (2.10)$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \quad (2.11)$$

โดยที่

- S_{12} คือ กำลังไฟฟ้ายรวมที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- P_{12} คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- P_{21} คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 2 ไปบัส 1
- Q_{12} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- Q_{21} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 2 ไปบัส 1
- V_1, V_2 คือ แรงดันไฟฟ้าที่บัส 1 และบัส 2 ตามลำดับ
- I คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง
- δ คือ มุมพาวเวอร์แองเกิล (Power Angle) ซึ่งเป็นมุมต่างกันระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสอง

$$P_{12} = \frac{|V_1||V_2|\sin\delta}{X} \quad (2.12)$$


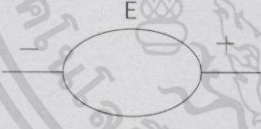
$$Q_{12} = \frac{1}{X} (|V_1|^2 - |V_1||V_2|\cos\delta) \quad (2.13)$$

$$P_{21} = -\frac{|V_1||V_2|\sin\delta}{X} = -P_{12} \quad (2.14)$$

$$Q_{21} = \frac{1}{X} (|V_2|^2 - |V_1||V_2|\cos\delta) \quad (2.15)$$

เมื่อพิจารณาสมการ จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าจะแปรตามมุมพาวเวอร์แองเกิล (Power Angle) โดยการคงที่แรงดันไฟฟ้าที่บัสทั้งสองและปรับค่ามุมพาวเวอร์แองเกิลตั้งแต่ 0 ถึง 180 องศา ซึ่งจะทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากบัส 1 ไปบัส 2 โดยกำลังไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ และจะสูงสุดที่มุมพาวเวอร์แองเกิลเท่ากับ 90 องศา และจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อมุมพาวเวอร์แองเกิลมากกว่า 90 องศา

ตารางที่ 2.1 หลักการในการพิจารณาการไหลของกำลังไฟฟ้าได้จากตารางดังต่อไปนี้

วงจร	ค่ากำลังไฟฟ้า
แหล่งจ่าย 	เมื่อ P เป็น + : จ่ายกำลังไฟฟ้าจริง P เป็น - : รับกำลังไฟฟ้าจริง Q เป็น + : จ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน Q เป็น - : รับกำลังไฟฟ้าเสมือน
แหล่งรับ 	เมื่อ P เป็น + : จ่ายกำลังไฟฟ้าจริง P เป็น - : รับกำลังไฟฟ้าจริง Q เป็น + : จ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน Q เป็น - : รับกำลังไฟฟ้าเสมือน

การควบคุมกำลังไฟฟ้าจากรูปที่ 2.11 สมมติว่าแรงดัน (V_1) เป็นแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ และ (V_2) เป็นแรงดันของกริด กำลังไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นจะแปรผันตามมุมกำลัง (δ) กล่าวคือ ถ้ามุมกำลังเป็นบวกหรือมุมเฟสของอินเวอร์เตอร์ (V_1) ล้าหลังแรงดันของกริด (V_2) กำลังไฟฟ้าจะไหลจากกริดไปสู่อินเวอร์เตอร์ แต่ถ้ามุมกำลังมีค่าเป็นลบหรือมุมเฟสของแรงดันที่อินเวอร์เตอร์นำหน้าแรงดันของกริด กำลังไฟฟ้าก็จะไหลจากอินเวอร์เตอร์ไปสู่กริด

2.5 ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า (Harmonic)

2.5.1 คำนิยาม

ฮาร์มอนิก คือ สัญญาณรูปไซน์ของกระแส หรือ แรงดัน (Sinusoidal) ที่มีความถี่เป็นจำนวน เต็มเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ในระบบไฟฟ้า (50 เฮิร์ตซ) เช่น ฮาร์มอนิก องค์ประกอบที่ 3 จะมีความถี่เป็น 150 เฮิร์ตซ และองค์ประกอบที่ 5 จะมีความถี่เป็น 250 เฮิร์ตซ เป็นต้น ผลของฮาร์มอนิกเมื่อรวมกันกับความถี่มูลฐานด้วยทางขนาด (Amplitude) และมุมเฟส (Phase Angle) แล้วทำให้สัญญาณที่เกิดขึ้นมีขนาดเปลี่ยนไปและผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่น ไซน์ โดยทั่วไปแล้ว การวิเคราะห์ฮาร์มอนิกนั้น จะทำการพิจารณาในฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดย ใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ในการระบุงองค์ประกอบและขนาดของฮาร์มอนิก ดังสมการที่ 2.16

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad (2.15)$$

โดยที่ a_0 คือ ค่าเฉลี่ยของ $x(t)$
 a_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์
 b_n คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์
 n คือ เลขจำนวนเต็มบวกใดๆ
 T คือ คาบเวลาของสัญญาณ $x(t)$

ซึ่งจะได้ค่าของขนาด และมุมเฟส ดังสมการที่ 2.16 และ 2.17 ตามลำดับ

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.16)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.17)$$

โดยที่ A_n คือ ขนาดของสัญญาณ
 ϕ_n คือ มุมเฟสของสัญญาณ

2.5.2 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก (Harmonic Distortion)

ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก (Harmonic Distortion) คือ การเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นทางไฟฟ้าไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยเกิดจากการรวมกันของคาความถี่มูลฐานและความถี่ของฮาร์มอนิก องค์ประกอบต่าง ๆ เข้าด้วยกัน ซึ่งจะได้สัญญาณใหม่ออกมาที่มีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากเดิม

2.5.3 ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion ; THD)

ความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion ; THD) คือ ค่าอัตราส่วนระหว่างคาร์กที่สองของผลรวมกำลังสองของคาสวนประกอบฮาร์มอนิกแบบ rms (Harmonic Component) กับคาสวนประกอบความถี่หลักมูลแบบ rms เทียบเปอร์เซ็นต์ ดังสมการที่ 2.18

$$\text{THD} = \frac{\text{RMS sum of all Harmonic}}{\text{Fundamental Frequency}} \quad (2.18)$$

ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Current Distortion ; THDi) ดังสมการที่ 2.19

$$\text{THD}_i (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(\text{rms})}^2}}{I_{1(\text{rms})}} \times 100 \quad (2.19)$$

โดยที่ $I_{h(\text{rms})}$ คือ ค่า rms ของกระแสที่ฮาร์มอนิกที่ h
 $I_{1(\text{rms})}$ คือ ค่า rms ของกระแสที่ความถี่หลักมูล

ค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Current Distortion ; THDv) ดังสมการที่ 2.20

$$\text{THD}_v (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{h(\text{rms})}^2}}{V_{1(\text{rms})}} \times 100 \quad (2.20)$$

โดยที่ $V_{h(\text{rms})}$ คือ ค่า rms ของแรงดันที่ฮาร์มอนิกที่ h
 $V_{1(\text{rms})}$ คือ ค่า rms ของแรงดันที่ความถี่หลักมูล

2.5.4 ผลกระทบของฮาร์มอนิกที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า

ปัญหาฮาร์มอนิกที่ทำให้เกิดผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้าออกเป็น 2 กรณีคือ

- ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีการทำงานผิดพลาดด้วยผลของค่าแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกที่มีขนาดและรูปคลื่นสัญญาณไซน์ผิดเพี้ยนไป

- ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีอายุการใช้งานน้อยลงหรือเกิดการชำรุดเสียหาย เนื่องจากมีค่า rms ของแรงดันหรือกระแสสูงขึ้นที่เกิดจากค่าฮาร์มอนิก หรือมีการขยายของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากฮาร์มอนิกเรโซแนนซ์

ปัญหาฮาร์มอนิกที่ส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้านี้คือ

1. ผลของฮาร์มอนิกเรโซแนนซ์เกิดขึ้นในกรณีที่ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบไปตรงกับความถี่ฮาร์มอนิกทำให้เกิดการขยายขนาดของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิก เป็นผลทำให้อุปกรณ์

ได้รับความเสียหายเนื่องจากได้รับกระแสและแรงดันเกินพิกัด

2. ผลของกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลอยู่ในระบบจำหน่ายและสายส่งทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียในสายมากขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพการส่งจ่ายลดลง เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกทำให้ค่า rms ของกระแสและความต้านทานของสายสูงขึ้น

3. ผลของกระแสฮาร์โมนิก Triplen (ลำดับที่ 3, 6, 9..) จัดอยู่ในกลุ่มที่มีลำดับเป็นศูนย์ (Zero Sequence) ในระบบ 3 เฟส 4 สาย ฮาร์โมนิกกลุ่มนี้จะรวมกันกันไหลอยู่ในสายนิวทรัล อาจทำให้สายนิวทรัลหรือหม้อแปลงเสียหายได้หากไม่มีการออกแบบรองรับไว้

4. ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้กำลังสูญเสียขณะมีโหลดและกำลังสูญเสียสเตรย์ฟลักซ์ (Stray Flux Loss) ของหม้อแปลงมีค่าเพิ่มขึ้น และทำให้ประสิทธิภาพการในรับโหลดของหม้อแปลงลดลงไป (derating) ผลของแรงดันฮาร์โมนิกทำให้เกิดกำลังสูญเสียกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) และกำลังสูญเสียฮิสเทอรีซิส (Hysteresis -Loss) เพิ่มขึ้น

5. ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้เกิดความร้อนและความเครียดไดอิเล็กตริก (Dielectric Stress) กับตัวคาปาซิเตอร์ และอาจทำให้ฟิวส์ของตัวคาปาซิเตอร์ขาดง่ายกว่าการใช้งานปกติ ผลของแรงดันฮาร์โมนิกทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียในคาปาซิเตอร์ และผลจากภาวะเรโซแนนซ์ที่ตัวคาปาซิเตอร์ทำให้เกิดขยายกระแสและแรงดันฮาร์โมนิกขนาดใหญ่ ดังนั้น เพื่อความปลอดภัยในการใช้งานคาปาซิเตอร์ต้องสามารถทนต่อค่ากระแสและแรงดันฮาร์โมนิก คาปาซิเตอร์ที่ออกแบบสร้างจากผู้ผลิตได้กำหนดตามมาตรฐาน IEEE Std. 18-1992

6. ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้เกิดความร้อนในตัวฟิวส์เพิ่มขึ้น ทำให้ลักษณะเวลากระแส (Time-Current Characteristic) ของฟิวส์เปลี่ยนไป กรณีที่มีฟอลต์ระดับต่ำเกิดขึ้นฟิวส์จะขาดก่อนในเวลาที่กำหนด หรือในกรณีที่ฟิวส์ขาดโดยไม่ทราบสาเหตุจะเป็นเหตุมาจากฮาร์โมนิกในกรณีที่เกิดภาวะเรโซแนนซ์ได้เช่นกัน

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

- ทำให้รีเลย์มีการทำงานช้าลง หรือทำงานด้วยค่า (Pickup Values) ที่สูง โดยปกติรีเลย์จะทำงานอย่างรวดเร็วและทำงานด้วยค่าเริ่มต่ำๆ
 - กรณีที่มีกระแสฮาร์โมนิก Triplen มากพออาจทำให้กราวด์รีเลย์ทำงานผิดพลาด (False Trip)
 - ทำให้รีเลย์ระยะทาง (Distance Relay) ทำงานผิดพลาด ด้วยผลของกระแสฮาร์โมนิกที่ทำให้อิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้นต่างจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการเซตตั้งที่ความถี่หลักมูล
 - ทำให้รีเลย์สถิตแบบความถี่ต่ำ (Static Underfrequency Relay) มีความไวกว่าปกติ อาจทำให้เกิดการทริปผิดพลาด
 - ทำให้รีเลย์กระแสและแรงดันเกิน (Overcurrent and Overvoltage Relay) ทำงานผิดพลาดตามคุณสมบัติที่ตั้งไว้
 - ทำให้ความเร็วในการทำงานของรีเลย์ชนิดผลต่าง (Differential Relay) ทำงานช้าลง
8. ผลของกระแสฮาร์โมนิกมีผลกระทบต่อความสามารถในการตัดกระแส (Current

Interruption Capacity) ของอุปกรณ์สวิตช์เกียร์ คือทำให้ขนาดของอัตราค่ากระแสเทียบกับเวลา di/dt มีค่าสูงในขณะที่กระแสมีค่าเป็นศูนย์ เป็นผลทำให้เซอร์กิตเบรกเกอร์ไม่สามารถตัดกระแสได้เมื่อมีอาร์มอนิก ซึ่งปัญหานี้จะเกิดกับอุปกรณ์อื่นๆที่ใช้ตัดกระแสได้เช่นกัน

9. ผลของฮาร์มอนิกทำให้มิเตอร์วัดค่าไฟฟ้า (Watt - Hour Meter) ซึ่งเป็นมิเตอร์ประเภทจานเหนี่ยวนำ (Induction Disk) ทำการวัดค่าผิดพลาดได้ ซึ่งโดยปกติการปรับแต่งมิเตอร์นั้นจะทำการปรับแต่งที่ความถี่หลักมูล

10. ผลของฮาร์มอนิกต่อเครื่องจักรไฟฟ้าทำให้กำลังสูญเสียเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้เครื่องจักรร้อนกว่าปกติ ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสเกิดปรากฏการณ์คือค็อกกิ้ง (Cogging) คือไม่สามารถสตาร์ทมอเตอร์ได้ จากการที่ความเร็วมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส และทำให้เกิดการออสซิลเลตทางกลของเครื่องจักรไฟฟ้าซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพและแรงบิดของเครื่องจักร

11. ผลของฮาร์มอนิกทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ในระบบสื่อสาร เช่น ในระบบโทรศัพท์

2.6 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor)

2.6.1 กำลังไฟฟ้าในวงจร

วงจรไฟฟ้ากระแสสลับมีกำลังไฟฟ้า 3 ชนิด (3 หน่วย) ปกติจะคำนวณเฉพาะขนาด มีรายละเอียดดังนี้

2.6.1.1 กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent Power)

กำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) เกิดจากผลรวมทางเวกเตอร์ของกำลังไฟฟ้าจริงกับกำลังไฟฟารีแอกทีฟมีหน่วยเป็น VA

2.6.1.2 กำลังไฟฟารีแอกทีฟ (Reactive Power)

กำลังไฟฟารีแอกทีฟ (Q) เกิดจากโหลดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมีหน่วยเป็น VAR

2.6.1.3 กำลังไฟฟ้าจริง (Active Power)

กำลังไฟฟ้าจริง (P) เกิดจากโหลดตัวต้านทานมีหน่วยเป็น Watt

$$P = VI \cos \theta \quad (2.21)$$

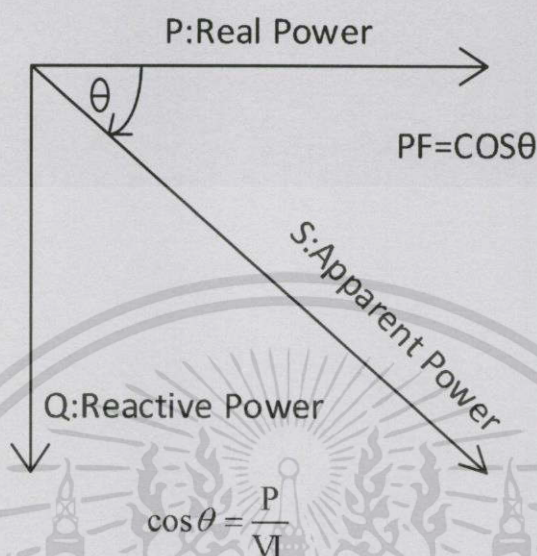
$$Q = VI \sin \theta \quad (2.22)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = VI \quad (2.23)$$

2.6.2 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

โดยทั่วไปอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ ในอาคารหรือโรงงานนั้นต้องอาศัยทั้งกำลังไฟฟ้าจริง (Real Power) และกำลังไฟฟารีแอกทีฟ (Reactive Power) เพื่อใช้ในการทำงาน ค่าสัดส่วนของกำลังไฟฟ้าทั้งสองชนิดดังกล่าวบ่งบอกถึงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor) ของอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละชนิดของอาคารหรือโรงงานโดยรวม ตามปกติหากค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor) มีค่าต่ำย่อมหมายความว่า กำลังไฟฟารวม (Total or Apparent Power) มีค่าสูงขึ้น อันเนื่องมาจากการที่มี

กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟสูงขึ้น ในขณะที่กำลังไฟฟ้าจริงที่ก่อให้เกิดงานมีค่าเท่าเดิม (ตัวประกอบกำลังลดลง กระแสไฟฟ้ามี่ค่าสูงขึ้น) ซึ่งถือได้ว่าเป็นความสูญเสียของระบบจ่ายไฟฟ้าด้วยเช่นกันดังรูปที่ 2.12



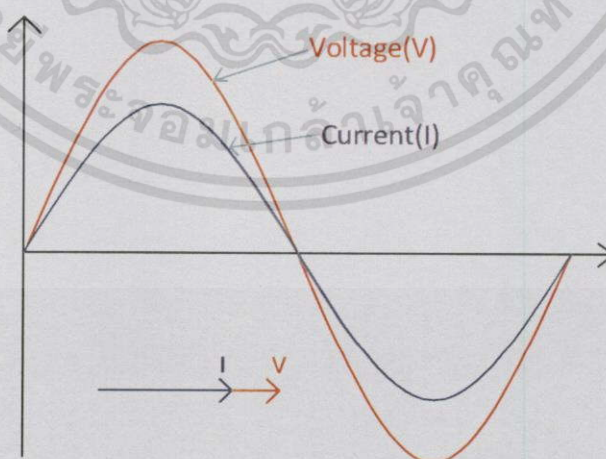
รูปที่ 2.12 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า

2.6.3 ลักษณะกราฟของโหลดที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

โหลดที่มีผลต่อกราฟแรงดันและกระแสในลักษณะนำหน้าหรือตามหลังมีทั้งหมด 3 ชนิด คือ ตัวต้านทาน, ตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ แสดงดังต่อไปนี้

2.6.3.1 โหลดแบบตัวต้านทาน

โหลดแบบตัวต้านทานจะให้กำลังไฟฟ้าจริงซึ่งกราฟแรงดันและกระแสจะมีเฟสตรงกันแสดงดังรูป 2.13

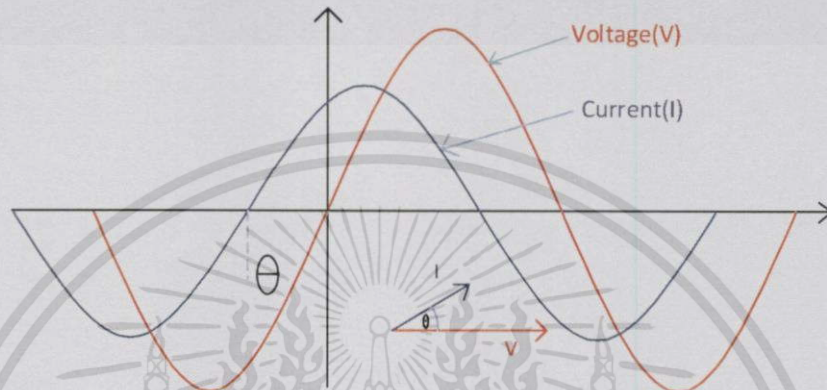


รูปที่ 2.13 กราฟแรงดันและกระแสเฟสตรงกัน (I in phase V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3.2 โหลดแบบตัวเก็บประจุ

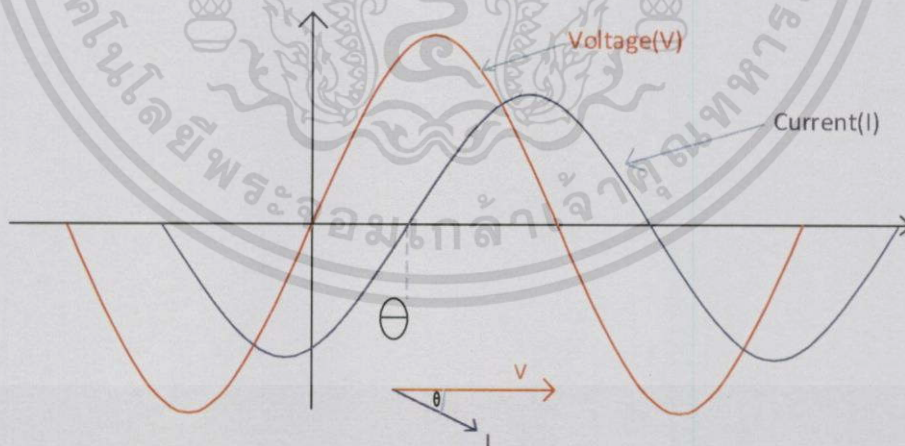
โหลดแบบตัวเก็บประจุจะให้กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟซึ่งกระแสจะนำหน้าแรงดันอยู่ที่มุม θ แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 กราฟกระแสหน้าแรงดัน (I lead V)

2.6.3.3 โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ

โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำจะให้กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟซึ่งกระแสจะตามหลังแรงดันอยู่ที่มุม θ แสดงดังรูปที่ 2.15

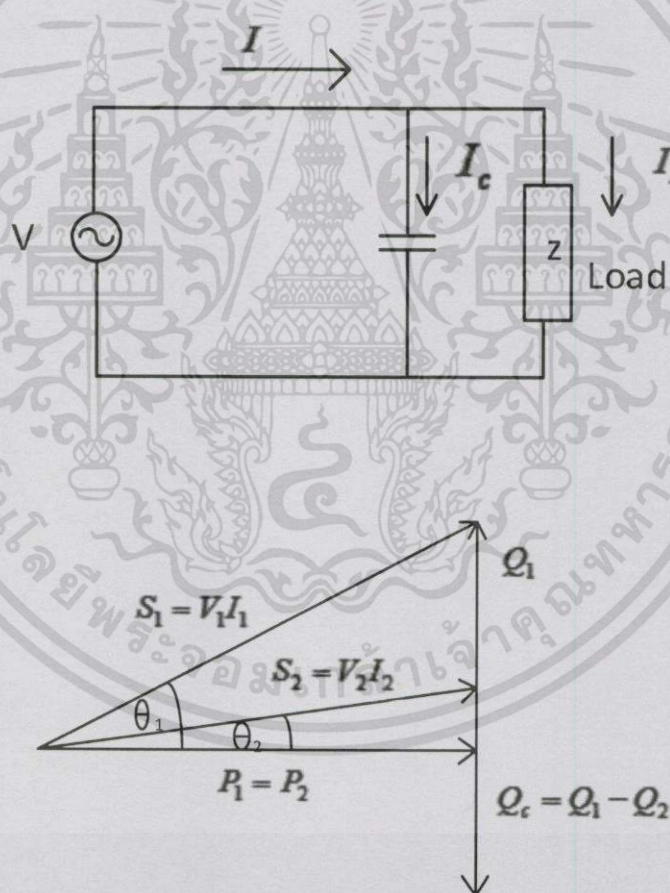


รูปที่ 2.15 กราฟกระแสตามหลังแรงดัน (I lag V)

2.6.4 การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor correction)

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าเข้าใกล้ 1 ซึ่งก็คือการลดขนาดของ Var เพื่อให้ VA มีขนาดใกล้เคียงกับ Watt ดูจากรูปที่ 2.16 เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้วโหลดส่วนใหญ่จะเป็นโหลดผสมระหว่าง R กับ L หรือ induction load ซึ่งทำให้กระแสตามหลังแรงดัน ดังนั้น Var ที่พบในระบบเป็น L พิจารณาโดยภาพรวมทั้งบ้าน อาคารและโรงงานต่างก็ใช้ Var ของ L แทบทั้งหมด ทำให้ระบบภาพรวมมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ การไฟฟ้าจึงเรียกเก็บค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ากับผู้ใช้ไฟฟ้าขนาดใหญ่ ที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ โดยเก็บเงินกับกรณี Var ของ L เท่านั้น

ดังนั้นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า โดยทั่วไปแล้วสามารถทำได้โดยการใส่ C ขนานกับโหลดหรือแหล่งจ่าย ดังรูปที่ 2.16 เพื่อให้ Var ของ L หักล้างกับ Var ของ C แล้วทำให้ผลของ VA ลดลงจากรูปเมื่อใส่ Var ของ $C = Q_c = Q_1 - Q_2$ เพื่อหักล้างกับ VAR ของ L (Q_1) ทำให้ Var ในระบบลดลงเหลือ Q_2 แล้ว VA ของระบบจะลดลงจาก S_1 เหลือเป็น S_2 เป็นผลให้กระแสลดลงจาก I_1 เหลือเป็น I_2



