เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด

SINGLE PHASE GRID CONNECTED INDUCTION GENERATOR

โดย

ชนพร์ฤทธิ์ จันทร์เดช

ชลุพงศ์ ดวงเกิด

ปฏิญญา รัชชีพรสวรัสดิ์

ปาณิศา บ่อกิจความดี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด

SINGLE PHASE GRID CONNECTED INDUCTION GENERATOR

โดย

นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช

นฤพงค์ คงเกิด

ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์

ปาณิศา ก่อกิจความดี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

SINGLE PHASE GRID CONNECTED INDUCTION GENERATOR

NARAINRIDH	CHANDEJ
NARUPONG	KONGGIRD
PATINYA	RANGSEEPLASWAT
PANISA	KORKITKWARMDEE

THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT

FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2013

ปีการศึกษา 2556

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด
SINGLE PHASE GRID CONNECTED INDUCTION GENERATOR

โดย

นาย นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช
นาย นฤพงค์ คงเกิด
นาย ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์
นางสาว ปาณิศา ก่อกิจความดี

อาจารย์ที่ปรึกษา

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

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด

ผู้จัดทำ

1. นาย นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช
2. นาย นฤพงค์ คงเกิด
3. นาย ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์
4. นางสาว ปาณิศา ก่อกิจความดี

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เฉลิมชาติ มานพ)

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด

นาย นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช
นาย นฤพงค์ คงเกิด
นาย ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์
นางสาว ปาณิศา ก่อกิจความดี
รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.ดร.เฉลิมชาติ มานพ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2556

บทคัดย่อ

ปัจจุบันพลังงานทดแทนกำลังได้รับความนิยมและถูกสนับสนุนให้ใช้พลังงานทดแทนในการผลิตพลังงานไฟฟ้า ซึ่งพลังงานทดแทนพลังงานลมส่วนใหญ่จะใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ในการแปลงรูปพลังงานจากพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอรูปแบบและโครงสร้างการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริดการไฟฟ้า โดยทำการศึกษาระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทางทั้งส่งพลังงานไฟฟ้าให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำและถ่ายโอนพลังงานกลับคืนสู่กริดการไฟฟ้า โดยการควบคุมแบบเทคนิคการแปลงแกนเพื่อถ่ายพลังงาน ส่วนระบบควบคุมนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM Cortex M4 ในการประมวลผลการทำงาน ซึ่งจากการจำลองและทดลอง ทำให้ทราบถึงการทำงานของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทางในช่วงที่เหมาะสม เพื่อให้การจ่ายกำลังไฟฟ้ามีประสิทธิภาพสูงสุดและเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อให้ใช้งานได้จริง

SINGLE PHASE GRID CONNECTED INDUCTION GENERATOR

Mr. NARAINRIDH CHANDEJ
Mr. NARUPONG KONGGIRD
Mr. PATINYA RANGSEEPLASWAT
Ms. PANISA KORKITKWARMDEE
Assoc.Prof.Dr. VIJIT KINNARES Supervisor
Asst.Prof.Dr. CHALERMCHAT MANOP Supervisor
Year 2013

ABSTRACT

At present, renewable energy is popular and has been encouraged to use the renewable energy to produce electricity. Most wind energy use the single phase induction generator to convert energy from mechanical energy to electrical energy. This project proposes the formation and operating structure of single phase grid connected induction generator. The research and development of the single phase converter control system that is able to transfer bidirectional power flow which flow power to the single phase induction machine and generate the power to grid. The control of the power flow by using axis transformation technique uses a Microcontroller ARM Cortex M4. The experiment showed that the operation of the system able to control a single-phase converter for the highest efficiency of the power flow and to be guidance to develop the single phase induction generator control system for real using.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ส่งเสริมในเรื่องของการทำวิจัยของนักศึกษา และขอขอบพระคุณ บุคคลที่เป็นส่วนสำคัญที่ทำให้ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงต่อได้ก็คือ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ และ ผ.ศ.ดร.เฉลิมชาติ มานพ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และอำนวยความสะดวกทุกๆอย่าง ตลอดจนอาจารย์ในภาควิชาที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้