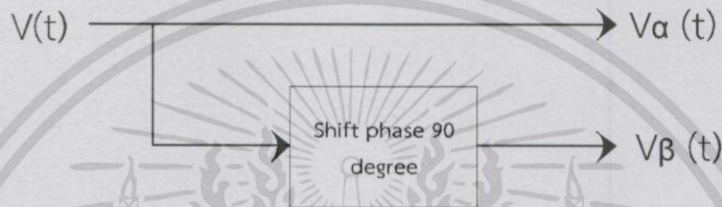
รูปที่ 2.16 การต่อการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

บทที่ 3

การออกแบบและการประกอบสร้าง

3.1 การแปลงระบบไฟฟ้า 1 เฟสไปเป็นสเปซเวกเตอร์บนแกน (α, β) และแกน (D, Q) [2]

ในระบบไฟฟ้า 1 เฟสจะมีสัญญาณอยู่เพียงแค่ 1 แกน จึงจำเป็นต้องสร้างสัญญาณออกเป็น 2 แกนซึ่งมีมุมต่างเฟสกันอยู่ 90 องศาโดยใช้สัญญาณอินพุตตัวเดิม โดยที่สัญญาณที่เข้ามาจะเป็นสัญญาณบนแกน α และสัญญาณที่เลื่อนเฟสจะเป็นสัญญาณบนแกน β ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 การแปลงแกน 1 เฟสไปยังแกน (α, β)

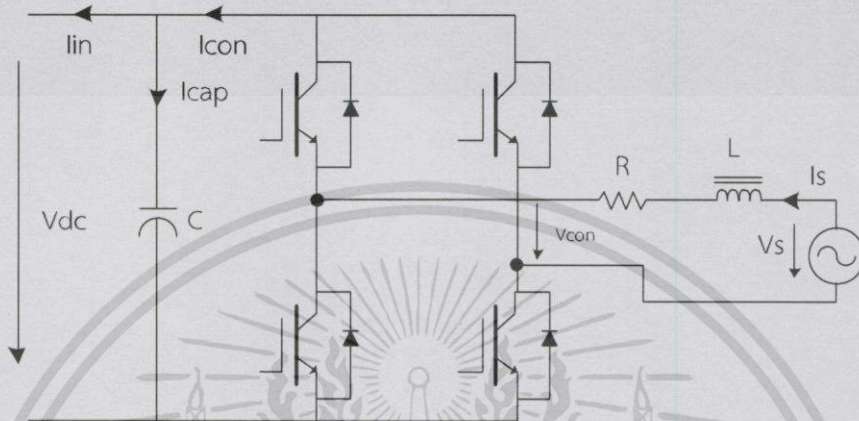
การแปลงสเปซเวกเตอร์บนแกน (α, β) ไปอยู่บนแกน (d, q) ที่ความถี่มูลฐาน 50 Hz โดยคูณเวกเตอร์ กระแสและแรงดันด้วย $e^{-j\omega t}$ เมื่อ ω คือค่าความถี่หลักมูลฐานในหน่วย rad/s เราสามารถเขียนสมการการแปลงให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.1)

$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

การแปลงแกน (d, q) กลับไปเป็นสเปซเวกเตอร์ของบนแกน (α, β) โดยการคูณด้วย $e^{j\omega t}$ ซึ่งสามารถแสดงในรูปเมตริกซ์ดังสมการที่ (3.2)

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

3.2 แบบจำลองคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกิต [2,3,4]



รูปที่ 3.2 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์

3.2.1 สมการทางคณิตศาสตร์

จากวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์สามารถหาสมการแรงดัน V_{con} ที่ใช้ในการควบคุมการสวิตช์ IGBT ดังนี้

$$V_s = RI_s + L \frac{di_s}{dt} + V_{con} \quad (3.3)$$

กำหนดให้ $\Delta v = V_s - V_{con}$ แทนลงในสมการที่ (3.3)

$$L \frac{di_s}{dt} = \Delta v - Ri_s \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) แปลงไปยังแกน (α, β) ได้ดังนี้

$$L \frac{di_\alpha}{dt} = \Delta v_\alpha - Ri_\alpha \quad (3.5)$$

$$L \frac{di_\beta}{dt} = \Delta v_\beta - Ri_\beta \quad (3.6)$$

แปลงสัญญาณ Δv จากแกน (α, β) มาอยู่ในแกน (d, q) จะได้ดังนี้

$$\Delta v_d = \Delta v_\alpha \cos(\omega t) + \Delta v_\beta \sin(\omega t) \quad (3.7)$$

$$\Delta v_q = -\Delta v_\alpha \sin(\omega t) + \Delta v_\beta \cos(\omega t) \quad (3.8)$$

แปลงกระแส I_s ให้อยู่ในแกน (d, q) ได้ดังนี้

$$i_{sd} = i_\alpha \cos(\omega t) + i_\beta \sin(\omega t) \quad (3.9)$$

$$i_{sq} = -i_\alpha \sin(\omega t) + i_\beta \cos(\omega t) \quad (3.10)$$

หาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.9) และ (3.10) แล้วเอา L คูณตลอด จะได้ดังนี้

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = -L\omega i_\alpha \sin(\omega t) + L \frac{di_\alpha}{dt} \cos(\omega t) + L\omega i_\beta \cos(\omega t) + L \frac{di_\beta}{dt} \sin(\omega t) \quad (3.11)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -L\omega i_\alpha \cos(\omega t) - L \frac{di_\alpha}{dt} \sin(\omega t) - L\omega i_\beta \sin(\omega t) + L \frac{di_\beta}{dt} \cos(\omega t) \quad (3.12)$$

นำสมการที่ (3.11) และ (3.12) แทนลงในสมการที่ (3.7) และ (3.8) จะได้

$$\Delta v_d = L \frac{di_{s\alpha}}{dt} \cos(\omega t) + R i_{s\alpha} \cos(\omega t) + L \frac{di_{s\beta}}{dt} \sin(\omega t) + R i_{s\beta} \sin(\omega t) \quad (3.13)$$

$$\Delta v_q = -L \frac{di_{s\alpha}}{dt} \sin(\omega t) - R i_{s\alpha} \sin(\omega t) + L \frac{di_{s\beta}}{dt} \cos(\omega t) + R i_{s\beta} \cos(\omega t) \quad (3.14)$$

จัดรูปสมการที่ (3.13) และ (3.14) จะได้ดังนี้

$$\Delta v_d = L \frac{di_{s\alpha}}{dt} \cos(\omega t) + L \frac{di_{s\beta}}{dt} \sin(\omega t) + R i_{sd} \quad (3.15)$$

$$\Delta v_q = -L \frac{di_{s\alpha}}{dt} \sin(\omega t) + L \frac{di_{s\beta}}{dt} \cos(\omega t) + R i_{sq} \quad (3.16)$$

นำสมการที่ (3.15) และ (3.16) แทนลงในสมการที่ (3.11) และ (3.12) จะได้ดังนี้

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = L\omega i_{sq} + \Delta v_d - R i_{sd} \quad (3.17)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -L\omega i_{sd} + \Delta v_q - R i_{sq} \quad (3.18)$$

แทน $\Delta v_d = v_{sd} - v_{cond}$ และ $\Delta v_q = v_{sq} - v_{conq}$ ในสมการที่ (3.17) และ (3.18) จะได้

$$v_{cond} = -L \frac{di_{sd}}{dt} - R i_{sd} + L\omega i_{sq} + v_{sd} \quad (3.19)$$

$$v_{conq} = -L \frac{di_{sq}}{dt} - R i_{sq} - L\omega i_{sd} + v_{sq} \quad (3.20)$$

ให้ $v_{s\alpha} = v_m \cos(\omega t)$ จะได้ $v_{s\beta} = v_m \sin(\omega t)$ แปลงเป็นแกน (d,q) จะได้

$$v_{sd} = v_m \text{ และ } v_{sq} = 0 \quad (3.21)$$

แทนสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.19) และ (3.20) จะได้

$$v_{cond} = -L \frac{di_{sd}}{dt} - R i_{sd} + L\omega i_{sq} + v_m \quad (3.22)$$

$$v_{conq} = -L \frac{di_{sq}}{dt} - R i_{sq} - L\omega i_{sd} \quad (3.23)$$

กำลังไฟฟ้าที่ (P_{con}) ที่เกิดขึ้นที่วงจรแปลงผันที่อยู่ในแกน (d,q) คือ

$$P_{con} = \frac{v_{sd} i_{sd}}{2} \quad (3.24)$$

กระแส I_{con}, I_{cap}, V_{dc} หาได้จาก

$$I_{con} = \frac{P_{con}}{V_{dc}} = \frac{i_{sd} v_{sd}}{2V_{dc}} \quad (3.25)$$

$$I_{cap} = I_{con} - I_{in} \quad (3.26)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int I_{cap} dt \quad (3.27)$$

แปลงสมการลาปาซสมการที่ (3.22), (3.23), (3.25), (3.26) และ (3.27)

$$V_{cond} = -i_{sd} (Ls + R) + \omega L i_{sq} + V_m \quad (3.28)$$

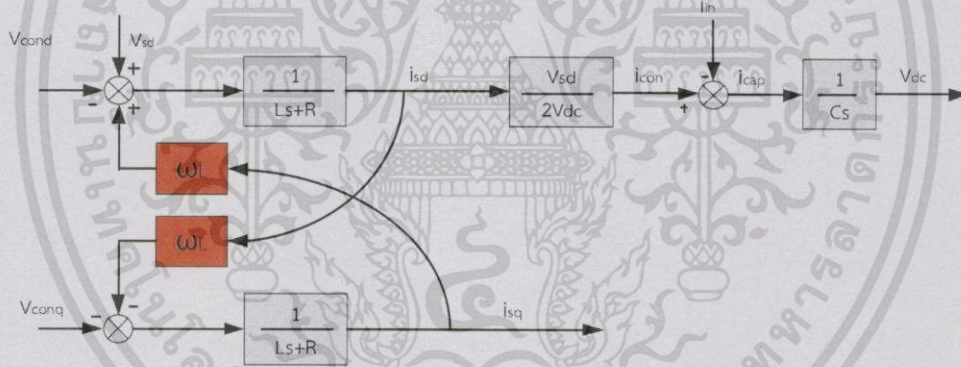
$$V_{conq} = -i_{sq} (Ls + R) - \omega L i_{sd} \quad (3.29)$$

$$I_{con} = \frac{i_{sd} V_{sd}}{2V_{dc}} = \frac{i_{sd} V_m}{2V_{dc}} \quad (3.30)$$

$$I_{cap} = I_{con} - I_{in} \quad (3.31)$$

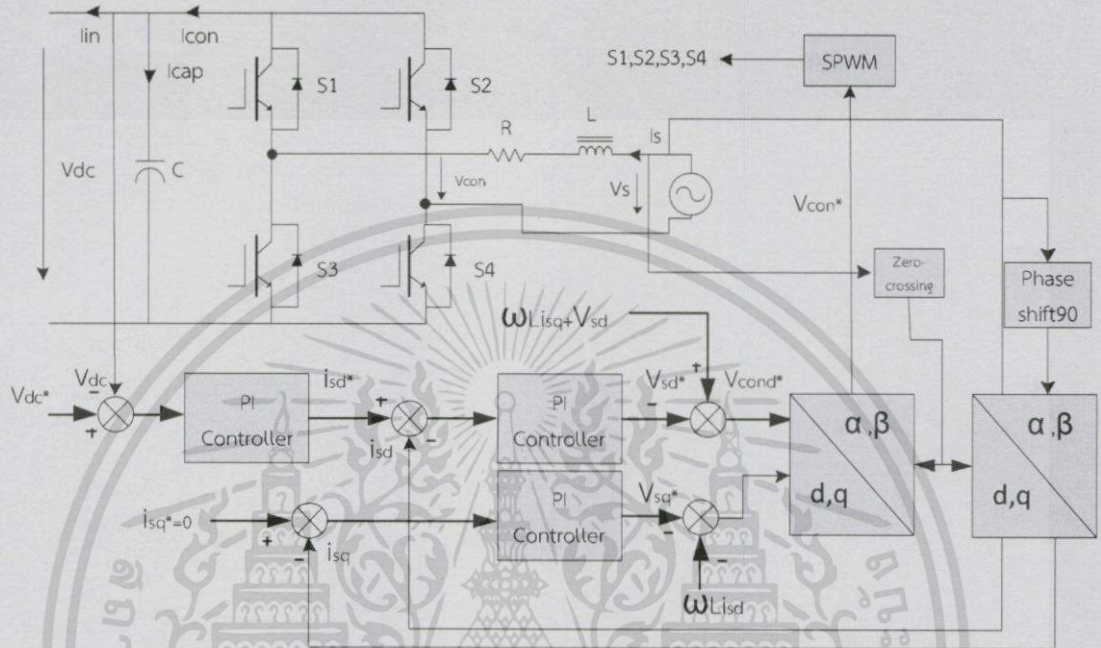
$$V_{dc} = \frac{1}{sC} I_{cap} \quad (3.32)$$

นำสมการที่ (3.28) ถึง (3.32) มาสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์จะได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์

3.4 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

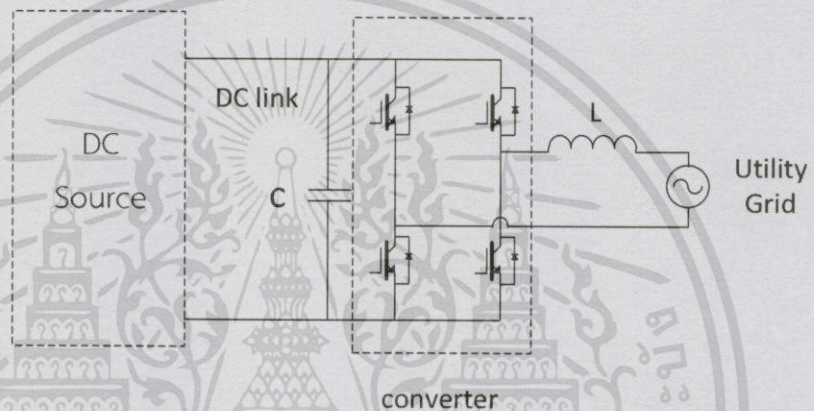


รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริต

การควบคุมจะทำการควบคุมค่าตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องกับระบบที่อยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังนั้นเมื่อนำตัวควบคุมไปใช้งานจริงจะต้องมีส่วนที่ใช้แปลงแกนของสัญญาณ Stationary reference axis ไปเป็นสัญญาณ d,q axis ซึ่งในการแปลงแกนนั้นจำเป็นต้องทราบค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าทางด้านระบบจำหน่าย โดยทำการหาค่ามุมของแรงดันจากการตรวจจับมุมศูนย์ (Zero Crossing) ซึ่งจะได้ค่ามุมของแรงดันไฟฟ้า θ ที่ได้มาคำนวณค่า sine ,cosine มาใช้ในการแปลงแกน

3.4.1 การจำลองคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดสำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง

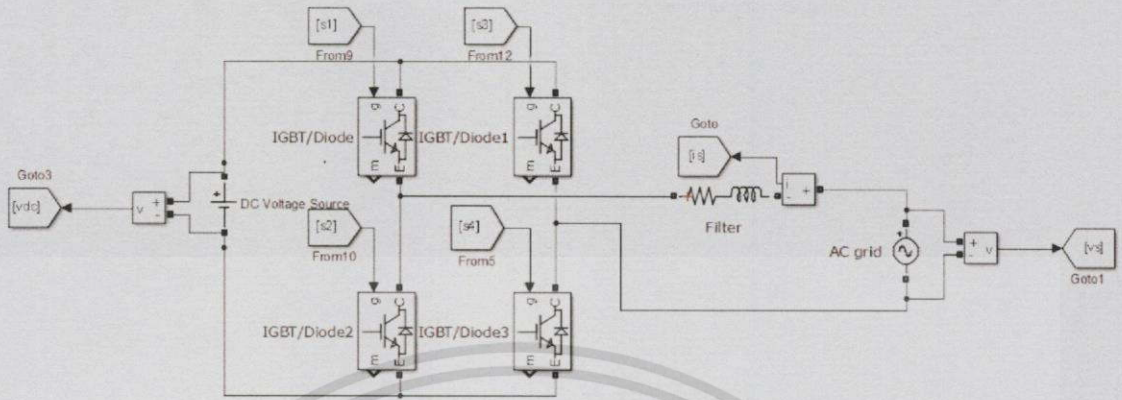
จากรูปที่ 3.6 เป็นระบบโดยรวมของการเชื่อมต่อกับกริดของแหล่งจ่ายไฟตรงที่ใช้คอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมการทำงานแบบเวกเตอร์ ซึ่งในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะใช้การควบคุมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยในการจำลองการทำงานของระบบทั้งหมดใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อศึกษาการทำงานของระบบและวิเคราะห์ผลการจำลองระบบเพื่อให้ระบบสามารถคืนพลังงานสู่ระบบการไฟฟ้าได้



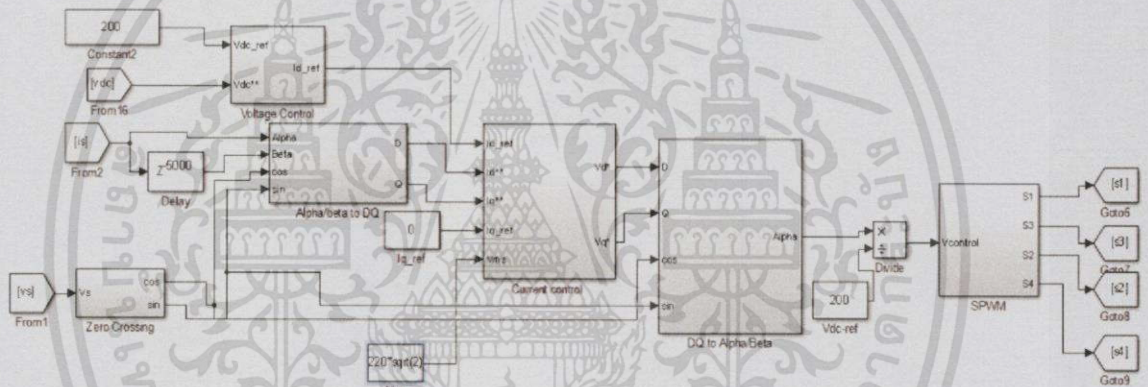
รูปที่ 3.6 วงจรจ่ายไฟตรงผ่านคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด

3.4.2 การวิเคราะห์ผลการจำลองระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์

การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เป็นขั้นตอนการจำลองที่ได้ออกแบบไว้เพื่อเป็นต้นแบบในความถูกต้องและได้ผลเป็นไปตามทฤษฎีและสมมติฐานที่มีอยู่ ก่อนนำไปสร้างควรรออกแบบเพื่อลดผลของความเสียหายและอุบัติเหตุได้โดยปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้เลือกใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลอง จากภาพที่ 3.7 และ 3.8 จะแสดงการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อศึกษาการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับการไฟฟ้า 1 เฟส 220 โวลต์ ความถี่ 50 Hz โดยมีตัวเหนี่ยวนำ $R_s = 0.01 \Omega$, $L_s = 12 \text{ mH}$, $V_{dc} = 200 \text{ V}$ ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 5 kHz ซึ่งในการทดสอบจะทดสอบในโหมดเรียงกระแส(rectifying) และในโหมด inverting



รูปที่ 3.7 วงจรกำลังของระบบ

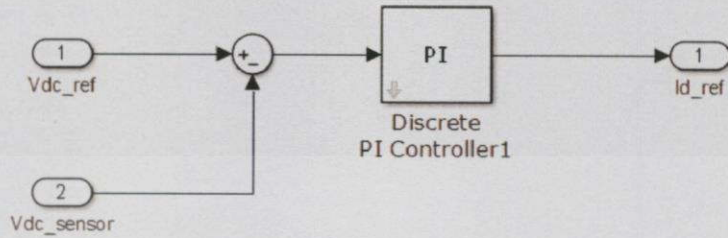


รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมของระบบ

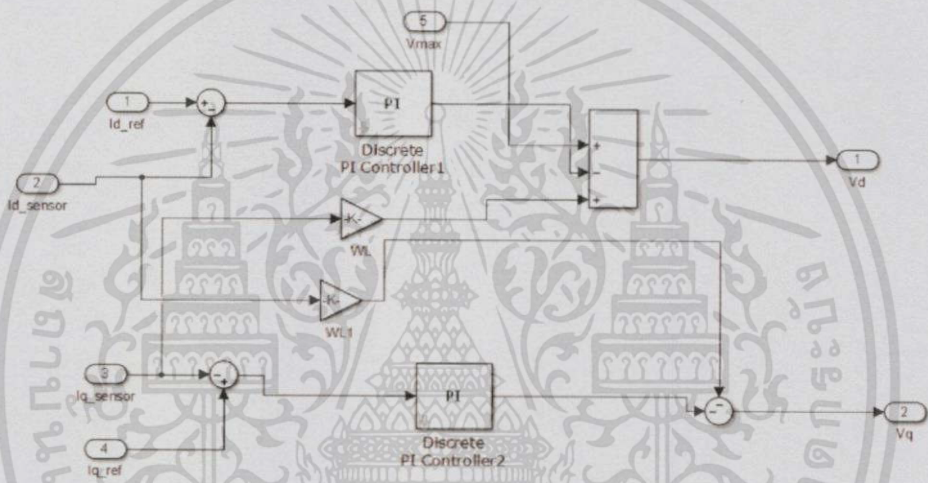
ซึ่งในรูปที่ 3.8 วงจรการควบคุมของระบบประกอบไปด้วยบล็อก

- Voltage Control ซึ่งทำหน้าที่ในการควบคุมแรงดันที่ติชี่บัสให้คงที่
- Current control ทำหน้าที่ควบคุมกระแสของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดโดยสร้างสัญญาณควบคุมให้กับตัวสร้างสัญญาณ PWM
- Zero Crossing ทำหน้าที่ตรวจจับมุมที่แรงดันกริดเพื่อส่งต่อให้กับบล็อกการแปลงแกน
- Alpha/Beta to DQ ทำหน้าที่แปลงแกนอ้างอิงอยู่กับที่เป็นแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส
- DQ to Alpha/Beta
- SPWM ทำหน้าที่แกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสเป็นแกนอ้างอิงอยู่กับที่

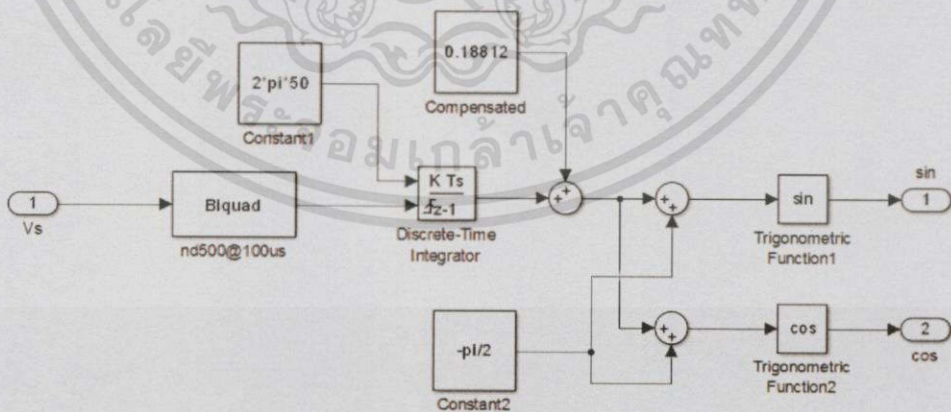
ซึ่งในบล็อกต่างๆจะประกอบไปด้วยลักษณะดังรูปที่ 3.9 – รูปที่ 3.14 ตามลำดับ



รูปที่ 3.9 แบบจำลองบล็อก Voltage Control

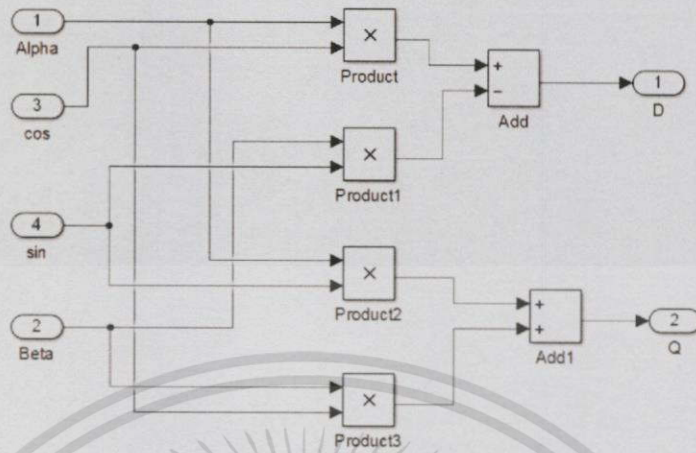


รูปที่ 3.10 แบบจำลองบล็อก Current Control

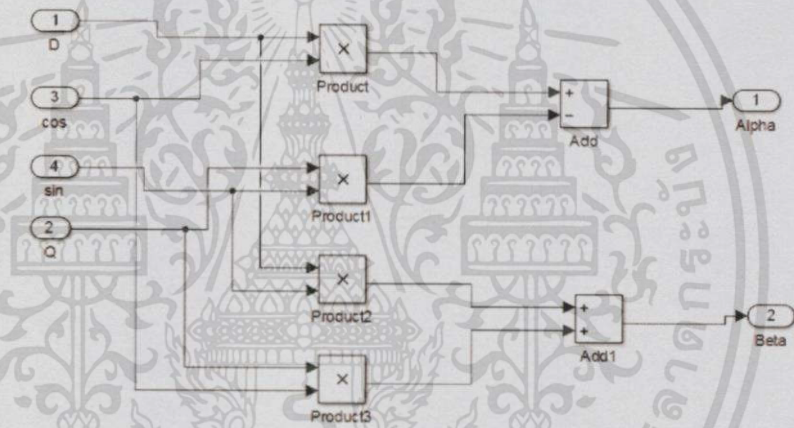


รูปที่ 3.11 แบบจำลองบล็อก Zero Crossing

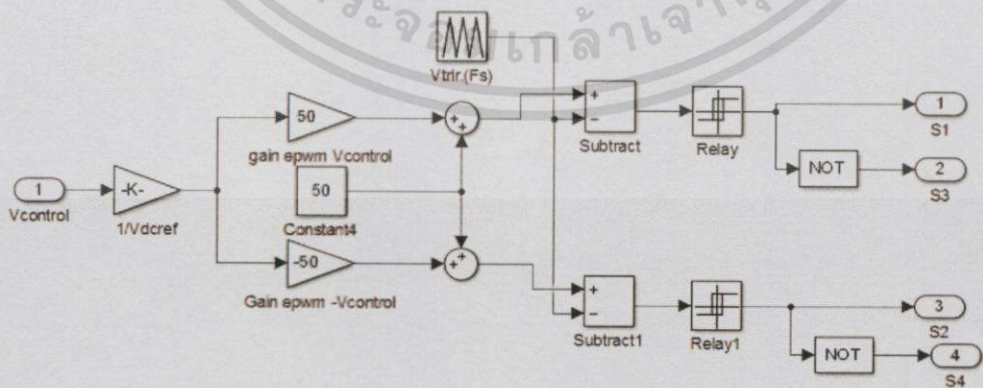
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แบบจำลองบล็อก Alpha/Beta to DQ

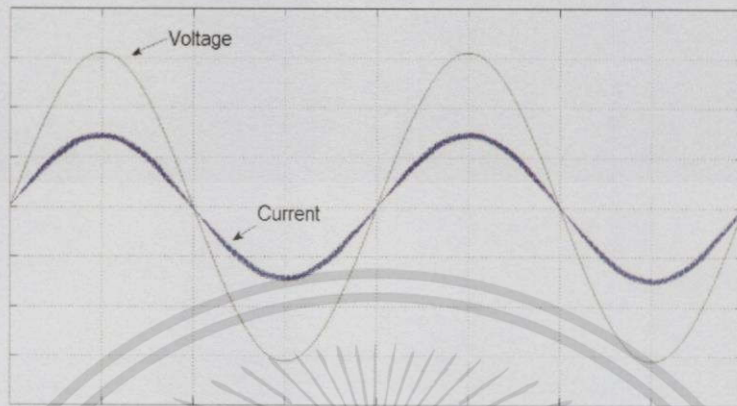


รูปที่ 3.13 แบบจำลองบล็อก DQ to Alpha/Beta

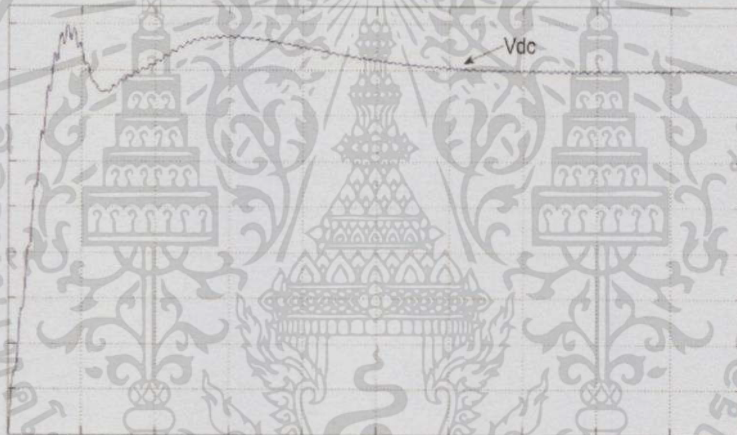


รูปที่ 3.14 แบบจำลองบล็อก SPWM

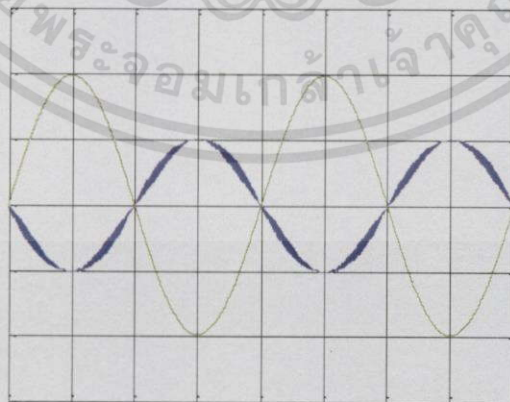
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 สัญญาณในโหมด rectifying แรงดันสี่เหลี่ยม (50V/div) และกระแสสื่อน้ำเงิน (1V/div)

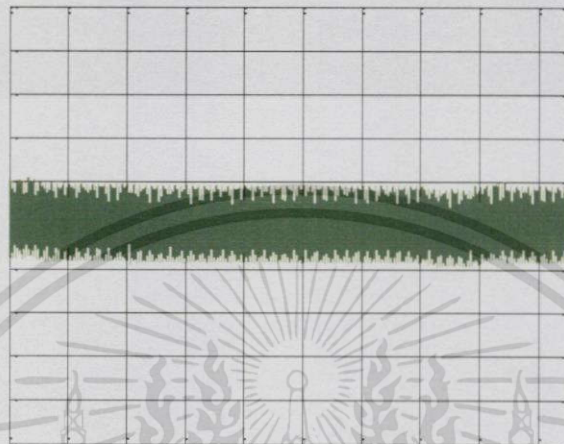
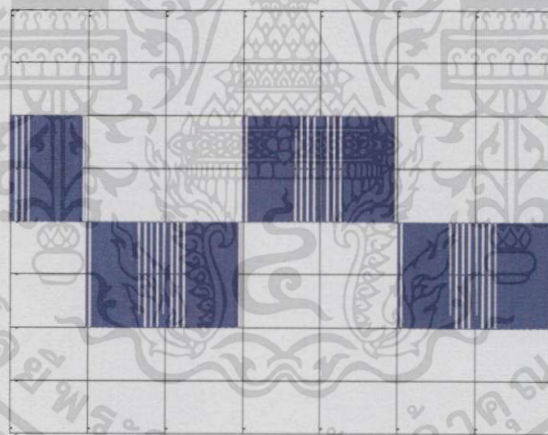


รูปที่ 3.16 แรงดันที่ตีสับ (50V/div)



รูปที่ 3.17 สัญญาณในโหมด Inverting แรงดันสี่เหลี่ยม (50V/div) และกระแสสื่อน้ำเงิน (1V/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

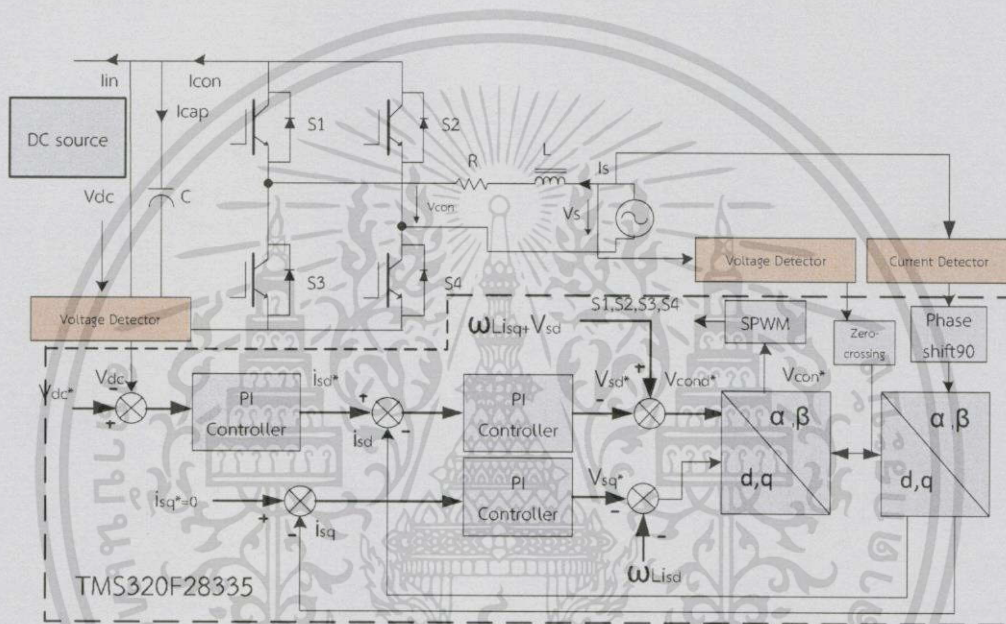
รูปที่ 3.18 กระแสในแกน q ($0.1A/div$)

รูปที่ 3.19 รูปแบบการสวิตช์แบบ Unipolar

จากรูปที่ 3.15 – 3.19 แสดงผลการจำลองระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีด จากผลการจำลอง จะพบว่าสัญญาณแรงดันและกระแสจะอินเฟส (in phase) กันในโหมดเรียงกระแส และในโหมด Inverting จะพบว่าสัญญาณแรงดันและกระแสจะทำมุมห่างกัน 180 องศา (out of phase) นั้นหมายความว่าสามารถจ่ายพลังงานคืนสู่กริดได้ ซึ่งในการจำลองจะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตีซิปส์ถูกควบคุมให้คงที่ และรูปแบบการสวิตช์ที่ถูกนำมาจำลองคือการสวิตช์แบบ Unipolar ดังรูปที่ 3.19

3.5 การออกแบบวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้างระบบควบคุมและวงจรถูกกำลังของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดโดยชุดทดลองที่ได้สร้างขึ้นมาประกอบด้วยวงจรตรวจจับกระแสและแรงดัน วงจรควบคุมหลักที่ควบคุมโดยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล(DSC) และอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าเพื่อเชื่อมกับกริด โดยถูกควบคุมจากสัญญาณที่ได้คำนวณจากตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัลรูปที่ 3.20 แสดงระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดสำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์



รูปที่ 3.20 ระบบคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟตรงที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์

3.5.1 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะแบ่งออกเป็น 4 ระดับแรงดันไฟฟ้า คือ

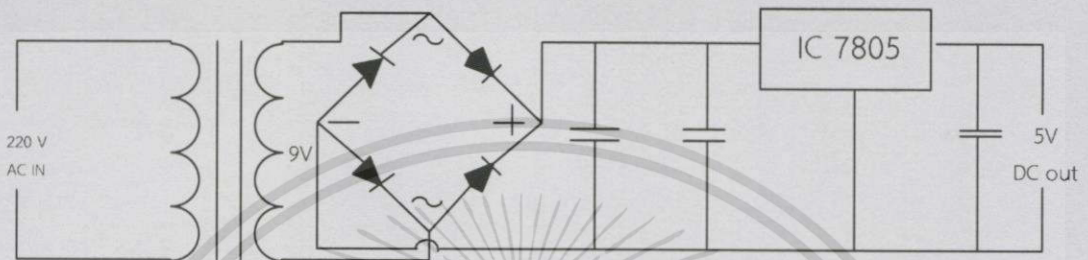
- +5 โวลต์ จำนวน 1 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.21
- +15 และ -15 โวลต์ จำนวน 7 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับตัวตรวจจับแรงดันและตัวตรวจจับกระแส วงจรขับ ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.22

ซึ่งมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ผู้ดำเนินโครงการวิจัยได้ทำการสร้างโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันจาก 220 โวลต์ เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งานโดยพิกัดหม้อแปลงที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาดต่างๆดังนี้

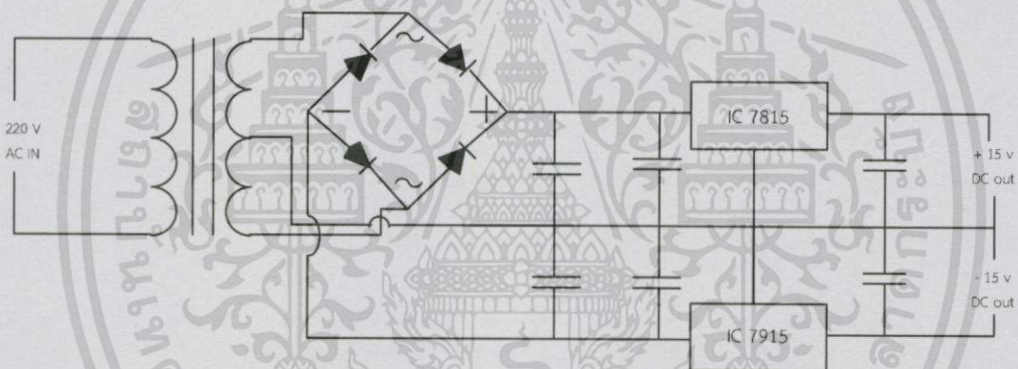
- +5 โวลต์ ใช้หม้อแปลงขนาด 220/9 V

- +15 และ -15 โวลต์ 220/18 V

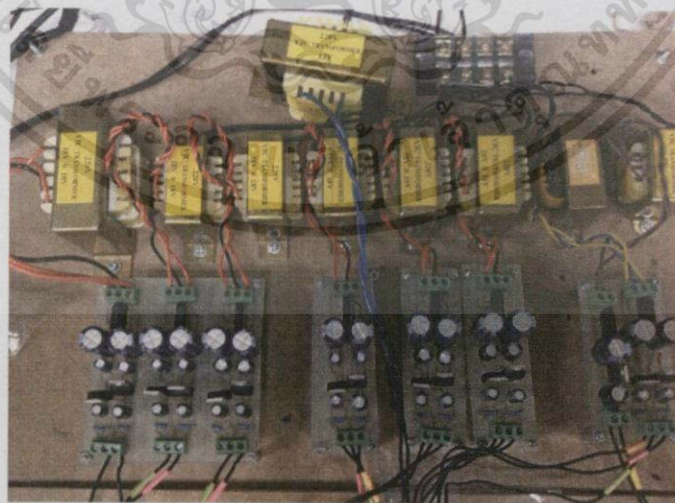
เมื่อได้ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะผ่านวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ผ่านไอซีรักษาแรงดันเบอร์ LM7805, LM7815, LM7915 และผ่านตัวกรอง เพื่อเรียงกระแส รักษาาระดับแรงดันให้ได้ค่าที่ต้องการ ทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรงเรียบ



รูปที่ 3.21 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง 5 โวลต์



รูปที่ 3.22 วงจรแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด ± 15 โวลต์

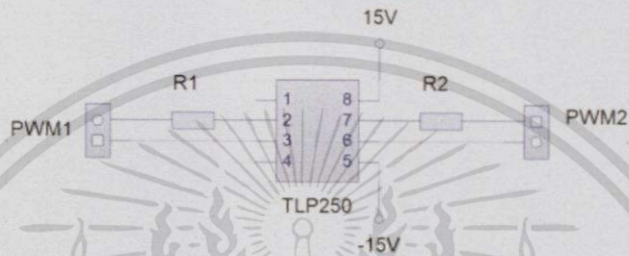


รูปที่ 3.23 ชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงของเครื่องต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 การออกแบบวงจรขั้วเกต

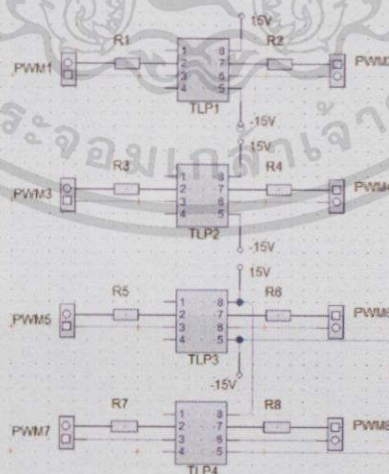
วงจรขั้วเกตมีหน้าที่ควบคุมการปิดเปิดของไอจีบีที โดยป้อนไฟเลี้ยงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 15 โวลต์ เข้าขา +V_{cc} และขนาด -15 โวลต์เข้าขากราวนด์ วงจรขั้วเกตจะถูกควบคุมโดยสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มชนิดยูนิโพล่า โดยวงจรขั้วเกตได้รับสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มที่ถูกส่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ วงจรจะนำสัญญาณไปขั้วเกต ซึ่งเลือกใช้ออปโต เบอร์ TLP250 เพื่อส่งสัญญาณไปยังขาเกต(G) ของไอจีบีที แสดงวงจรขั้วเกตดังรูปที่ 3.24



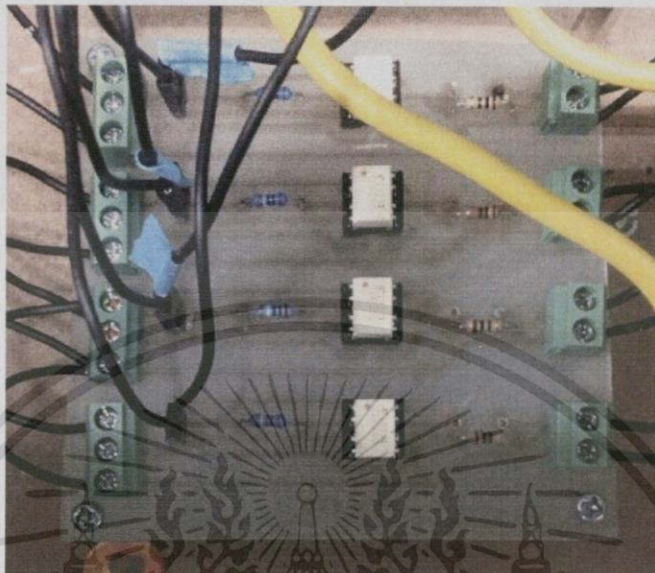
รูปที่ 3.24 วงจรขั้วเกต

3.5.3 การออกแบบวงจรสวิตช์กำลัง

การควบคุมการทำงานของไอจีบีทีกำลังจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำการแยกระหว่างสัญญาณขั้วเกตกับสัญญาณควบคุม ในการแยกกันของสัญญาณนี้เพื่อต้องการแยกราวด์ไม่ให้ไอจีบีทีกำลังตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันเกิดการลัดวงจรเนื่องจากใช้กราวด์ร่วมกัน แสดงวงจรถังรูปที่ 3.25 ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการแยกราวด์ได้ใช้ออปโต เบอร์ TLP250 จำนวน 4 ตัว โดยออปโตที่ใช้ในการควบคุมสวิตซ์ 2 ตัวบนจะต้องทำการแยกไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ ออกจากกัน ส่วนออปโตที่ใช้ในการควบคุมสวิตซ์ 2 ตัวล่างจะรับไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ จากแหล่งจ่ายชุดเดียวกัน



รูปที่ 3.25 วงจรสวิตช์กำลัง



รูปที่ 3.26 ชุดวงจรขับเคลื่อนของเครื่องต้นแบบ

3.5.4 ตัวเก็บประจุไฟตรง

ตัวเก็บประจุไฟตรงเป็นอุปกรณ์ที่ใช้รักษาระดับแรงดันไฟตรง ประพฤติตัวเป็นวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเก็บพลังงานไฟฟ้าจากวงจรเรียงกระแสและจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ในการวิจัยเป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่อขนานกับระบบ ดังนั้นขนาดของตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับแรงดันที่ใช้ในการทดลอง สำหรับเครื่องต้นแบบได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาดพิกัด 10000 ไมโครฟารัด ที่พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 450 โวลต์ จำนวน 2 ตัว



รูปที่ 3.27 ตัวเก็บประจุที่ตีซิลิค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.5 ตัวเหนี่ยวนำ

ในการวิจัยต้องการทำการเชื่อมต่อคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสกับระบบไฟฟ้า ซึ่งจะใช้ในการกรอง สำหรับเครื่องต้นแบบได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 12 mH

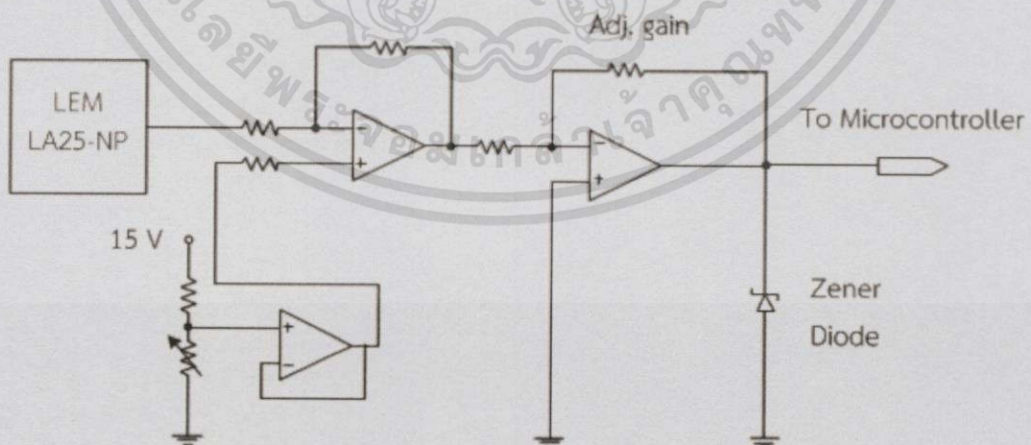


รูปที่ 3.28 ตัวเหนี่ยวนำขนาด 12 mH

3.6 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณ

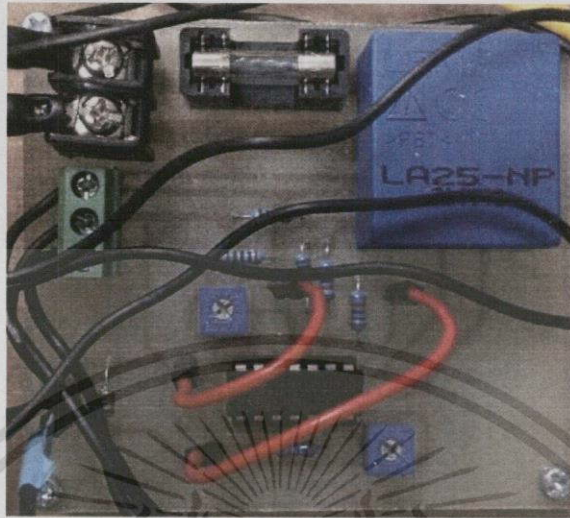
3.6.1 วงจรตรวจจับกระแส

ตัวตรวจจับกระแสของวงจรควบคุมจะทำการตรวจจับกระแส (Is) ที่กริด ซึ่งในงานปริญญาานิพนธ์ได้เลือกใช้ตัวตรวจจับกระแส LEM เบอร์ LA25-NP แล้วทำการเลือกอัตรากระแสอินพุตต่อกระแสเอาต์พุตไว้ที่ 1000:1 จากนั้นสัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับกระแสจะส่งไปยังวงจรที่ทำหน้าที่ยกระดับออฟเซตแรงดัน 1.5 V และขยายระดับสัญญาณ ซึ่งมีลักษณะวงจรมีดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 วงจรตรวจจับกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