นอกจากนี้ ผู้จัดทำต้องขอขอบคุณคณะอาจารย์และรุ่นพี่ที่ห้องวิจัย PMC ผู้ที่ให้คำปรึกษาตลอดจนเจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงงาน

ท้ายที่สุด ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้คอยอบรมเลี้ยงดูคณะผู้จัดทำมาเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่ คอยให้กำลัง และคอยเอาใจใส่เสมอ

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VI
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงงาน	2
1.4 วิธีการดำเนินโครงงาน	2
1.5 แผนการดำเนินโครงงาน	4
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปริญญานิพนธ์	5
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 ทฤษฎีการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	6
2.1.1 โหมดการทำงานเป็นมอเตอร์	7
2.1.2 โหมดการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า	7
2.1.3 โหมดการทำงานโดยความเร็วโรเตอร์กลับทิศทาง	7
2.2 ลักษณะการนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไปใช้งาน	7
2.3 การควบคุมแบบป้อนกลับ	8
2.3.1 การควบคุมแบบสัดส่วน	9
2.3.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล	9
2.3.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์	10
2.3.4 การควบคุมแบบพีไอ	11
2.3.5 การควบคุมแบบพีไอดี	12
2.4 การแปลงกระแสและแรงดันหนึ่งเฟสไปเป็นสเปซเวกเตอร์ บนแกน (α , β) และ แกน (d,q)	12

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน 14

2.6 หลักการของอินเวอร์เตอร์ 15

2.6.1 การสวิตชิ่งแบบพีดับเบิลยูเอ็ม 16

2.6.1.1 การสวิตชิ่งแบบไบโพลาร์ 16

2.6.1.2 การสวิตชิ่งแบบยูนิโพลาร์ 17

2.6.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ 19

2.7 หลักการและทฤษฎีการต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากับระบบการไฟฟ้า 19

บทที่ 3 การออกแบบและผลการจำลอง

3.1 บทนำ 23

3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด 23

3.2.1 สมการทางคณิตศาสตร์ 24

3.2.2 การออกแบบตัวควบคุม 30

3.2.3 บล็อกรวมไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์ 31

3.3 การจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

3.3.1 แบบจำลองระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด 33

3.3.2 แบบจำลองของบล็อก “SPWM” 34

3.3.3 แบบจำลองของบล็อก “alpha, beta / d,q” 35

3.3.4 แบบจำลองของบล็อกวงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing) 36

3.4 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบ 1 เฟส 36

3.5 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดแบบ 1 เฟส 37

3.5.1 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์ 38

3.5.2 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่ากระแส I_{sd} และ ค่ากระแส I_{sq} 39

3.5.3 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ 40

3.5.4 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่าแรงดันและค่ากระแสทางด้านฝั่งกริด 40

3.6 การออกแบบวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง 42

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.6.1 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 42
3.6.2 การออกแบบวงจรหน่วงเวลา 44
3.6.3 การออกแบบวงจรขับเกต 45
3.6.4 การออกแบบวงจรสนับเบอร์ 45
3.6.5 การออกแบบวงจรสวิตช์กำลัง 46
3.6.6 ตัวเก็บประจุไฟตรง 47
3.6.7 ตัวเหนี่ยวนำ 47
3.7 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณ 48
3.7.1 อุปกรณ์ตรวจจับกระแส 48
3.7.2 อุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน 48
3.7.3 วงจรซีโร่ครอสซิ่ง 50
3.8 การออกแบบบอร์ดควบคุม 51
3.9 การออกแบบบล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ 53

บทที่ 4 ผลการทดลอง

4.1 ขั้นตอนการทดลอง 54
4.1.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดลอง 54
4.1.2 แผนผังแสดงการทำงานของวงจร 55
4.2 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ 56
4.2.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด 56
4.2.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 58
4.3 ผลการทดลอง 59
4.3.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด 59
4.3.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส 59
4.3.1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์ 70
4.3.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส 71
4.3.2.1 สภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 Hz 72
4.3.2.2 สภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 45 Hz 78