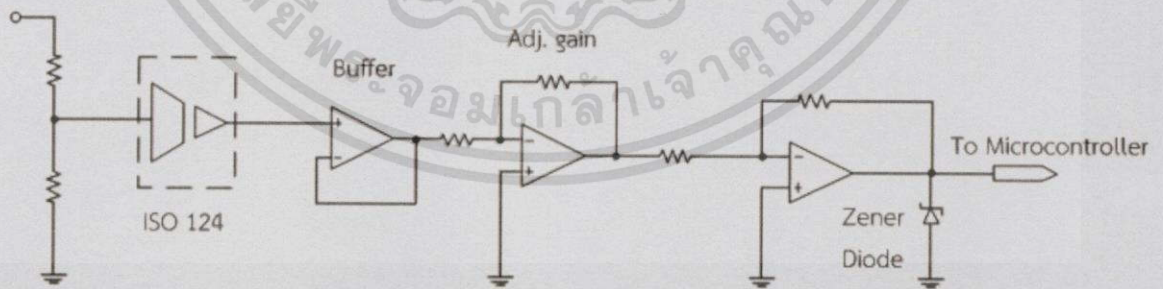


รูปที่ 3.30 ชุดตรวจจับสัญญาณกระแสของเครื่องต้นแบบ

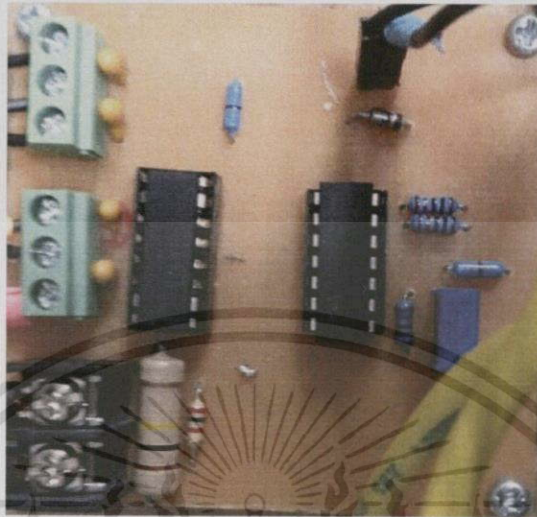
3.6.2 วงจรตรวจจับแรงดัน

3.6.2.1 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

วงจรที่ใช้ในการตรวจจับแรงดันกระแสตรงของวงจรควบคุมนั้นจะใช้ไอซีขยายสำหรับแยกโดด (Isolation Amplifiers) เบอร์ ISO124 เพื่อทำการแยกกราวด์วงจรกำลังกับวงจรควบคุม ซึ่งเราไม่สามารถนำแรงดันขนาดนั้นมาเข้าสู่ไอซีขยายสำหรับแยกโดดได้เพราะสัญญาณอินพุตสูงสุดของไอซีขยายสำหรับแยกโดดที่สามารถรับได้จะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 10 โวลต์ ดังนั้นเราจึงใช้การลดระดับแรงดันโดยใช้ความต้านทานมาเป็นส่วนแบ่งของแรงดัน (Voltage Divider) เมื่อได้ระดับแรงดันที่เหมาะสมแล้วจะทำการปรับแรงดันที่เหมาะสมและจะมีซีเนอริไดโอดเพื่อป้องกันแรงดันเกินแล้วเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป



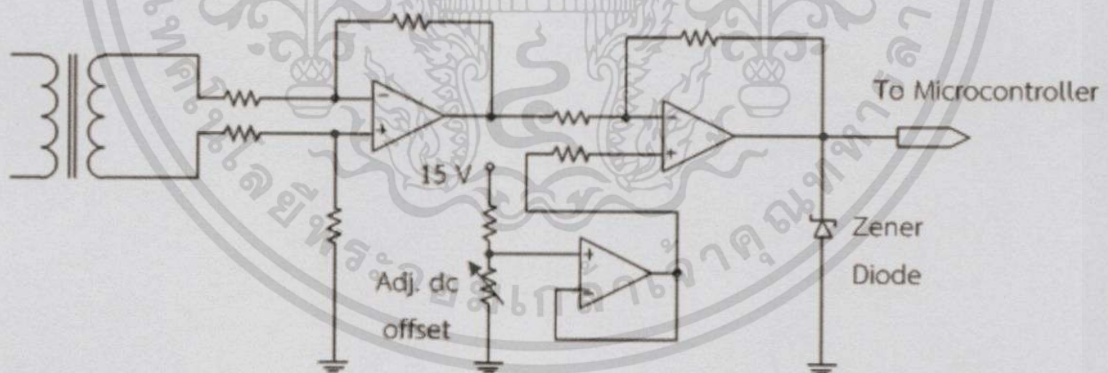
รูปที่ 3.31 วงจรตรวจจับแรงดันกระแสตรง



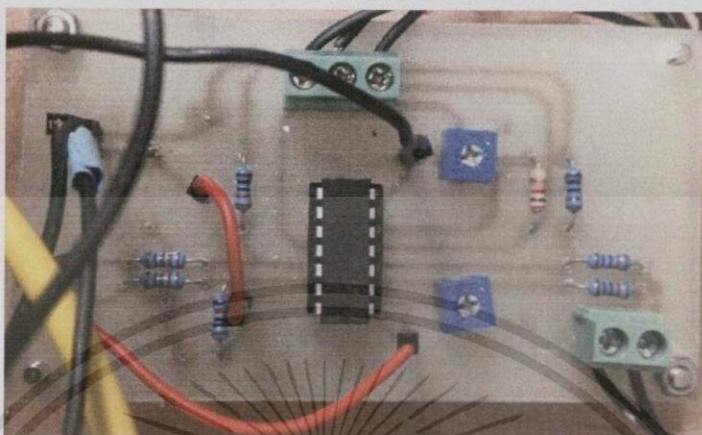
รูปที่ 3.32 ชุดตรวจจับสัญญาณแรงดันดีซีของเครื่องต้นแบบ

3.6.2.2 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

การตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟสลับนั้นจะใช้หม้อแปลงทำการลดระดับแรงดันและแรงดันนั้นเข้าสู่ออฟแอมป์เพื่อทำการปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมแล้วทำการยกระดับแรงดันออฟเซตไปที่ 1.5 V จากนั้นจะมีซีเนอร์ไดโอดป้องกันแรงดันเกินและนำเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป



รูปที่ 3.33 วงจรตรวจจับแรงดันกระแสสลับ



รูปที่ 3.34 ชุดตรวจสอบสัญญาณแรงดันไฟสลับของเครื่องต้นแบบ

3.7 ตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล

ความก้าวหน้าทางด้านไมโครคอนโทรลเลอร์และอิเล็กทรอนิกส์และความต้องการใช้งานทางด้านความเร็วสูงในการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ ส่งผลให้มีการพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เรียกว่าตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Controller :DSC) ข้อเด่นของตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัลคือความเร็วของการทำงานทางคณิตศาสตร์และฟังก์ชันการทำงานแบบตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Controller :DSC) รวมถึงมีฟังก์ชันโมดูลพิเศษให้ได้ใช้งานได้อย่างสะดวก โดยตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัลที่ใช้ในงานวิจัยเลือกใช้ C2000 ซึ่งเป็นตระกูลไมโครคอนโทรลเลอร์ 32 บิต จาก Texas Instruments Inc. ผู้ผลิต DSP , Microcontroller และไอซีต่างๆ โดย Texas Instruments ได้กำหนดชื่อตระกูลอย่างเป็นทางการของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Real-time control ว่า C2000 ซึ่งถูกจัดให้เป็น Digital Signal Controller (DSC) หากเป็นตระกูลอื่นที่ไม่ใช่ C2000 เช่น C5000 หรือ C6000 จะถูกจัดให้อยู่ในตระกูล Digital Signal Processor (DSP) ที่เน้นใช้งานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นส่วนใหญ่ เช่น ประมวลผลวิดีโอ และมีไมโครคอมพิวเตอร์ เป็นต้น

คุณสมบัติเด่นโดยรวมของ C2000 เบอร์ TMS320F28335

- High-Performance Static CMOS Technology
 - Up to 150 MHz (6.67-ns Cycle Time)
 - 1.9-V/1.8-V Core, 3.3-V I/O Design
- High-Performance 32-Bit CPU (TMS320C28x)
 - Single-Precision Floating-Point Unit (FPU)
 - 16 x 16 and 32 x 32 MAC Operations
 - 16 x 16 Dual MAC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fast Interrupt Response and Processing

Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)

- Six-Channel DMA Controller (for ADC, McBSP, ePWM, XINTF, and SARAM)
- 16-Bit or 32-Bit External Interface (XINTF)

Over 2M x 16 Address Reach

- On-Chip Memory

256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM

1K x 16 OTP ROM

- Boot ROM (8K x 16)

With Software Boot Modes (via SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF, and Parallel I/O)

Standard Math Tables

- GPIO63 Pins
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports All 58 Peripheral Interrupts
- Enhanced Control Peripherals

Up to 18 PWM Outputs

Up to 6 HRPWM Outputs With 150 ps MEP Resolution

Up to 6 Event Capture Inputs

Up to 2 Quadrature Encoder Interfaces

Up to 8 32-Bit Timers (6 for eCAPs and 2 for eQEPs)

Up to 9 16-Bit Timers (6 for ePWMs and 3 XINTCTRs)

- Three 32-Bit CPU Timers
- Serial Port Peripherals

Up to 2 CAN Modules

Up to 3 SCI (UART) Modules

Up to 2 McBSP Modules (Configurable as SPI)

One SPI Module

One Inter-Integrated-Circuit (I2C) Bus

- 12-Bit ADC, 16 Channels

80-ns Conversion Rate

2 x 8 Channel Input Multiplexer

Two Sample-and-Hold

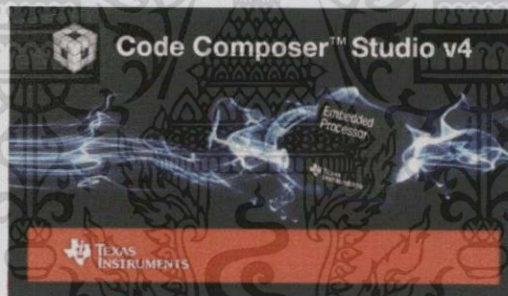
Single/Simultaneous Conversions

Internal or External Reference

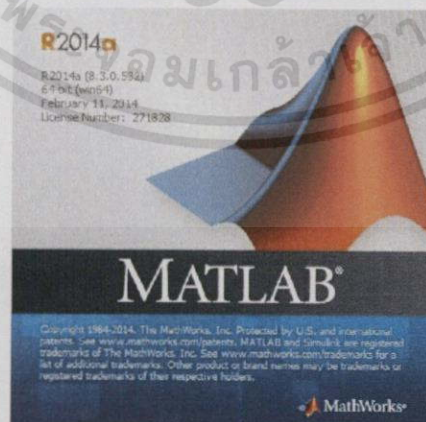
3.7.1 ซอฟต์แวร์สำหรับพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000

การพัฒนาาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องใช้ทั้งฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ และสำหรับการทดลองนี้จะแนะนำซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการโปรแกรมซอร์สโค้ดลงไปบนไมโครคอนโทรลเลอร์และโปรแกรมคอมไพเลอร์ ซึ่งมีโปรแกรม 2 ตัว คือ

1. Code Composer Studio 4 (CCS4) ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์โปรแกรม และคอมไพเลอร์ภาษาซี
2. MATLAB/Simulink เป็นโปรแกรมคอมไพเลอร์บล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 3.35 โปรแกรม Code Composer Studio 4 (CCS4)



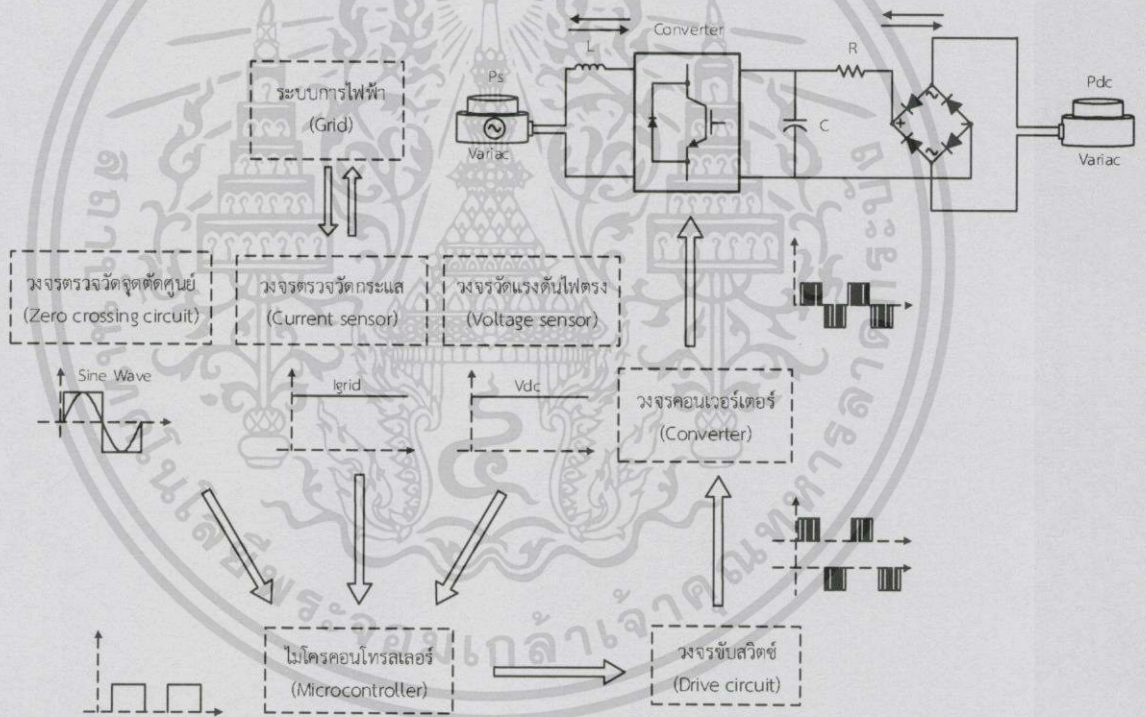
รูปที่ 3.36 โปรแกรม MATLAB/Simulink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนแรกเป็นการทดลองการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดการไฟฟ้าที่ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแสเพื่อทดสอบว่าวงจรจะสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ได้ ส่วนที่สองเป็นการทดลองการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดการไฟฟ้าที่ทำงานในโหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบว่าวงจรจะสามารถจ่ายคืนพลังงานไฟฟ้าคืนสู่กริดได้ แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดแสดงดังรูปที่ 4.1



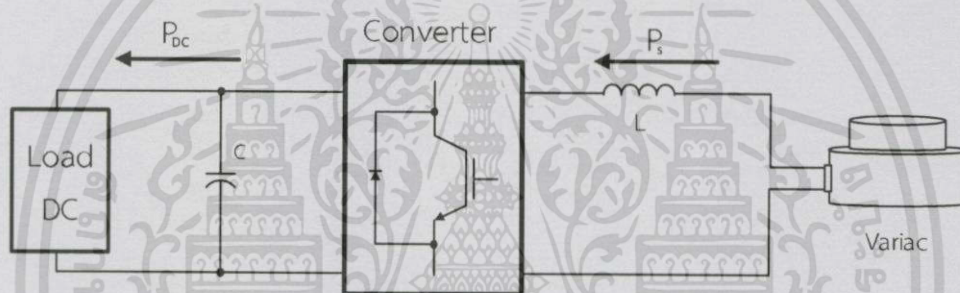
รูปที่ 4.1 แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด

4.1 ผลการทดลอง

4.1.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด

4.1.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส

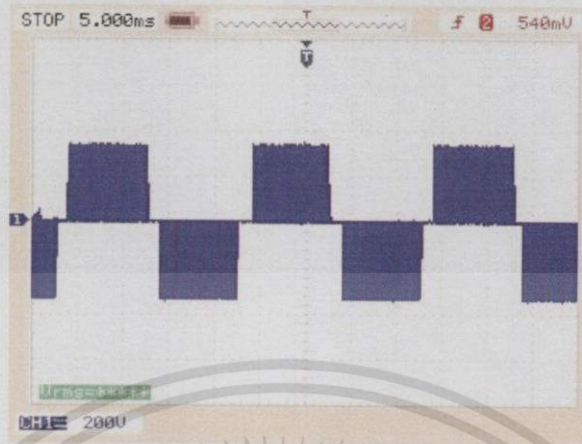
การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดการไฟฟ้าที่ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส โดยได้ทำการทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟตรงที่ค่าระดับต่างๆ โดยใช้โหลดหลอดไฟจำนวน 4 และ 6 หลอด และใช้โหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อทดสอบว่าที่กำลังไฟระดับต่างกันระบบยังคงสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ได้ จากนั้นทำการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) และประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์



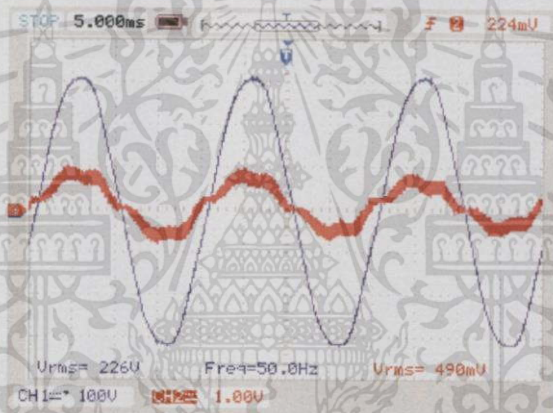
รูปที่ 4.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดที่ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$

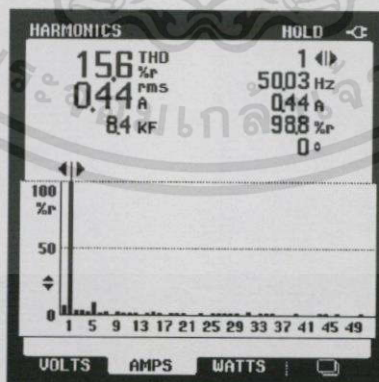
จำนวนหลอดไฟ (หลอด)	$I_s(rms)$ (A)	THDi (%)	P_s (W)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	Pdc (W)	Efficiency (%)
2	0.44	15.6	19	0.96	0.98	93.7	18.4	96.84
4	0.85	9.4	42	0.97	0.99	98.8	40.7	96.90
6	1.12	6.8	86	0.99	0.99	100.4	63.5	73.83



รูปที่ 4.3 รูปแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์



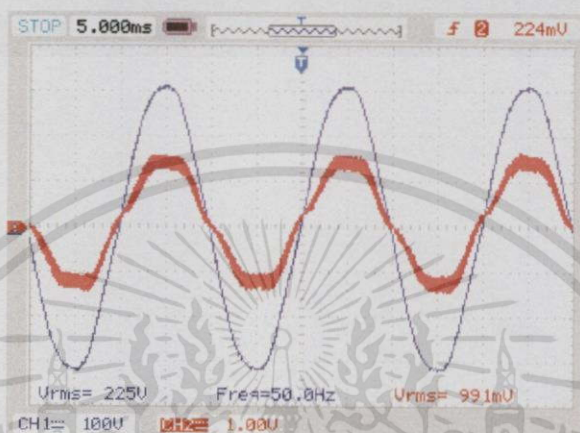
รูปที่ 4.4 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 2 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$



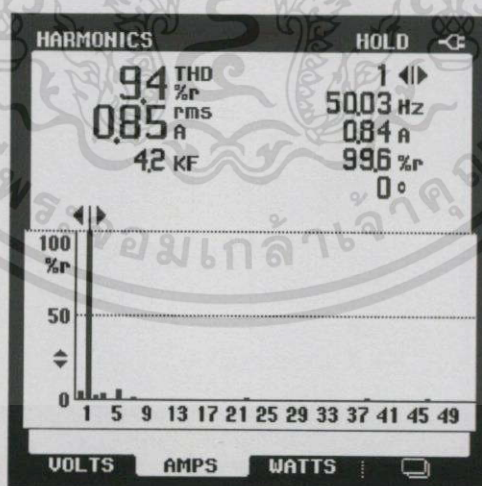
รูปที่ 4.5 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi) ของหลอดหลอดไฟ 2 หลอด

ที่ $V_{dc,ref} = 100V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



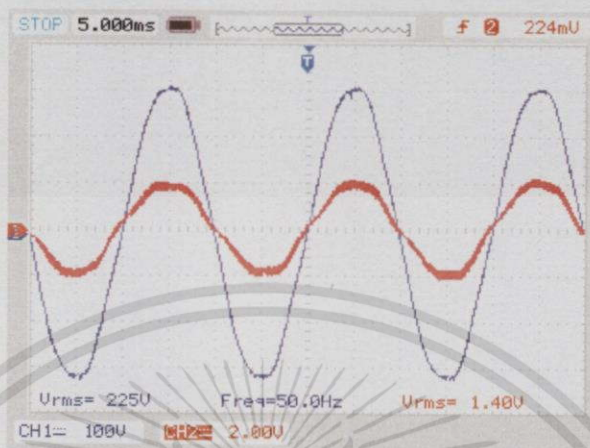
รูปที่ 4.6 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโวลต์หลอดไฟ 4 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$



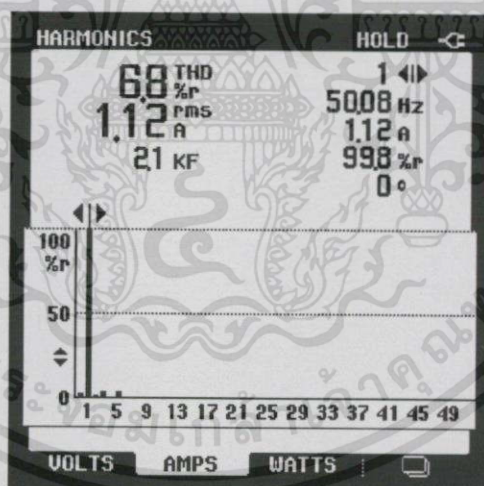
รูปที่ 4.7 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโวลต์หลอดไฟ 4 หลอด

ที่ $V_{dc,ref} = 100V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 6 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 100V$



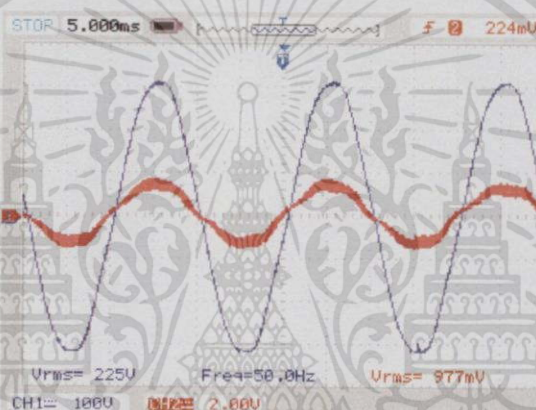
รูปที่ 4.9 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 6 หลอด

ที่ $V_{dc,ref} = 100V$

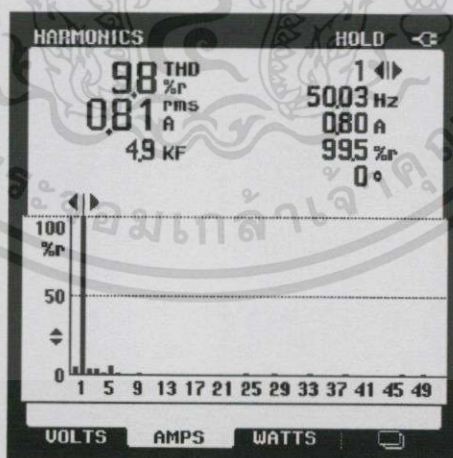
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองอินโหมตวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 150V$

จำนวน โหลดไฟ (โหลด)	$I_s(rms)$ (A)	THDi (%)	P_s (W)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	Pdc (W)	Efficiency (%)
2	0.81	9.8	41	0.96	0.96	149.1	37.7	91.95
4	1.72	5.9	81	0.99	0.96	148.2	75	92.59
6	2.33	5	125	0.98	1	150	114.1	91.28

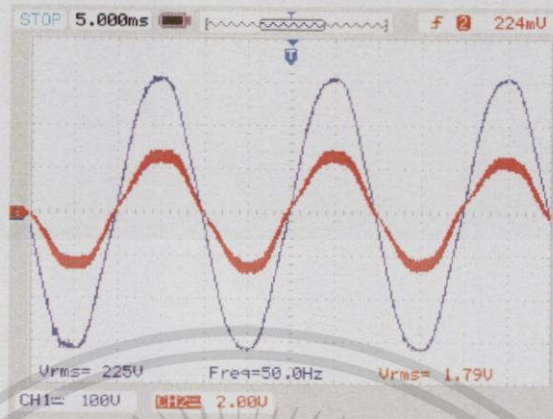


รูปที่ 4.10 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 2 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$

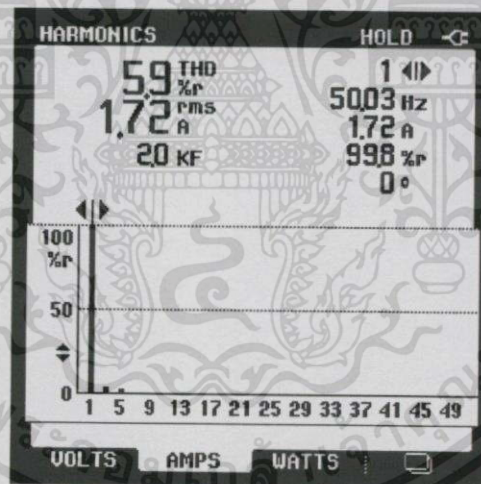


รูปที่ 4.11 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 2 โหลด
ที่ $V_{dc,ref} = 150V$

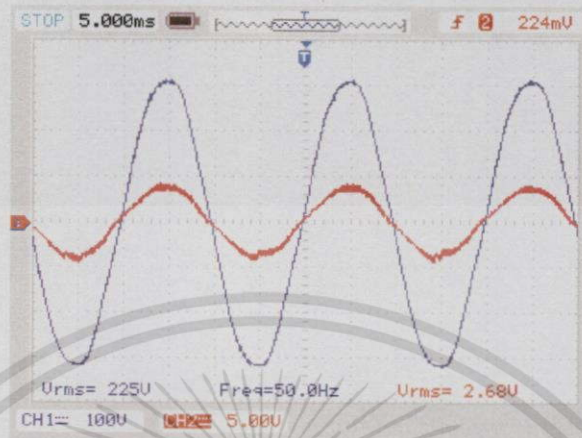
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



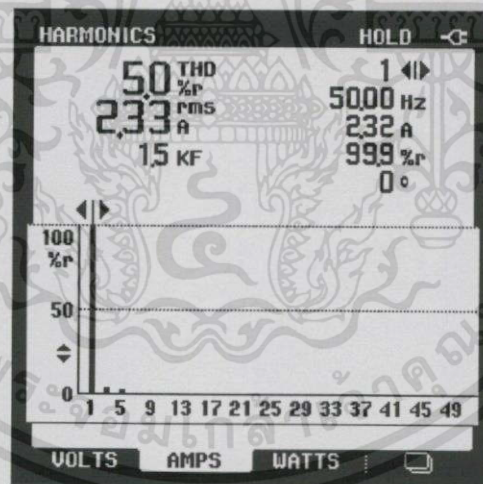
รูปที่ 4.12 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$



รูปที่ 4.13 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด
ที่ $V_{dc,ref} = 150V$



รูปที่ 4.14 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 6 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 150V$



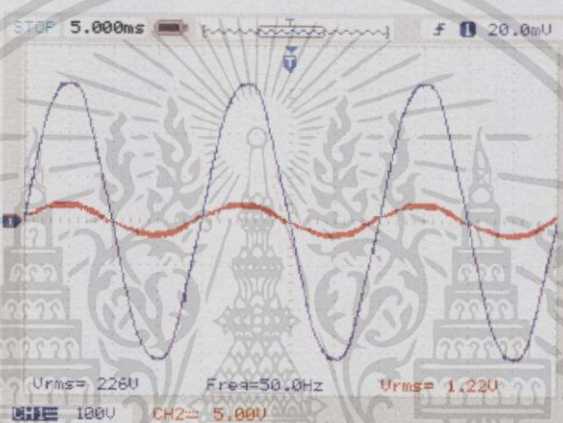
รูปที่ 4.15 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 6 หลอด

ที่ $V_{dc,ref} = 150V$

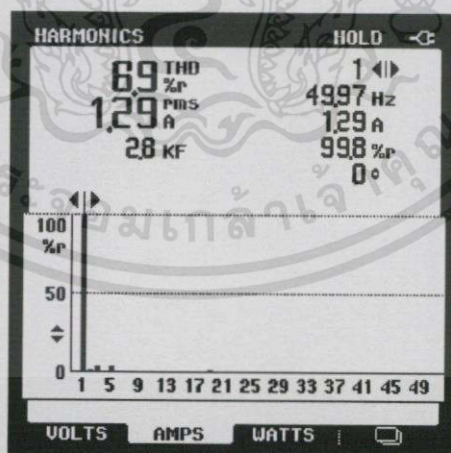
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 200V$

จำนวน โหลดไฟ (โหลด)	$I_s(rms)$ (A)	THDi (%)	P_s (W)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	P_{dc} (W)	Efficiency (%)
2	1.29	6.9	60	0.95	0.98	102.5	56.8	94.66
4	2.5	5.1	130	0.99	0.99	197.5	115.2	89.39
6	3.67	4.5	215	0.99	1	201.1	178.2	82.89

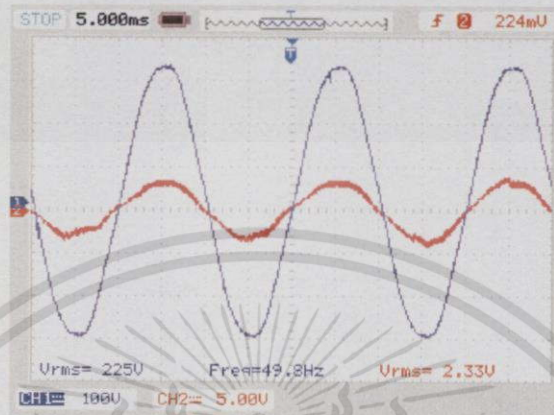


รูปที่ 4.16 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดโหลดไฟ 2 โหลด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$

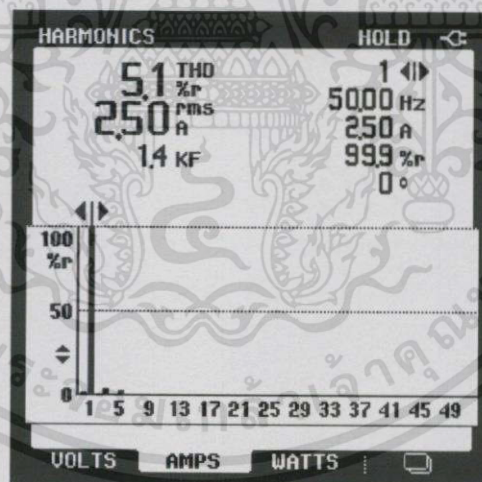


รูปที่ 4.17 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดโหลดไฟ 2 โหลด
ที่ $V_{dc,ref} = 200V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



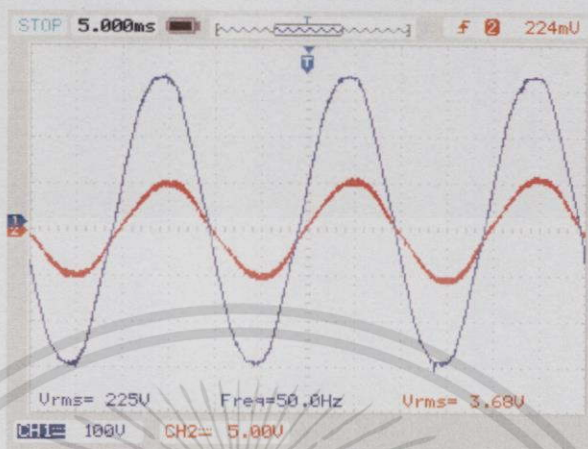
รูปที่ 4.18 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$



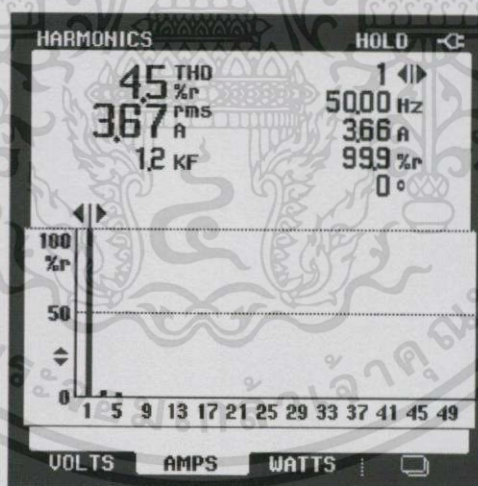
รูปที่ 4.19 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด

ที่ $V_{dc,ref} = 200V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



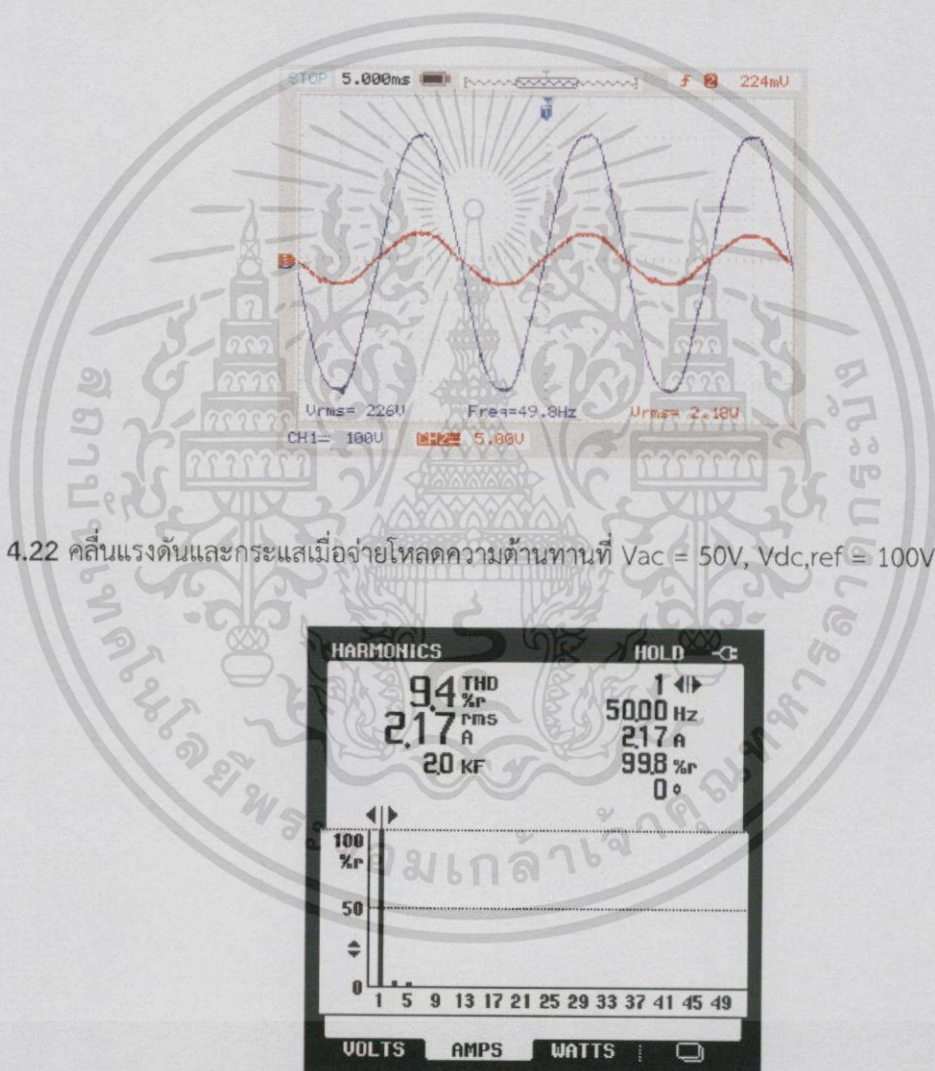
รูปที่ 4.20 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 6 หลอด ที่ $V_{dc,ref} = 200V$



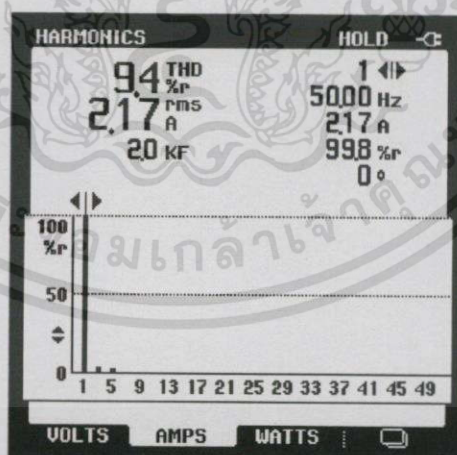
รูปที่ 4.21 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 6 หลอด
ที่ $V_{dc,ref} = 200V$

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$

P_s (W)	$I_{s,rms}$ (A)	V_{dc} (V)	P_{dc} (W)	P.F.	D.P.F	THDi (%)	Efficiency (%)
101	2.17	99	98.4	0.99	1	9.4	97.42
215	4.42	89	190.8	0.99	1	5.6	88.74
315	6.31	96.9	298.8	0.99	1	3.9	94.85

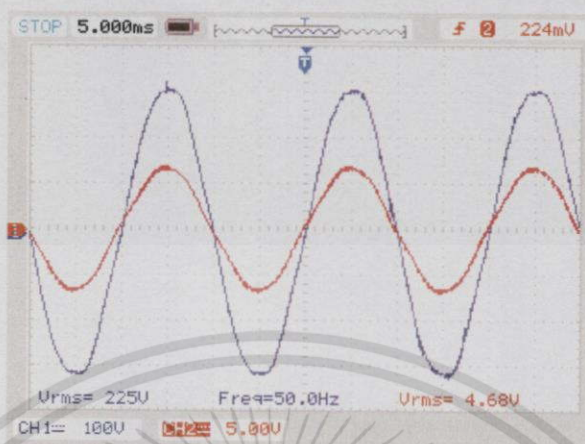


รูปที่ 4.22 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทานที่ $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$, 100W

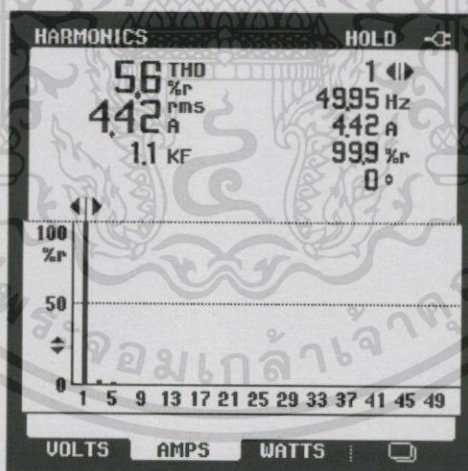


รูปที่ 4.23 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi) ของโหลดความต้านทานที่ $V_{ac}=50V$, $V_{dc,ref}=100V$, 100W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



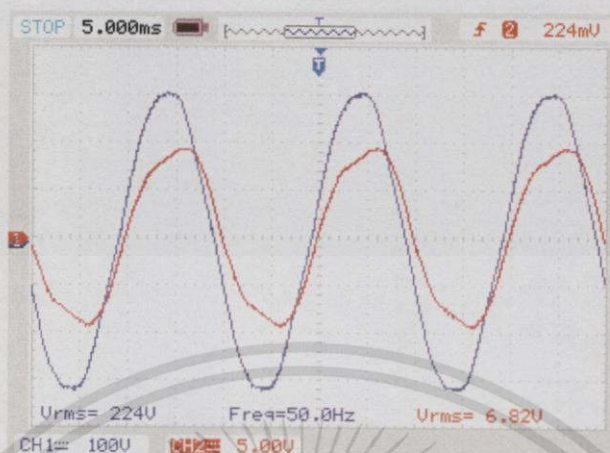
รูปที่ 4.24 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$, 200W



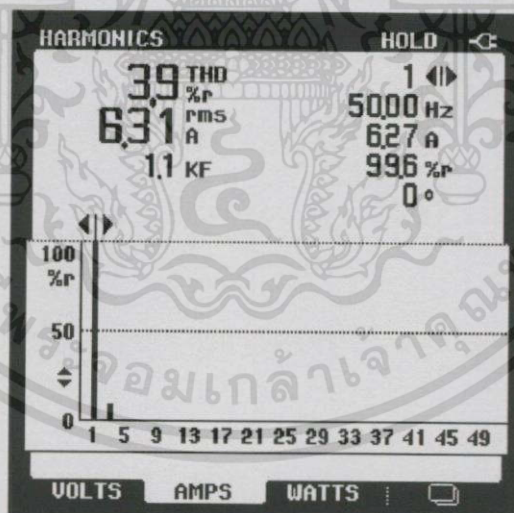
รูปที่ 4.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดความต้านทาน

$V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$, 200W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$, $300W$



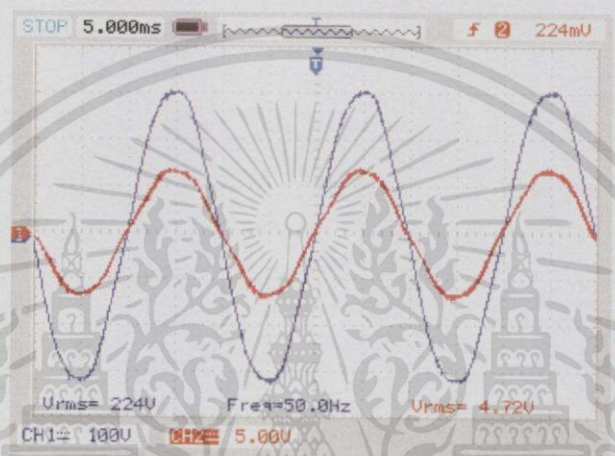
รูปที่ 4.27 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดความต้านทาน

$V_{ac} = 50V$, $V_{dc,ref} = 100V$, $300W$

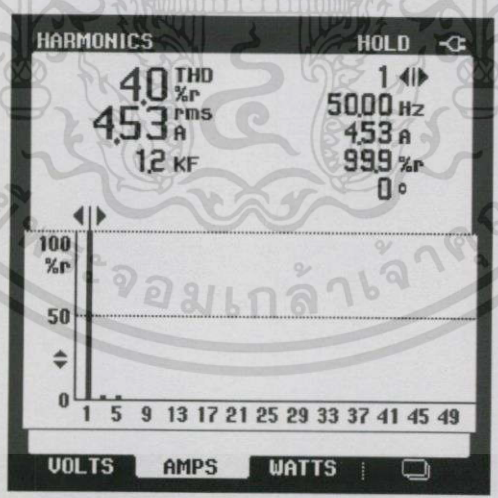
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสโหลดความต้านทาน $V_{ac} = 100V, V_{dc,ref} = 200V$

Ps (W)	Is,rms (A)	Vdc (V)	Pdc (W)	P.F.	D.P.F	THDi (%)	Efficiency (%)
365	3.77	170	324.6	0.99	1	4.5	88.93
449	4.53	192.2	412.6	0.99	1	4	91.89



รูปที่ 4.28 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อจ่ายโหลดความต้านทานที่ $V_{ac} = 100V, V_{dc,ref} = 200V, 450W$



รูปที่ 4.29 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดความต้านทาน

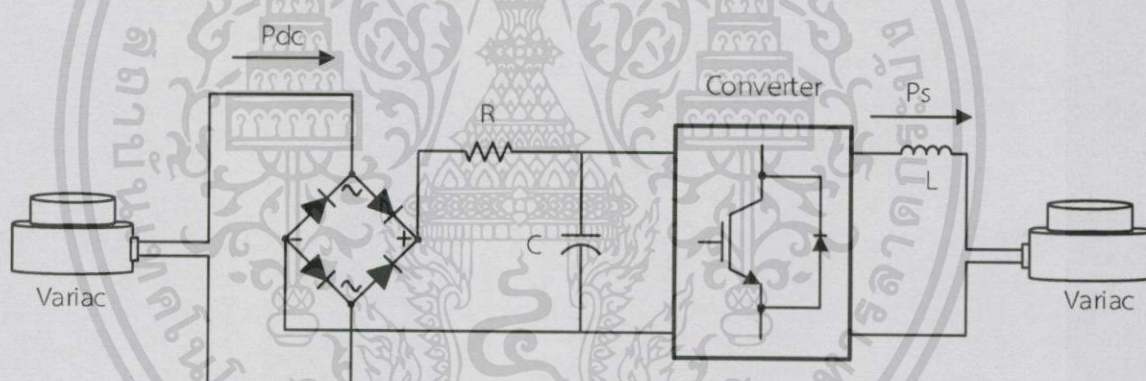
ที่ $V_{ac} = 100V, V_{dc,ref} = 200V, 450W$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปผลการทดลองจะเห็นได้ว่าระบบสามารถรักษาแรงดันไฟตรงให้คงที่ได้ โดยรูปคลื่นของแรงดันและกระแสจะมีมุมเฟสเดียวกัน แสดงให้เห็นว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการส่งกำลังไฟฟ้าจากกริดไปยังโหลดเนื่องจากการทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส

4.1.1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์

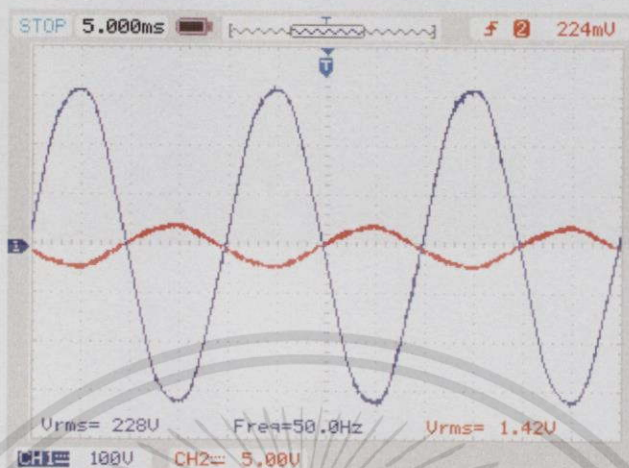
การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริดที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์ หลังจากการทดสอบในโหมดของวงจรเรียงกระแสแล้วพบว่าระบบสามารถรักษาแรงดันไฟตรงให้คงที่ได้ จึงทำการจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด (แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ) เมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อ้างอิง จะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แปลงผันกำลังไฟฟ้าจากทางด้านกระแสตรงกลับคืนสู่กริด จากนั้นทำการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) และประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์



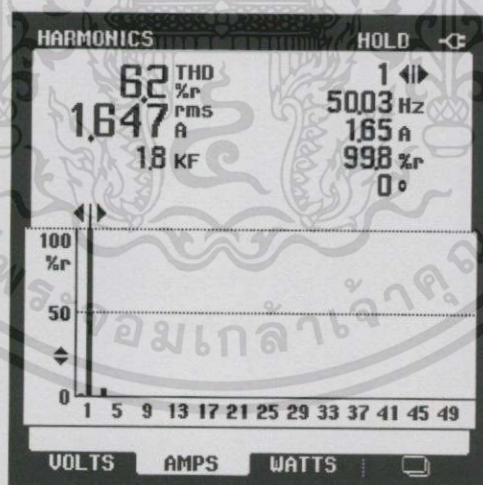
รูปที่ 4.30 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริดที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 4.6 ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{ac}=50V, V_{dc}=100V$

Pdc(input) (W)	Iac,rms (A)	Vdc (V)	Pac(output) (W)	P.F.	D.P.F	THDi (%)	Efficiency (%)
94.5	1.647	97.2	78	0.99	1	6.2	82.54
203.9	3.412	98.2	170	1	1	4.4	83.37
308.5	5.17	103.9	275	1	1	3.2	89.14

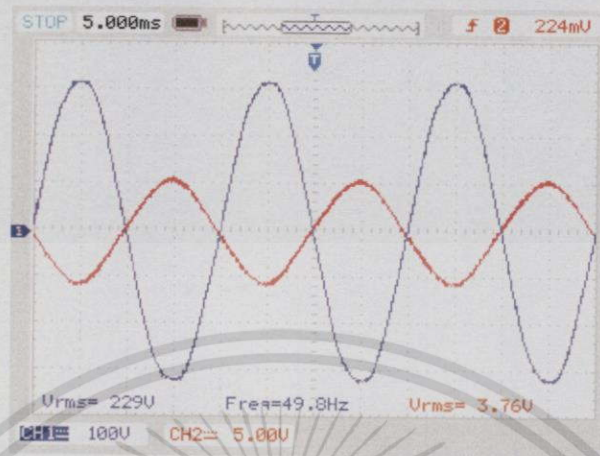


รูปที่ 4.31 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V , 100W

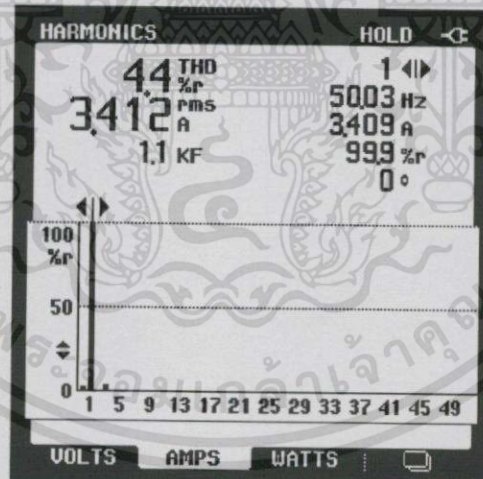


รูปที่ 4.32 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 100W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 คลื่นแรงดันและกระแสในโหลดอินเวอร์เตอร์ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 200W