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.2.3 สภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 40 Hz	84
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	91
เอกสารอ้างอิง	93
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก.ข้อมูลอุปกรณ์	95
ภาคผนวก ข.แผงวงจรต่างๆ	105
ภาคผนวก ค.ลายวงจรต่างๆ	114
ภาคผนวก ง. DATA SHEET ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	119
ภาคผนวก จ. บทความทางวิชาการ	150
ประวัติผู้เขียน	155

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โหมดการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	6
2.2 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ต่อเข้ากับระบบการไฟฟ้า	8
2.3 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน	9
2.4 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล	10
2.5 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนรวมกับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์	11
2.6 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ	12
2.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอดี	12
2.8 เวกเตอร์กระแสและแรงดันบนแกนอ้างอิงซึ่งหมุนไปด้วยความถี่ ω เมื่อ X คือ กระแส และแรงดัน	14
2.9 แบบกรองความถี่ต่ำ	14
2.10 วงจรกรองความถี่ต่ำ	15
2.11 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
2.12 การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์	17
2.13 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์	18
3.1 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์	23
3.2 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งระบบการไฟฟ้า	23
3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์	29
3.4 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ	30
3.5 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์ฝั่งระบบการไฟฟ้า	31
3.6 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดแบบ 1 เฟส ภาคกำลัง และภาคควบคุม	33
3.7 แบบจำลองของวงจรควบคุม ที่สร้างขึ้นในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK	33
3.8 แบบจำลองของวงจรควบคุม ที่สร้างขึ้นในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK	34
3.9 แบบจำลองของบล็อก “SPWM”	34
3.10 แบบจำลองของบล็อก “q ,d / alpha, beta”	35
3.11 วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)	36
3.12 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์	38
3.13 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่ากระแส I_{sd}	39
3.14 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่ากระแส I_{sq}	39
3.15 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่าความเร็วรอบของโรเตอร์	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.16	ผลตอบสนองต่อสัญญาณเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่สภาวะไร้โหลด	40
3.17	ผลตอบสนองต่อสัญญาณเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่สภาวะการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า	41
3.18	ผลตอบสนองต่อสัญญาณเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่สภาวะการทำงานเป็นมอเตอร์	41
3.19	วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์	43
3.20	วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +5 โวลต์	43
3.21	วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 โวลต์ และ -5 โวลต์	43
3.22	วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 โวลต์ และ -15 โวลต์	44
3.23	วงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)	44
3.24	วงจรขับเกต	45
3.25	วงจรอาร์ซีสนับเบอร์ (RC Snubber)	46
3.26	วงจรสวิตช์กำลัง	47
3.27	วงจรตรวจจับกระแส	48
3.28	วงจรอุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน	49
3.29	วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)	50
3.30	ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM Fio2	51
3.31	สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์	52
3.32	การออกแบบบล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์	53
4.1	แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด	55
4.2	แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้า	55
4.3	การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งกริดด้วยโปรแกรม Matlab /Simulink	56
4.4	การจำลองคลื่นกระแสและแรงดันทางฝั่งกริดเมื่อมีการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดของวงจรเรียงกระแสและอินเวอร์เตอร์	57
4.5	แรงดันไฟตรงที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab / Simulink ที่ Vdc,ref = 200 V	57
4.6	การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสด้วย โปรแกรม Matlab /Simulink	58

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 การจำลองคลื่นกระแสและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเมื่อมีการคืนพลังงานกลับสู่กริด	58
4.8 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ทำงานในโหมดวงจรเรียงกระแส	59
4.9 แรงดันไฟตรงที่ได้จากการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ Vdc,ref = 200 V	60
4.10 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 200 V	60
4.11 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 200 V	61
4.12 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 200 V	61
4.13 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 200 V	62
4.14 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 250 V	63
4.15 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 250 V	63
4.16 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 250 V	64
4.17 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 250 V	64
4.18 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 300 V	65
4.19 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi)ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 300 V	66
4.20 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 300 V	66
4.21 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 300 V	67
4.22 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 350 V	68
4.23 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 350 V	68
4.24 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 350 V	69