รูปที่ 4.34 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 200W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 300W



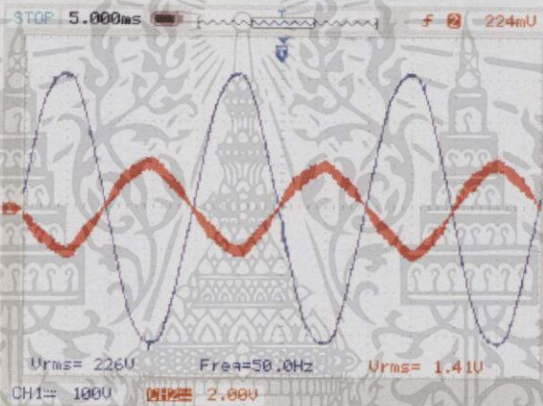
รูปที่ 4.36 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 50 Vac, Vdc,ref = 100V, 300W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

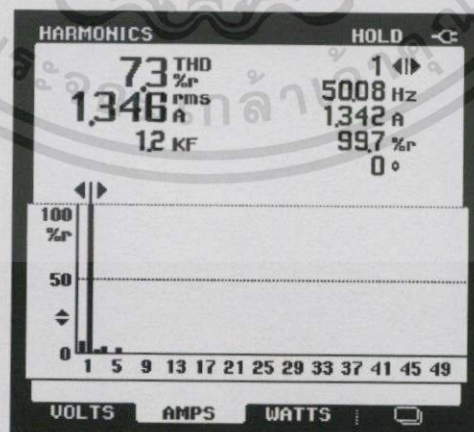
ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์

ที่ $V_{ac} = 100V$, $V_{dc} = 200V$

Pdc(input) (W)	Iac,rms (A)	Vdc (V)	Pac(output) (W)	P.F.	D.P.F	THDi (%)	Efficiency (%)
155.1	1.346	196.1	129	0.97	1	7.3	83.17
206.5	1.72	194.0	186	0.98	0.99	6.7	90.07
311.9	3.002	193.5	275	0.98	0.99	5.5	88.17
445.5	3.945	192.9	415	1	1	5.1	93.15
511.5	4.79	197.4	495	1	1	4.3	96.77

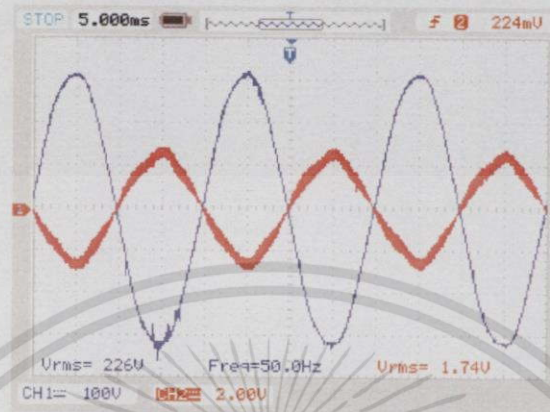


รูปที่ 4.37 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ 100 Vac, $V_{dc,ref} = 200V$, 100W

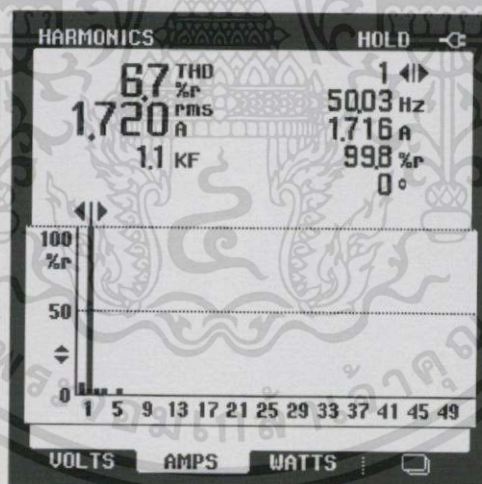


รูปที่ 4.38 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 100 Vac , $V_{dc,ref} = 200V$, 100W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

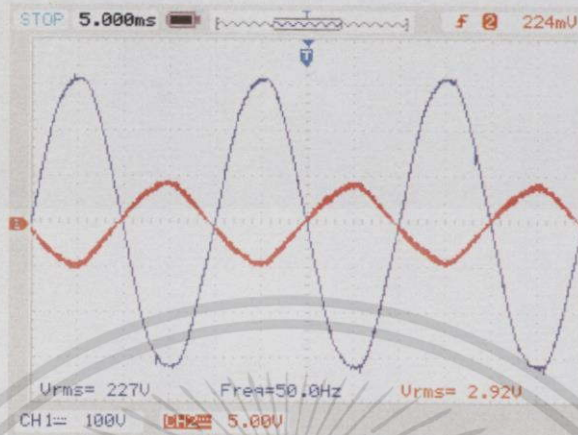


รูปที่ 4.39 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ 100 Vac, $V_{dc,ref} = 200V$, 200W

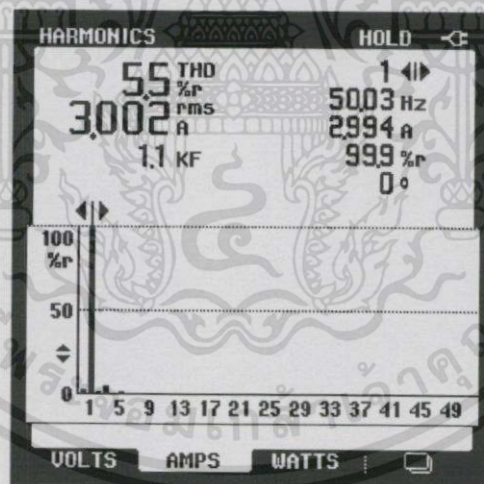


รูปที่ 4.40 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 100 Vac, $V_{dc,ref} = 200V$, 200W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



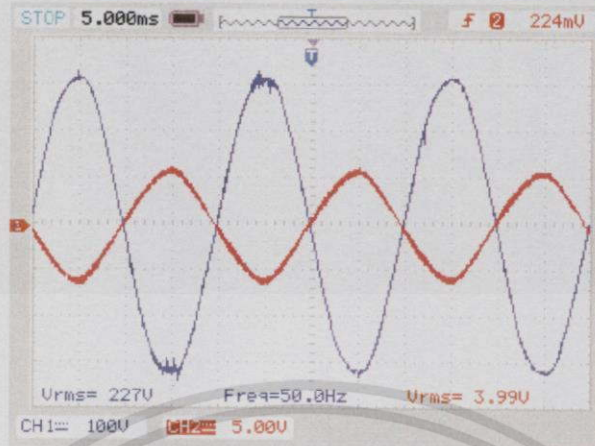
รูปที่ 4.41 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ 100 Vac , Vdc,ref = 200V , 300W



รูปที่ 4.42 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 100 Vac,

Vdc,ref = 200V, 300W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

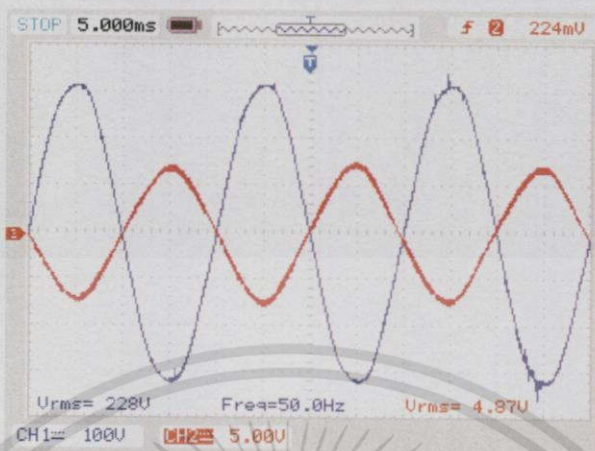


รูปที่ 4.43 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมตอินเวอร์เตอร์ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 400W

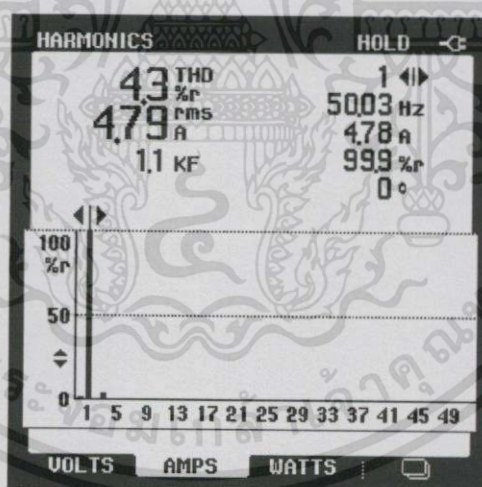


รูปที่ 4.44 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 400W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.45 คลื่นแรงดันและกระแสในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ 100 Vac, Vdc,ref = 200V, 500W



รูปที่ 4.46 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ที่ 100Vac, Vdc,ref = 200V, 500W

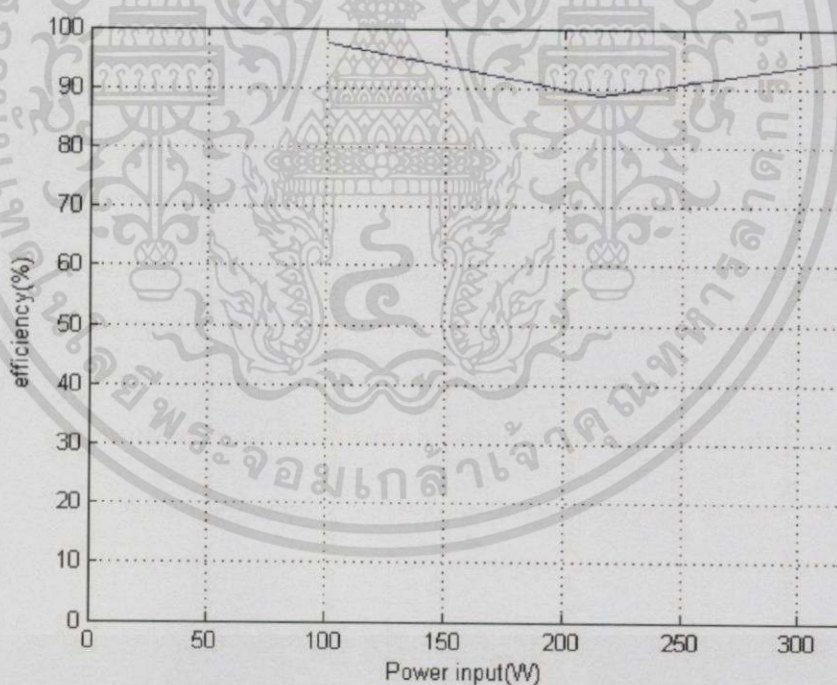
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์ รูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านกริดมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริดได้ โดยกระแสไฟฟ้าจะมีทิศทางไหลจากทางด้านแรงดันไฟตรงไปสู่กริด เมื่อเพิ่มแรงดันไฟตรงให้สูงขึ้นจะมีการส่งกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริดมากขึ้น

4.1.2 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์

4.1.2.1 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดวงจรเรียงกระแส

เมื่อนำข้อมูลที่ได้จากตารางที่ 4.4 - 4.5 มาพล็อตกราฟระหว่างประสิทธิภาพของวงจรกับกำลังไฟฟ้าอินพุท พบว่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ก็ลดลงตามกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นด้วย ประสิทธิภาพโดยรวมของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดวงจรเรียงกระแสอยู่ในระดับที่น่าพอใจคือมีค่ามากกว่า 90%

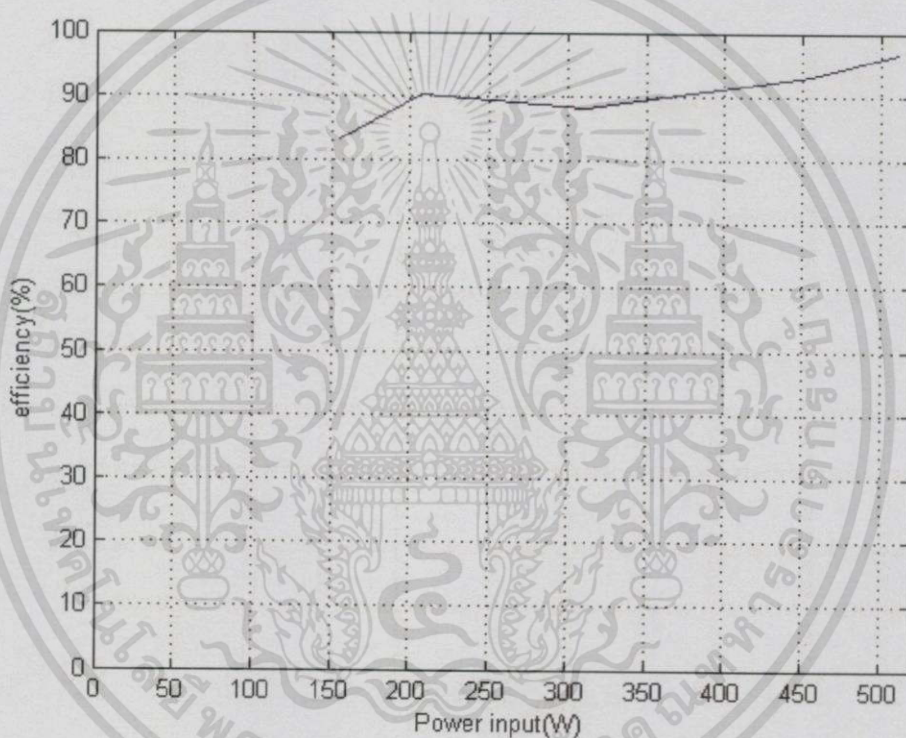


รูปที่ 4.47 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดวงจรเรียงกระแสโหลดความต้านทาน

$$V_{ac} = 50V, V_{dc,ref} = 100V$$

4.1.2.2 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดของอินเวอร์เตอร์

เมื่อนำข้อมูลที่ได้จากตารางที่ 4.7 มาพล็อตกราฟระหว่างประสิทธิภาพของวงจรกับกำลังไฟฟ้าอินพุท พบว่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ก็ลดลงตามกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นด้วย ประสิทธิภาพโดยรวมของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดของอินเวอร์เตอร์อยู่ในระดับที่น่าพอใจคือมีค่าประมาณ 80 - 90%



รูปที่ 4.48 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ $V_{ac} = 100V$, $V_{dc} = 200V$

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

โครงการนี้นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดหนึ่งเฟสที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง โดยใช้หลักการแปลงแกน DQ ในการควบคุมกระแสและแรงดันที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง (Vdc) เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด เริ่มต้นการออกแบบวงจรจากการจำลองการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink จากนั้นทำการออกแบบการสร้างวงจรภาคกำลังและวงจรภาคควบคุม แล้วจึงทำการเขียนโปรแกรมลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28335 เมื่อระบบเป็นที่น่าพอใจแล้วจึงเริ่มการทดลองโดยแบ่งการทดลองออกเป็น 2 โหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

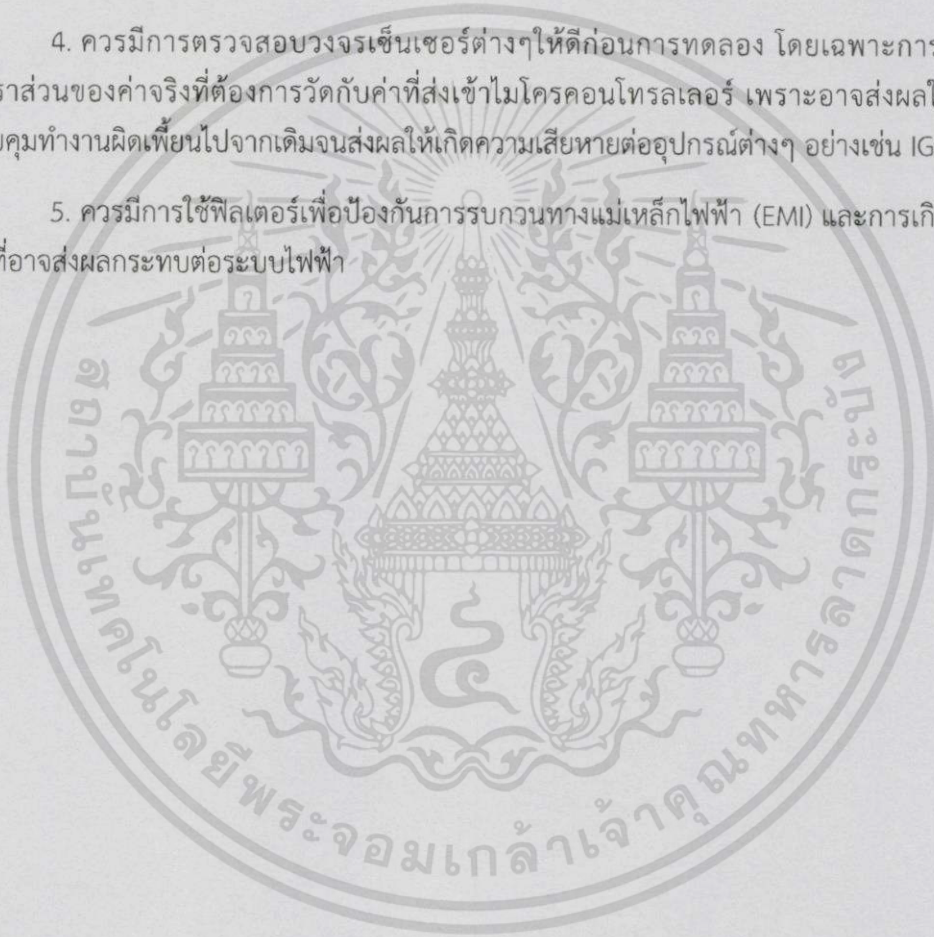
โหมดการทำงานของวงจรเรียงกระแส ทดลองโดยต่อหลอดไฟที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง และต่อโหลดความต้านทานปรับค่าได้เมื่อทดสอบที่กำลังไฟฟ้ามากขึ้น จากนั้นค่อยๆเพิ่มแรงดันทางด้านกริดโดยผ่าน Variac ซึ่งจากผลการทดลองพบว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ได้ รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านกริดจะมีมุมเฟสตรงกัน แสดงถึงกำลังไฟฟ้าที่เป็นบวกเนื่องจากกระแสไฟฟ้าจะมีทิศทางการไหลจากกริดไปสู่โหลดที่ทดสอบ

โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ทดลองโดยการต่อ Variac ทั้งทางด้านกริดและทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยทางด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้น Variac จะต่อผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์เพื่อจำลองให้เป็น DC Source โดยจะกำหนดแรงดันไฟสลับอ้างอิงทางด้านกริด และกำหนดแรงดันไฟตรงอ้างอิงที่จุดเชื่อมร่วมให้มีค่าเท่ากับค่ายอดของแรงดันไฟสลับอ้างอิงทางด้านกริด จากนั้นเมื่อเพิ่มแรงดันทางด้านไฟตรงมากขึ้นจะพบว่ากำลังไฟฟ้าจะถูกส่งกลับจากทางด้านแรงดันไฟตรงคืนไปยังกริด รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านกริดจะมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศา แสดงถึงกำลังไฟฟ้าที่เป็นลบเนื่องจากกระแสไฟฟ้าจะมีทิศทางการไหลจากทาง DC Source ไปสู่กริด

จากการทดลองต่างๆที่กล่าวมา พบว่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในทั้ง 2 โหมดการทำงานอยู่ในระดับที่น่าพึงพอใจ คือ มีค่าอยู่ระหว่าง 80 – 90 เปอร์เซ็นต์ โดยประสิทธิภาพจะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเมื่อทำการทดสอบที่กำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้น รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) อยู่ในระดับที่ดีไม่เกิดผลกระทบต่อระบบไฟฟ้ามากนัก และยังมีแนวโน้มลดลงเมื่อทำการทดสอบที่กำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้น จากการทดลองทั้งหมดทางคณะผู้จัดทำมีความเห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะพัฒนาโครงการนี้ต่อไปทั้งทางด้านประสิทธิภาพของวงจรและการปรับปรุงกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับระบบไฟฟ้า โดยมีข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนาโครงการนี้ต่อไป

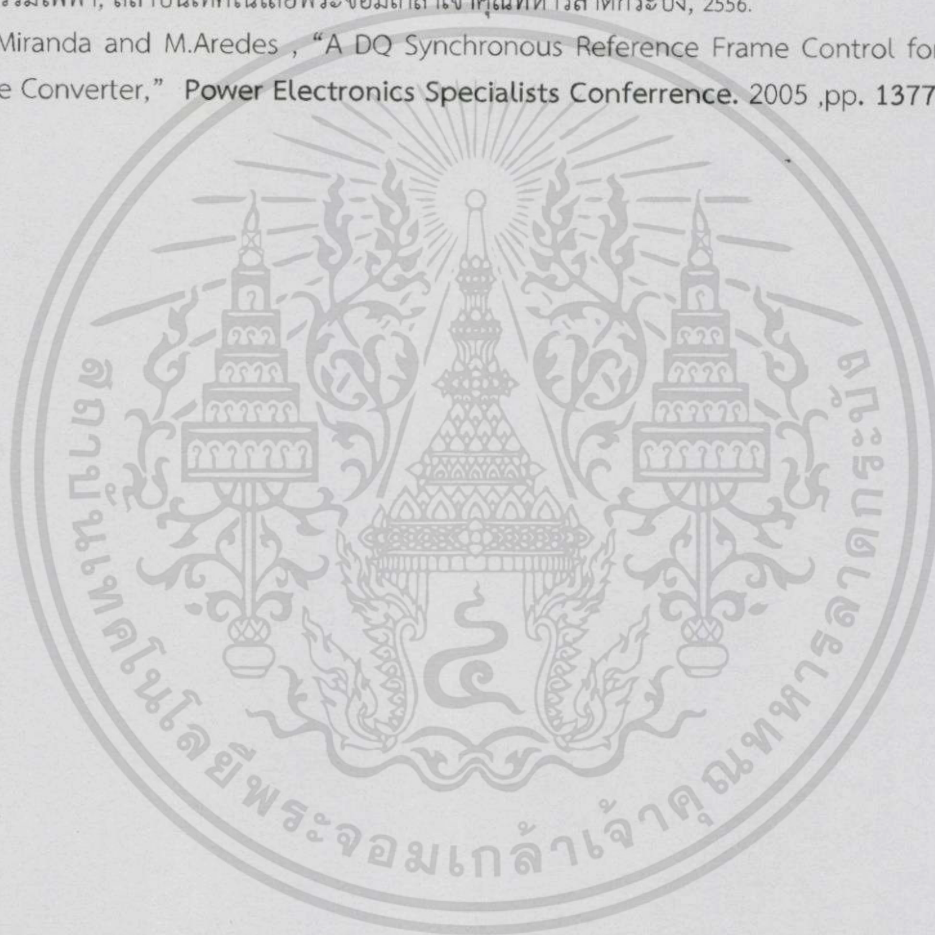
ข้อเสนอแนะ

1. ในการทดสอบคอนเวอร์เตอร์ในโหมดของอินเวอร์เตอร์ต้องใช้หม้อแปลงแยกกราวนด์ระหว่างด้านกริดไฟฟ้าและด้าน DC Source ทุกครั้งเพื่อป้องกันการลัดวงจรผ่านกราวนด์
2. ควรมีการสร้างวงจร snubber หรือวิธีการอื่นๆ เพื่อป้องกันสวิตช์ IGBT เสียหาย เนื่องจากการทดลองมีสวิตช์ IGBT เสียหายจำนวนมาก
3. ควรมีการตรวจสอบ Dead Time ของวงจรสวิตช์ให้ดีเพื่อป้องกันการทำงานพร้อมกันของ IGBT ในกิ่งเดียวกัน
4. ควรมีการตรวจสอบวงจรเซ็นเซอร์ต่างๆ ให้ดีก่อนการทดลอง โดยเฉพาะการปรับค่าอัตราส่วนของค่าจริงที่ต้องการวัดกับค่าที่ส่งเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของมิดเดียนไปจากเดิมจนส่งผลให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ต่างๆ อย่างเช่น IGBT
5. ควรมีการใช้ฟิลเตอร์เพื่อป้องกันการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) และการเกิดฮาร์โมนิกที่อาจส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้า



เอกสารอ้างอิง

- [1] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิรเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง , หจก.วี.เจ. พรินต์ติ้ง, 2555.
- [2] จิรวุฒิ เบญจนราสุทธิ, “การสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกริดสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเพื่อใช้ในระบบแปลงผันพลังงานลม,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2553.
- [3] นเรนทร์ฤทธิ จันท์เดช, นฤพงศ์ คงเกิด, ปริญญา รังษีพลาสวัสดิ์, และ ปาณิตา ก่อกิจความดี , “เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2556.
- [4] U.A Miranda and M.Aredes , “A DQ Synchronous Reference Frame Control for Single-Phase Converter,” *Power Electronics Specialists Conference*. 2005 ,pp. 1377-1381



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง

GRID CONNECTED CONVERTER USING VECTOR CONTROL TECHNIQUE FOR A DC SOURCE

จิราศ บุญทอง, จิระเดช อนันต์ชนะกิจ, จิรัฐิติ ทิพย์รัตน์, เจนณรงค์ พูนยอด

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอยคลองกรุงวิ เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร/โทรสาร 02-329-8000

บทคัดย่อ

ปัญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอรูปแบบและ โครงสร้างการทำงาน ของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง โดยทำการศึกษาระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถจ่าย โอนพลังงานกลับคืนสู่กริดการไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์เพื่อควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ส่วนระบบควบคุมนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ในการประมวลผลการทำงาน ซึ่งจากการจำลองและทดลองทำให้ทราบถึงการทำงาน ของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกกริด สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการพัฒนาระบบควบคุมเพื่อนำไปใช้งานได้จริง และมีประสิทธิภาพต่อไป

คำสำคัญ : คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด, การควบคุมแบบเวกเตอร์

Abstract

This project proposes the formation and operating structure of single phase grid connected using vector control technique for a dc source. The research of single phase converter control system that is able to transfer power to grid. The control of the power flow has been used by vector technique uses a Digital Signal Controllers (DSCs) TMS320F28335. The experiment showed that the operation of the system able to control a single phase converter to be guidance to develop control system for real using and highest efficiency.

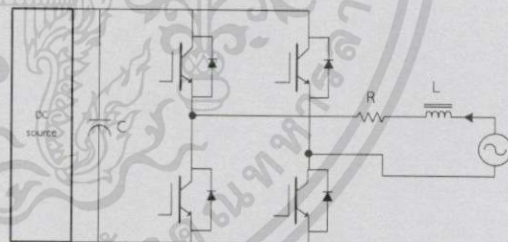
1. บทนำ

ในปัจจุบันประเทศไทยมีแนวโน้มในการใช้พลังงานไฟฟ้าที่มากขึ้น แต่เชื้อเพลิงที่ใช้ในการผลิตไฟฟ้า เช่น น้ำมัน ถ่านหิน และก๊าซธรรมชาติ มีปริมาณน้อยลงทุกที อีกทั้งพลังงานดังกล่าวยังมีมลพิษซึ่งเป็นอันตรายต่อสิ่งมีชีวิต ในปัจจุบันจึงมีการนำพลังงานทดแทนเข้ามาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม พลังงานน้ำ เป็นต้น ซึ่งพลังงานเหล่านี้มีข้อดีคือเป็นพลังงานหมุนเวียนใช้แล้วไม่หมดไป ซึ่งปัญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของพลังงานเหล่านี้ในการนำ

มาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า การนำพลังงานเหล่านี้มาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจะมีการเปลี่ยนแปลงพลังงานจากกังหันลม ,แผงโซลาร์เซลล์ หรือแหล่งกำเนิดอื่นๆที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยผ่านอินเวอร์เตอร์ส่งเข้ากริด ซึ่งในปัญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้แบบจำลองแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (โดยใช้วงจรบริดจ์รีกติไฟเออร์) และได้ออกแบบคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการควบคุมแบบ Vector-Control ซึ่งเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าจากกระแสตรงไปเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อเชื่อมต่อกับระบบของการไฟฟ้า

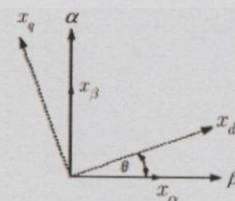
2. ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง[1]

หลักการทำงานของวงจรพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกกริดมีคุณสมบัติได้ทั้งวงจรเรียงกระแสและอินเวอร์เตอร์โดยการควบคุมแรงดันที่คิซีบัสให้คงที่ สวิตซ์แต่ละตัวถูกควบคุมโดยสัญญาณพีดีบีลิวเอ็ม ทำให้พลังงานสามารถไหลไปกลับได้



รูปที่ 2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกกริด

วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส มีคุณสมบัติได้ทั้งวงจรเรียงกระแสและอินเวอร์เตอร์ โดยการควบคุมระดับแรงดันที่คิซีบัสให้คงที่ สวิตซ์แต่ละตัวถูกควบคุมโดยสัญญาณพีดีบีลิวเอ็ม



รูปที่ 2.2 การแปลงแกน α, β ไปยัง D,Q (Park's transformation)

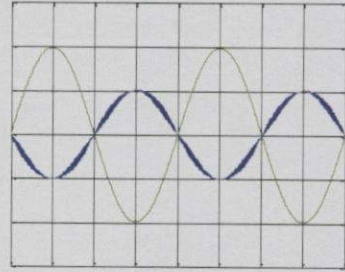
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการแปลงแกนในรูปของเมทริกซ์ดังสมการที่(2.1) และ (2.2)

ตามลำดับ

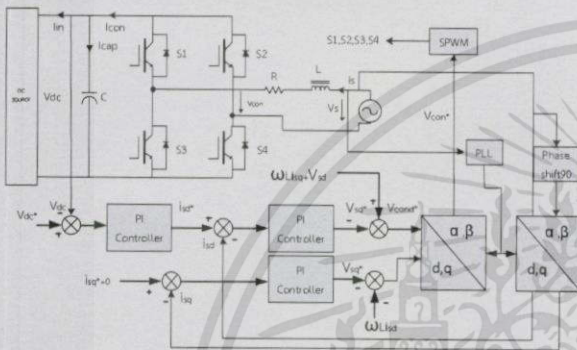
$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} \quad (2.2)$$



รูปที่ 3.3 การจำลองในโหมคอินเวอร์เตอร์ (สีฟ้ารูปกระแส, สีเขียวนรูปแรงดัน)

3.บล็อกไดอะแกรม และผลการจำลอง[2]

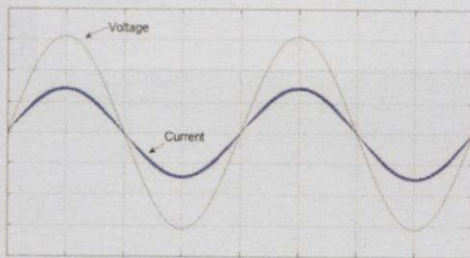


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์

จากบล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบในปริภูมิตวินพลาซมีนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมและประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยใช้ TMS320F28335 เขียนโปรแกรมโดยใช้ MATLAB/Simulink ทำงานร่วมกับ CCS

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ทดลอง

พารามิเตอร์	รายละเอียด
ระบบไฟฟ้า	เฟส 2 สาย, 50 Hz
แรงดันระหว่างสาย (rms)	100 V
แรงดันกระแสตรง	200 V
ตัวเก็บประจุ	5000 μF
ตัวเหนี่ยวนำ	12 mH
กำลังไฟฟ้า	200 วัตต์



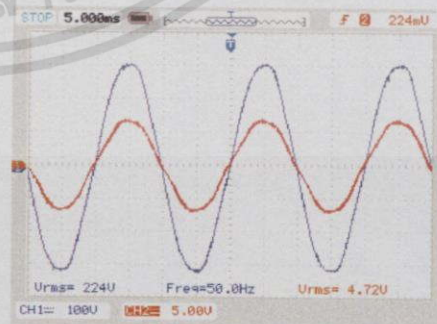
รูปที่ 3.2 การจำลองในโหมควงจรเรียงกระแส



รูปที่ 3.4 การจำลองแรงดันที่ดักชีบัส

4.ผลการทดลอง

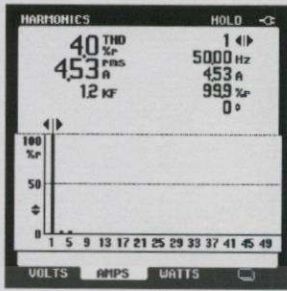
การทดลองเป็นการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริด ซึ่งการทดลองแบ่งออกเป็นสองส่วน โดยส่วนแรกเป็นการทดลองคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมคอกกริดในโหมควงจรเรียงกระแส เพื่อควบคุมแรงดันที่ดักชีบัสและสามารถควบคุมกระแสให้อินเฟสกับแรงดันที่กริดได้ ส่วนที่สองคือการทดลองในโหมคของอินเวอร์เตอร์ โดยทำการทดสอบการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง เพื่อให้กำลังไฟฟ้าสามารถคืนสู่กริดได้ ทำให้กระแสและแรงดันต่างเฟสอยู่ 180 องศาและหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของฝั่งกริด โดยทำการทดสอบที่ขนาดแรงดัน 100, 150 โวลต์ และ 200 โวลต์ ที่ระดับกำลังไฟฟ้าต่างๆและหาค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์และชุดทดลอง



รูปที่ 4.1 สัญญาณแรงดันและกระแสในโหมควงจรเรียงกระแส

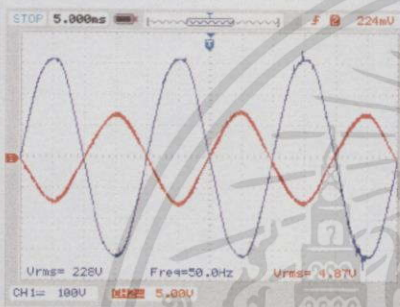
Vac = 100V, Vdc = 200V, 450 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



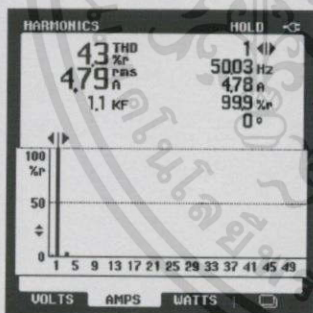
รูปที่ 4.2 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi)

Vac=100V, Vdc,ref=200V, =450 W



รูปที่ 4.3 สัญญาณแรงดันและกระแสโหมคอินเวอร์เตอร์

Vac 100, Vdc=200V, 500W



รูปที่ 4.4 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(%THDi)

Vac=100V, Vdc,ref=200V, 500 W

5.สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสเชื่อมต่อกรีดสามารถทำงานได้ทั้งสองโหมดคือโหมควางจเรียงกระแสซึ่งกระแสและแรงดันจะอินเฟสกันและโหมคอินเวอร์เตอร์ซึ่งกระแสและแรงดันจะต่างเฟสกัน 180 องศา โคนสามารถควบคุมแรงดันที่ติชบัสให้คงที่ทั้งสองโหมด ซึ่งประสิทธิภาพโดยรวมประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์ขึ้นไป

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ,ศส.ดร.เฉลิมชาติ มานพ อาจารย์ที่ปรึกษา และที่ป.โท ป.เอก ห้อง PMC สจล. ที่คอยให้คำปรึกษาตลอดจนให้งานสำเร็จจุดลงไปด้วยดี

เอกสารอ้างอิง

- [1] นเรนทร์ฤทธิ จันทรเดช, นฤพงศ์ คงเกิด, ปริญญา ริงมีพลาสวัสดิ์, และ ปาณิสสา ก่อกิจความดี, “เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกรีด,” ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2556.
- [2] จิร วุฒิ เบนจอนราษฎร์, “การสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกรีดสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเพื่อใช้ในระบบแปลงผันพลังงานลม,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2553.



นายจिरกอส บุญทอง
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนวัดทรงธรรม ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯลาดกระบัง



นายจिरเชช อนันต์ชันกิจ
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนวัดสุทธาวราราม ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯลาดกระบัง



นายจिरจิติ ทิพรัตน์
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนอู่ตะหาวิทยาลัย ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯลาดกระบัง

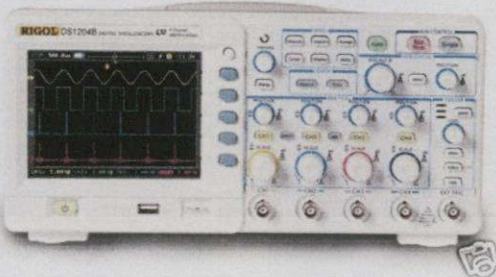




นายเจนณรงค์ พุนยอก
สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนเพชรพิทยาคม ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯลาดกระบัง


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



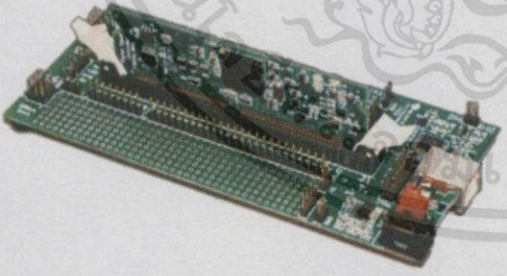
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	<p>ผลิตภัณฑ์ : Digital Oscilloscope ยี่ห้อ : RIGOL รุ่น : DS1204B รายละเอียด : 200 MHz Bandwidth 8 bits Vertical Resolution 4 channels + external trigger</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ : Differential Probe ยี่ห้อ : YOKOGAWA รุ่น : 700925 รายละเอียด : Bandwidth : DC to 15MHz(-3dB) Switch between 1/10,1/100 +; 500V(DC+AC Peak) Or 350 Vrms(1/10,1/100)</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ : Power Quality Analyzer ยี่ห้อ : FLUKE รุ่น : 43B รายละเอียด : TRUE RMS 1250V (DC+AC Max.) 1250 kA (DC+AC Max.) Power : W, VA, VAR, PF, DPF Harmonics : Volts, Amps, Watt Fundamental to 51st Harmonic Phase, THD Scope : Dual Channel</p>

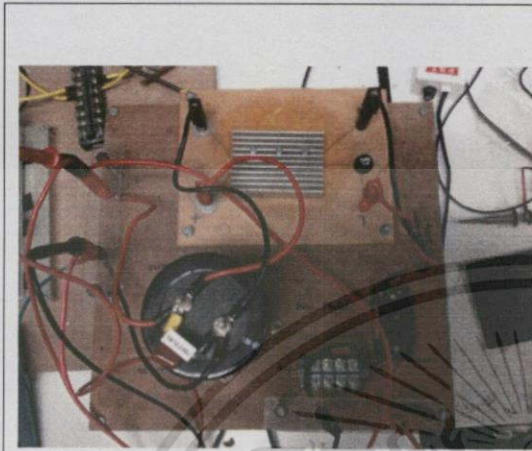
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	<p>ผลิตภัณฑ์ : Multimeter ยี่ห้อ : FLUKE รุ่น : 73III รายละเอียด : TRUE RMS 600 V (DC + AC Max.) 10 A (DC + AC Max.)</p>
---	---

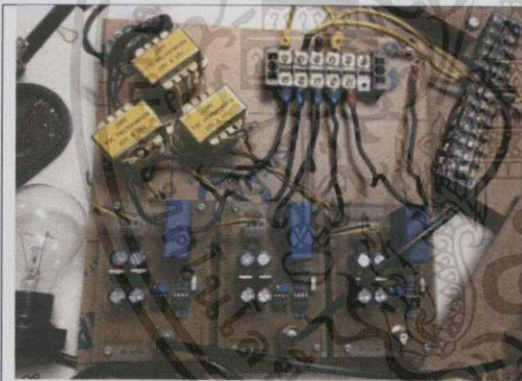
	<p>ผลิตภัณฑ์ : Power Meter ยี่ห้อ : Metrix รุ่น : PX110 รายละเอียด : 1kHz Bandwidth TRUE RMS 500mV – 600 V RMS 10mA – 2A ,2A – 10A RMS</p>
--	--

	<p>ผลิตภัณฑ์ : Microcontroller ยี่ห้อ : Texas Instruments รุ่น : TMS320F28335 รายละเอียด : High-Performance 32-Bit CPU High-Performance Static CMOS Technology Six-Channel DMA Controller On-Chip Memory 12-Bit ADC, 16 Channels Low-Power Modes and Power Savings Boot ROM (8K x 16)</p>
---	--

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Diode Bridge Rectifier



ผลิตภัณฑ์ : Current Sensor

รายละเอียด : 1V/A

55 A Max.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Digital Signal Controllers (DSCs)


Check for Samples: TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232

TMS320F2833x, TMS320F2823x DSCs

Features

- High-Performance Static CMOS Technology
 - Up to 150 MHz (6.67-ns Cycle Time)
 - 1.9-V/1.8-V Core, 3.3-V I/O Design
- High-Performance 32-Bit CPU (TMS320C28x)
 - IEEE-754 Single-Precision Floating-Point Unit (FPU) (F2833x only)
 - 16 x 16 and 32 x 32 MAC Operations
 - 16 x 16 Dual MAC
 - Harvard Bus Architecture
 - Fast Interrupt Response and Processing
 - Unified Memory Programming Model
 - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)
- Six-Channel DMA Controller (for ADC, McBSP, ePWM, XINTF, and SARAM)
- 16-Bit or 32-Bit External Interface (XINTF)
 - Over 2M x 16 Address Reach
- On-Chip Memory
 - F28335, F28235: 256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM
 - F28334, F28234: 128K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM
 - F28332, F28232: 64K x 16 Flash, 26K x 16 SARAM
 - 1K x 16 OTP ROM
- Boot ROM (8K x 16)
 - With Software Boot Modes (via SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF, and Parallel I/O)
 - Standard Math Tables
- Clock and System Control
 - Dynamic PLL Ratio Changes Supported
 - On-Chip Oscillator
 - Watchdog Timer Module
- GPIO0 to GPIO63 Pins Can Be Connected to One of the Eight External Core Interrupts
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports All 58 Peripheral Interrupts
- 128-Bit Security Key/Lock
 - Protects Flash/OTP/RAM Blocks
 - Prevents Firmware Reverse Engineering
- Enhanced Control Peripherals
 - Up to 18 PWM Outputs
 - Up to 6 HRPWM Outputs With 150 ps MEP Resolution
 - Up to 6 Event Capture Inputs
 - Up to 2 Quadrature Encoder Interfaces
 - Up to 8 32-Bit Timers (6 for eCAPs and 2 for eQEPs)
 - Up to 9 16-Bit Timers (6 for ePWMs and 3 XINTCTRs)
 - Three 32-Bit CPU Timers
 - Serial Port Peripherals
 - Up to 2 CAN Modules
 - Up to 3 SCI (UART) Modules
 - Up to 2 McBSP Modules (Configurable as SPI)
 - One SPI Module
 - One Inter-Integrated-Circuit (I2C) Bus
 - 12-Bit ADC, 16 Channels
 - 80-ns Conversion Rate
 - 2 x 8 Channel Input Multiplexer
 - Two Sample-and-Hold
 - Single/Simultaneous Conversions
 - Internal or External Reference
 - Up to 88 Individually Programmable, Multiplexed GPIO Pins With Input Filtering
 - JTAG Boundary Scan Support ⁽¹⁾
 - Advanced Emulation Features
 - Analysis and Breakpoint Functions
 - Real-Time Debug via Hardware
 - Development Support Includes
 - ANSI C/C++ Compiler/Assembler/Linker
 - Code Composer Studio™ IDE
 - DSP/BIOS™
 - Digital Motor Control and Digital Power Software Libraries

(1) IEEE Standard 1149.1-1990 Standard Test Access Port and Boundary Scan Architecture

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

MicroStar BGA, Code Composer Studio, DSP/BIOS, TMS320C28x, Delfino, PowerPAD, TMS320C54x, TMS320C55x, C28x are trademarks of Texas Instruments.

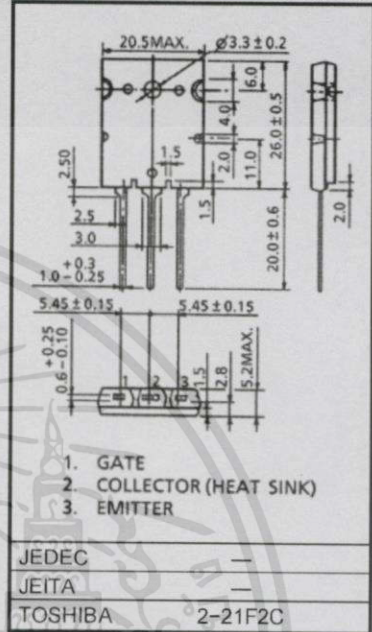
All other trademarks are the property of their respective owners.

GT60M303

HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS

- Fourth generation IGBT
- FRD included between emitter and collector
- Enhancement mode type
- High speed IGBT : $t_f = 0.25\mu s$ (TYP.)
FRD : $t_{rr} = 0.7\mu s$ (TYP.)
- Low saturation voltage : $V_{CE(sat)} = 2.1V$ (TYP.)

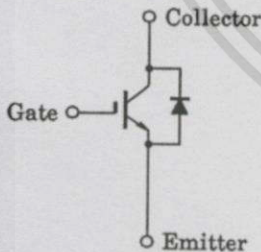
Unit: mm



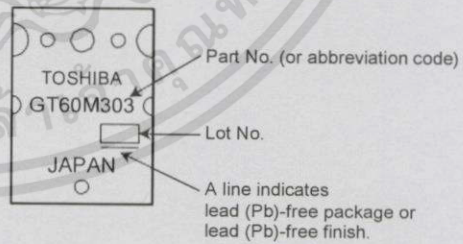
MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	900	V
Gate-Emitter Voltage	V_{GES}	±25	V
Collector Current	DC I_C	60	A
	1ms I_{CP}	120	A
Emitter-Collector Forward Current	DC I_{ECF}	15	A
	1ms I_{ECFP}	120	A
Collector Power Dissipation (Tc = 25°C)	P_C	170	W
Junction Temperature	T_j	150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55~150	°C
Screw Torque	—	0.8	N·m

EQUIVALENT CIRCUIT



MARKING



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT
Gate Leakage Current		I_{GES}	$V_{GE} = \pm 25V, V_{CE} = 0$	—	—	± 500	nA
Collector Cut-off Current		I_{CES}	$V_{CE} = 900V, V_{GE} = 0$	—	—	1.0	mA
Gate-Emitter Cut-off Voltage		$V_{GE(OFF)}$	$I_C = 60mA, V_{CE} = 5V$	3.0	—	6.0	V
Collector-Emitter Saturation Voltage		$V_{CE(sat)}(1)$	$I_C = 10A, V_{GE} = 15V$	—	1.6	2.2	V
Collector-Emitter Saturation Voltage		$V_{CE(sat)}(2)$	$I_C = 60A, V_{GE} = 15V$	—	2.1	2.7	V
Input Capacitance		C_{ies}	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0, f = 1MHz$	—	3800	—	pF
Switching Time	Rise Time	t_r		—	0.35	0.60	μs
	Turn-On Time	t_{on}		—	0.46	0.75	
	Fall Time	t_f		—	0.25	0.40	
	Turn-Off Time	t_{off}		—	0.60	0.70	
Emitter-Collector Forward Voltage		V_{ECF}	$I_{EC} = 15A, V_{GE} = 0$	—	1.5	2.0	V
Reverse Recovery Time		t_{rr}	$I_F = 15A, V_{GE} = 0$ $di/dt = -20A/\mu s$	—	0.7	2.5	μs
Thermal Resistance		$R_{th(j-c)}$	IGBT	—	—	0.74	°C/W
Thermal Resistance		$R_{th(j-c)}$	Diode	—	—	4.0	°C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250

- Transistor Inverter
- Inverter For Air Conditionor
- IGBT Gate Drive
- Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAIAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500\text{V}_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type

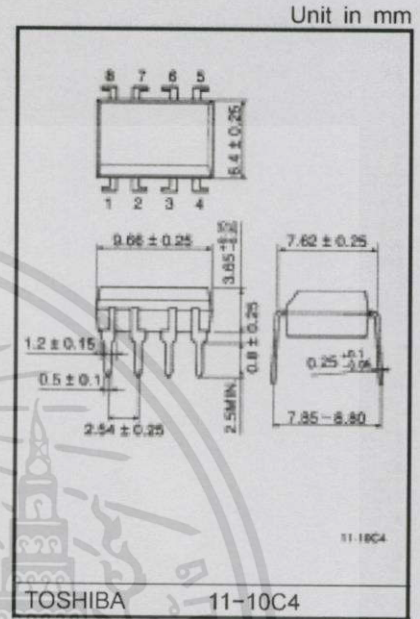
VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823

Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}

Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

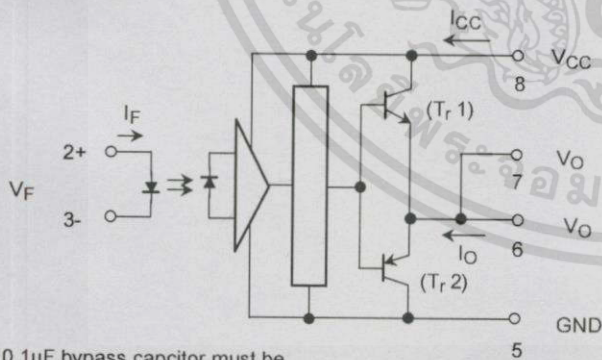
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: 6.4mm(min.)
- Clearance: 6.4mm(min.)



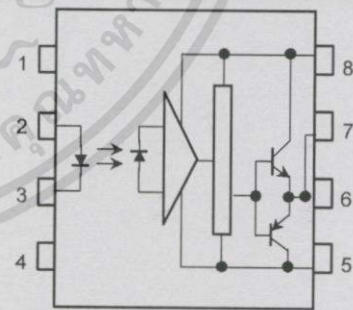
Weight: 0.54 g

Schematic



A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta Ta$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_j	125	°C	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_{CC}	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta Ta$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta Ta$	-0.73	V / °C	
	Junction temperature	T_j	125	°C	
Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz		
Operating temperature range	T_{opr}	-20~85	°C		
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)	T_{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)	BV_S	2500	Vrms		

Note 1: Pulse width $P_W \leq 1\mu s, 300pps$

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s), I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on (Note 7)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70 85	°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.



L78xx, L78xxC L78xxAB, L78xxAC

Positive voltage regulator ICs

Datasheet – production data

Features

- Output current up to 1.5 A
- Output voltages of 5; 6; 8; 8.5; 9; 12; 15; 18; 24 V
- Thermal overload protection
- Short circuit protection
- Output transition SOA protection
- 2 % output voltage tolerance (A version)
- Guaranteed in extended temperature range (A version)

Description

The L78xx series of three-terminal positive regulators is available in TO-220, TO-220FP, TO-3, D²PAK and DPAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications.

These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltage and currents.

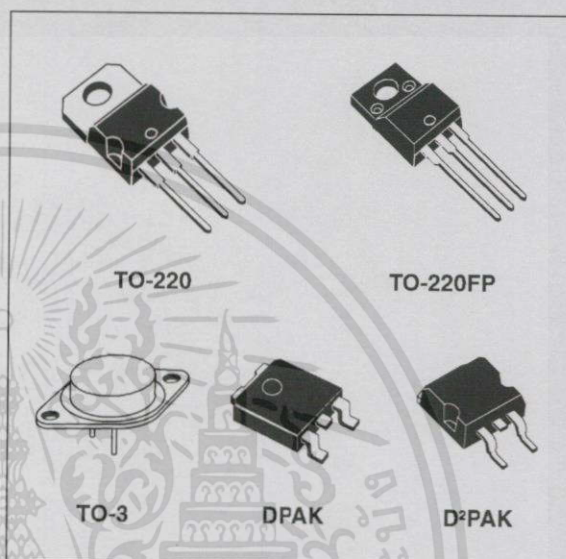


Table 1. Device summary

Part numbers			
L7805	L7806AC	L7809AB	L7815AB
L7805C	L7808C	L7809AC	L7815AC
L7805AB	L7808AB	L7812C	L7818C
L7805AC	L7808AC	L7812AB	L7824C
L7806C	L7885C	L7812AC	L7824AB
L7806AB	L7809C	L7815C	L7824AC



L79xxC

Negative voltage regulators

Datasheet – production data

Features

- Output current up to 1.5 A
- Output voltages of - 5; - 8; - 12; - 15 V
- Thermal overload protection
- Short circuit protection
- Output transition SOA protection

Description

The L79xxC series of three-terminal negative regulators is available in TO-220, TO-220FP and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation; furthermore, having the same voltage option as the L78xx positive standard series, they are particularly suited for split power supplies. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1.5 A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

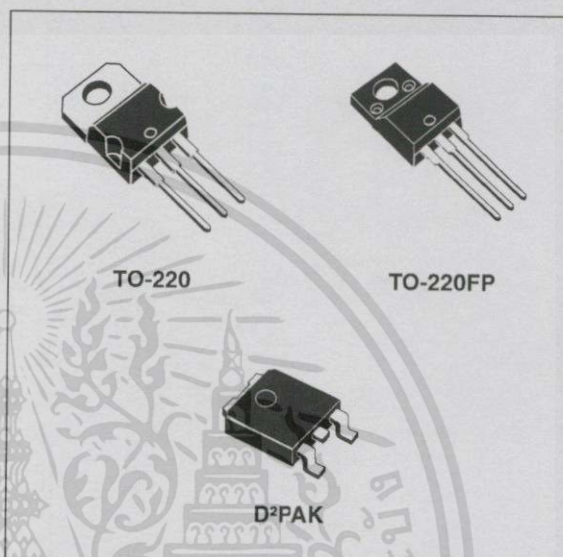


Table 1. Device summary

Part numbers	Order codes				Output voltages
	TO-220		D ² PAK	TO-220FP	
L7905C	L7905CV	L7905CV-DG ⁽¹⁾	L7905CD2T-TR	L7905CP	- 5 V
L7908C	L7908CV	L7908CV-DG ⁽¹⁾			- 8 V
L7912C	L7912CV	L7912CV-DG ⁽¹⁾	L7912CD2T-TR	L7912CP	- 12 V
L7915C	L7915CV	L7915CV-DG ⁽¹⁾	L7915CD2T-TR	L7915CP	- 15 V

1. TO-220 Dual Gauge frame.

2 Maximum ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_I	DC input voltage	for $V_O = -5$ to -18 V	-35
		for $V_O = -20$ to -24 V	-40
I_O	Output current	Internally limited	
P_D	Power dissipation	Internally limited	
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to 150	°C
T_{OP}	Operating junction temperature range	0 to 150	°C

Note: Absolute maximum ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation under these condition is not implied.

Table 3. Thermal data

Symbol	Parameter	D ² PAK	TO-220	TO-220FP	Unit
R_{thJC}	Thermal resistance junction-case	3	5	5	°C/W
R_{thJA}	Thermal resistance junction-ambient	62.5	50	60	°C/W

4 Electrical characteristics

Refer to the test circuits, $T_J = 0$ to 125°C , $V_I = -10\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $C_1 = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_O = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified.

Table 4. Electrical characteristics of L7905C

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-4.8	-5	-5.2	V
V_O	Output voltage	$I_O = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$ $V_I = -8\text{ to } -20\text{ V}$	-4.75	-5	-5.25	V
$\Delta V_O^{(1)}$	Line regulation	$V_I = -7\text{ to } -25\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$			100	mV
		$V_I = -8\text{ to } -12\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$			50	
$\Delta V_O^{(1)}$	Load regulation	$I_O = 5\text{ mA to } 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$			100	mV
		$I_O = 250\text{ to } 750\text{ mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$			50	
I_d	Quiescent current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent current change	$I_O = 5\text{ mA to } 1\text{ A}$			0.5	mA
		$V_I = -8\text{ to } -25\text{ V}$			1.3	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output voltage drift	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.4		mV/ $^\circ\text{C}$
eN	Output noise voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$		100		μV
SVR	Supply voltage rejection	$\Delta V_I = 10\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $\Delta V_O = 100\text{ mV}$		1.4		V
I_{sc}	Short circuit current			2.1		A

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Electrical characteristics

L79xxC

Refer to the test circuits, $T_J = 0$ to 125 °C, $V_I = -23$ V, $I_O = 500$ mA, $C_I = 2.2$ μ F, $C_O = 1$ μ F unless otherwise specified.

Table 5. Electrical characteristics of L7915C

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-14.4	-15	-15.6	V
V_O	Output voltage	$I_O = -5$ mA to -1 A, $P_O \leq 15$ W $V_I = -18.5$ to -30 V	-14.3	-15	-15.7	V
$\Delta V_O^{(1)}$	Line regulation	$V_I = -17.5$ to -30 V, $T_J = 25^\circ\text{C}$			300	mV
		$V_I = -20$ to -26 V, $T_J = 25^\circ\text{C}$			150	
$\Delta V_O^{(1)}$	Load regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A, $T_J = 25^\circ\text{C}$			300	mV
		$I_O = 250$ to 750 mA, $T_J = 25^\circ\text{C}$			150	
I_d	Quiescent current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent current change	$I_O = 5$ mA to 1 A			0.5	mA
		$V_I = -18.5$ to -30 V			1	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output voltage drift	$I_O = 5$ mA		-0.9		mV/°C
eN	Output noise voltage	$B = 10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_J = 25^\circ\text{C}$		250		μ V
SVR	Supply voltage rejection	$\Delta V_I = 10$ V, $f = 120\text{Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout voltage	$I_O = 1$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $\Delta V_O = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short circuit current			1.3		A

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ At}$

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic isolation between the primary circuit and the secondary circuit.



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	25	At				
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 36	At				
R_M	Measuring resistance @ with $\pm 15 \text{ V}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$		
		@ $\pm 25 \text{ At}_{\max}$	100	320	100	315	Ω
		@ $\pm 36 \text{ At}_{\max}$	100	190	100	185	Ω
I_{SN}	Secondary nominal current rms	25	mA				
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	± 15	V				
I_C	Current consumption	$10 + I_s$	mA				

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%		
ϵ_L	Linearity error		%		
		Typ	Max		
I_O	Offset current ¹⁾ @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.05	± 0.15	mA	
I_{OM}	Magnetic offset current ²⁾ @ $I_P = 0$ and specified R_M after an overload of $3 \times I_{PN}$			mA	
		0°C .. +25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+25°C .. +70°C	± 0.10	± 0.35	mA
		-25°C .. +85°C	± 0.5		mA
		-40°C .. +85°C	± 1.2		mA
t_r	Response time ³⁾ to 90% of I_{PN} step	< 1	μs		
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs		
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz		

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

General data

T_A	Ambient operating temperature	-40 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-45 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25	m Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$		Ω
		@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	115
R_{IS}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	M Ω
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Application domain

- Industrial.

Notes: ¹⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning

²⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit

³⁾ With a di/dt of 100 A/ μs .

Current Transducer LA 25-NP

Isolation characteristics

V_d	Rms voltage for AC insulation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV
\hat{V}_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	9	kV
		Min	
dCp	Creepage distance	10.63	mm
dCI	Clearance	10.63	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group IIIa)	175	

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
dCp, dCI, \hat{V}_w	Rated insulation voltage	Nominal voltage
Basic insulation	1700 V	1700 V
Reinforced insulation	600 V	600 V

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

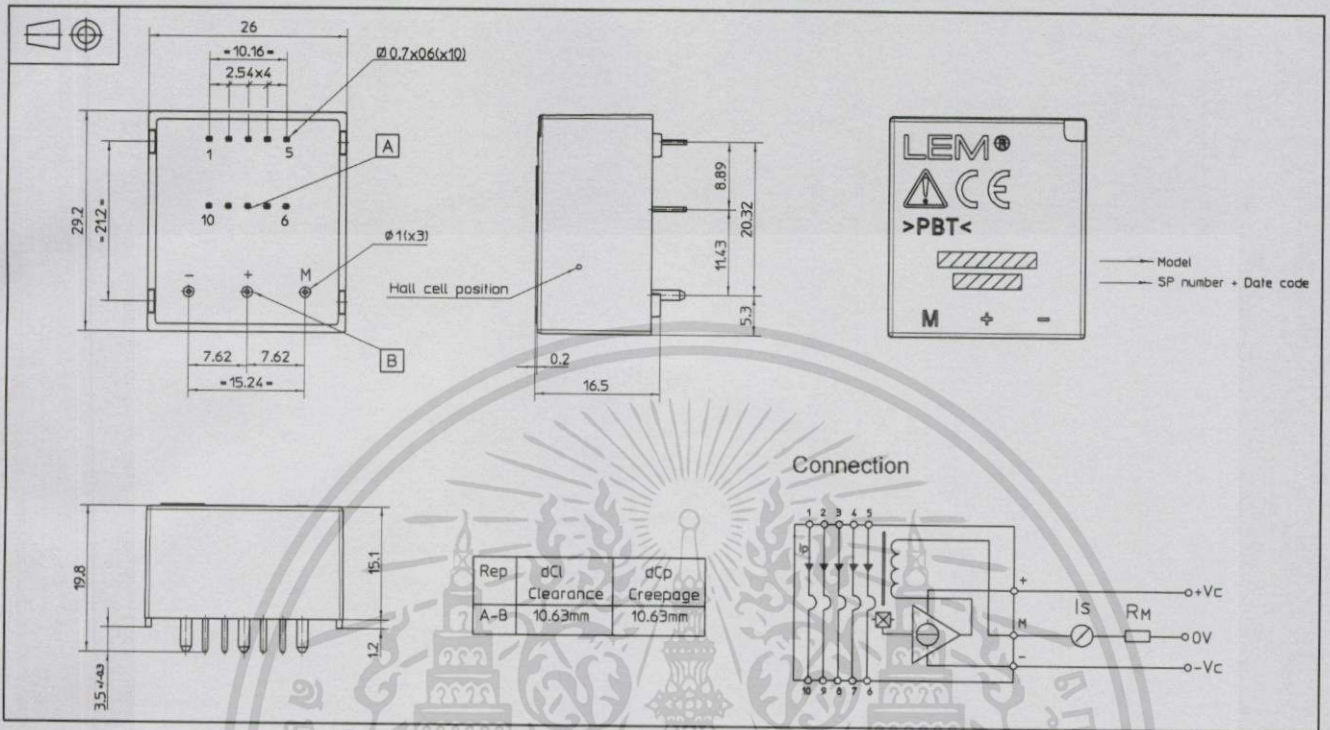
When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

Dimensions LA 25-NP (in mm)


Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I _{SN} [mA]	Turns ratio K _N	Primary resistance R _P [mΩ]	Primary insertion inductance L _P [μH]	Recommended connections
	nominal I _{PN} [A]	maximum I _P [A]					
1	25	36	25	1 / 1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2 / 1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3 / 1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4 / 1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5 / 1000	6.3	0.58	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins Ø 1 mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_S is positive when I_P flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

ISO124 Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier

1 Features

- 100% Tested for High-Voltage Breakdown
- Rated 1500 Vrms
- High IMR: 140 dB at 60 Hz
- 0.010% Maximum Nonlinearity
- Bipolar Operation: $V_O = \pm 10\text{ V}$
- DIP-16 and SO-28
- Ease of Use: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5\text{-V}$ to $\pm 18\text{-V}$ Supply Range

2 Applications

- Industrial Process Control:
 - Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4-mA to 20-mA Loop Isolation
- Ground Loop Elimination
- Motor and SCR Control
- Power Monitoring
- PC-Based Data Acquisition
- Test Equipment

3 Description

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2-pF differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, thus resulting in excellent reliability and good high-frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% maximum nonlinearity, 50-kHz signal bandwidth, and $200\text{-}\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5\text{ V}$ to $\pm 18\text{ V}$ and quiescent currents of $\pm 5\text{ mA}$ on V_{S1} and $\pm 5.5\text{ mA}$ on V_{S2} make the ISO124 ideal for a wide range of applications.

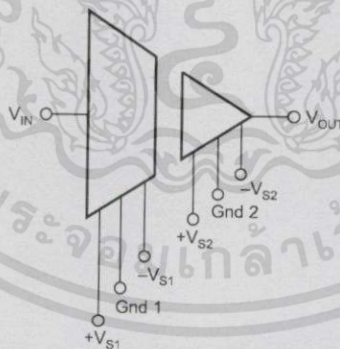
The ISO124 is available in PDIP-16 and SOIC-28 plastic surface-mount packages.

Device Information⁽¹⁾

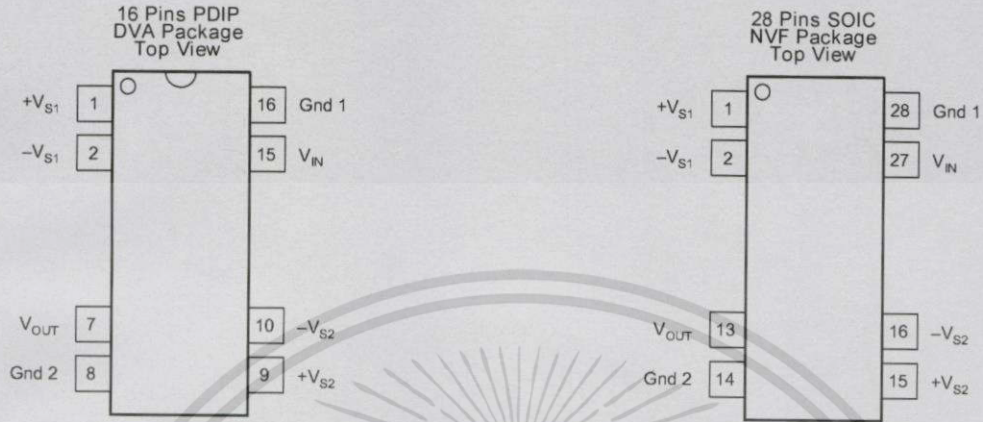
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
ISO124	PDIP (16)	17.90 mm × 7.50 mm
	SOIC (28)	20.01 mm × 6.61 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Simplified Schematic



5 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

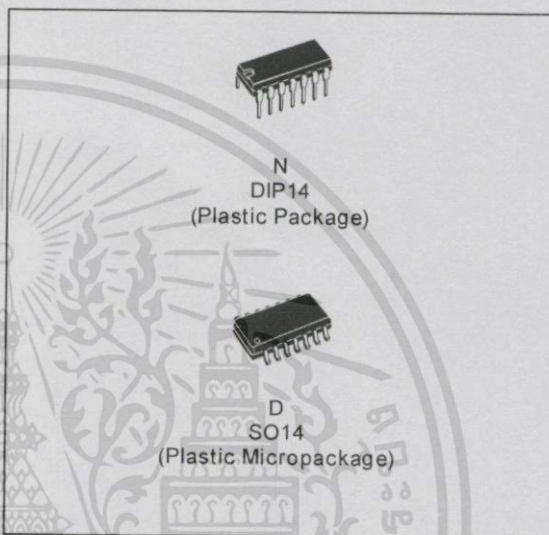
NAME	PIN		I/O	DESCRIPTION
	PDIP	SOIC		
GND	8	14	-	Low-side ground reference
	16	28	-	High-side ground reference
V _{IN}	15	27	I	High-side analog input
V _{OUT}	7	13	O	Low-side analog output
+V _{S1}	1	1	-	High-side positive analog supply
-V _{S1}	2	2	-	High-side negative analog supply
+V _{S2}	9	15	-	Low-side positive analog supply
-V _{S2}	10	16	-	Low-side negative analog supply



TL074 TL074A - TL074B

LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $13\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)



DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

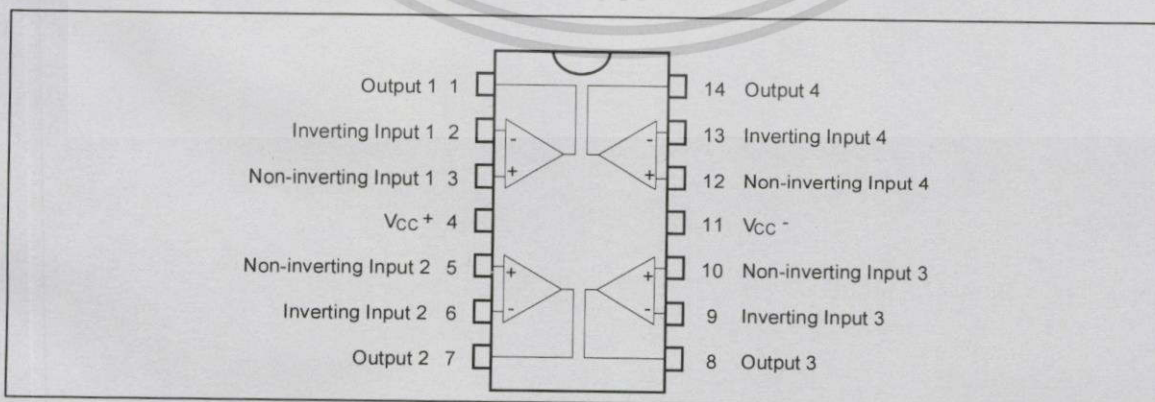
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL074M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL074I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL074C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•
Example : TL074IN			

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

PIN CONNECTIONS (top view)



March 2001

1/11

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

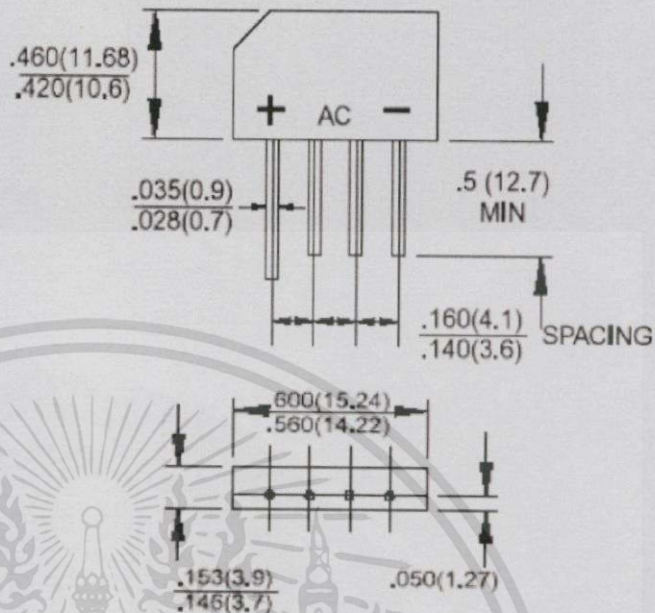
 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$							mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$							
			TL074 3 TL074A 3 TL074B 1	10 6 3		3 10		
			TL074 13 TL074A 7 TL074B 5			13		
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$		5	100		5	100	pA nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			4		10		
I_{ib}	Input Bias Current - note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$		20	200		30	200	pA nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			20		20		
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	50	200		25	200		V/mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	25			15			
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
I_{CC}	Supply Current, no load, per amplifier $T_{amb} = +25^{\circ}C$		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			2.5		2.5		
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$	10	40	60	10	40	60	mA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10		60	10		60	
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$		10	12		10	12	V
			12	13.5		12	13.5	
		$RL = 2k\Omega$	10			10		
		$RL = 10k\Omega$	10			10		
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10			10		
	$RL = 2k\Omega$		10			10		
	$RL = 10k\Omega$		12			12		
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	13		8	13		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2	3		2	3		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω





KBP



Features

- ◇ UL Recognized File #E-326243
- ◇ Glass passivated junction
- ◇ Ideal for printed circuit board
- ◇ High case dielectric strength
- ◇ Plastic material has Underwriters laboratory flammability Classification 94V-0
- ◇ Typical IR less than 0.1uA
- ◇ High surge current capability
- ◇ High temperature soldering guaranteed: 260°C/10 seconds at 5 lbs.(2.3kg) tension
- ◇ Green compound with suffix "G" on packing code & prefix "G" on datecode

Mechanical Data

- ◇ Case: Molded plastic body
- ◇ Terminals: Pure tin plated, lead free, solderable per MIL-STD-202, Method 208
- ◇ Weight: 1.54 grams (0.055 ounce)
- ◇ Mounting position : Any

Dimensions in inches and (millimeters)



Marking Diagram

- KBP30XG = Specific Device Code
- G = Green Compound
- Y = Year
- WW = Work Week

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%

Type Number	Symbol	KBP 301G	KBP 302G	KBP 303G	KBP 304G	KBP 305G	KBP 306G	KBP 307G	Unit
Maximum Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current @TA=50°C	$I_{(AV)}$	3							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}	80							A
Rating of fusing (t<8.3ms)	I^2T	26.5							A ² S
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 3 A	V_F	1.1							V
Maximum DC Reverse Current @TA=25°C at Rated DC Block Voltage @ TA=125 °C	I_R	10 500							uA
Typical Junction Capacitance per leg (Note 1)	C_j	215							pF
Typical Thermal Resistance (Note 2)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	30 11							°C/W
Operating Temperature Range	T_J	- 55 to + 150							°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	- 55 to + 150							°C

Note 1 : Measured at 1MHz and applied Reverse bias of 4.0V DC

Note 2 : Unit mount on P.C.B. 0.4" x 0.4" (10mmx10mm) Copper pads, 0.375"(9.5mm) lead length

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นาย จิรภาส บุญทอง

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนวัดทรงธรรม
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร-
ลาดกระบัง



นาย จิระเดช อนันต์ธนะกิจ

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนวัดสุทธิวาราม
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร-
ลาดกระบัง



นายนายจิริชิตี ทิพยรัตน์

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร-
ลาดกระบัง



นายเจนณรงค์ พูนยอด

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนเพชรพิทยาคม
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร-
ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้