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.25	ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi)ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 350	69
4.26	การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์	70
4.27	คลื่นกระแสและแรงดันที่มีการส่งคืนพลังงานกลับสู่กริด	70
4.28	ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THDi) ของโหมดอินเวอร์เตอร์	71
4.29	การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส	71
4.30	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 0.8 ที่ความถี่ 50 Hz	73
4.31	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.2 ที่ความถี่ 50 Hz	73
4.32	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.6 ที่ความถี่ 50 Hz	74
4.33	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.0 ที่ความถี่ 50 Hz	74
4.34	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.4 ที่ความถี่ 50 Hz	75
4.35	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.8 ที่ความถี่ 50 Hz	75
4.36	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.2 ที่ความถี่ 50 Hz	76
4.37	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 50 Hz	76
4.38	กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 Hz	77
4.39	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 0.8 ที่ความถี่ 45 Hz	79
4.40	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.2 ที่ความถี่ 45 Hz	79
4.41	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.6 ที่ความถี่ 45 Hz	80
4.42	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.0 ที่ความถี่ 45 Hz	80
4.43	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.4 ที่ความถี่ 45 Hz	81
4.44	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.8 ที่ความถี่ 45 Hz	81
4.45	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.2 ที่ความถี่ 45 Hz	82
4.46	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 45 Hz	82
4.47	กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 45 Hz	83
4.48	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 0.8 ที่ความถี่ 40 Hz	85
4.49	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.2 ที่ความถี่ 40 Hz	85
4.50	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.6 ที่ความถี่ 40 Hz	86
4.51	คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.0 ที่ความถี่ 40 Hz	86

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.52 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.4 ที่ความถี่ 40 Hz	87
4.53 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.8 ที่ความถี่ 40 Hz	87
4.54 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.2 ที่ความถี่ 40 Hz	88
4.55 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 40 Hz	88
4.56 กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 40 Hz	89
ก.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง	96
ก.2 เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส (Single Phase Induction Machine)	97
ก.3 ภาระทางไฟฟ้าความต้านทาน (Resistance Load)	98
ก.4 ตัวเหนี่ยวนำ (inductor)	98
ก.5 ตัวเก็บประจุ (Capacitor)	99
ก.6 หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)	99
ก.7 หม้อแปลงไฟฟ้าปรับค่าได้ (Variable Voltage Transformer / Variac)	100
ก.8 Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1620	100
ก.9.1 Power Analyzer ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น PZ4000	101
ก.9.2 Power Analyzer ยี่ห้อ Fluke รุ่น 43B	101
ก.10 Torque Converter ยี่ห้อ ONO SOKKI รุ่น TS-2700	102
ก.11 Multimeter	102
ก.12 Differential Probe	103
ก.13 Current Probe	103
ก.14 Passive Voltage Probe	104
ก.15 คอมพิวเตอร์ (Computer)	104
ข.1 แผงวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 , +5 , -5 , +15 , -15 โวลต์	106
ข.2 แผงวงจร FiO2	106
ข.3 แผงวงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)	107
ข.4 แผงวงจรขับเกต	108
ข.5 แผงวงจรอาร์ซีสนับเบอร์ (RC Snubber)	109
ข.6 แผงวงจรสวิตช์กำลังไอจีบีที (IGBT)	109
ข.7 แผงวงจรตรวจจับกระแส	110
ข.8 แผงวงจรตรวจจับแรงดัน	111

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข.9 แผงวงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)	112
ข.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Active Filter)	113
ค.1 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์	115
ค.2 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์	115
ค.3 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 , -15 โวลต์	116
ค.4 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 , -5 โวลต์	116
ค.5 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)	117
ค.6 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรขับเกต	117
ค.7 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)	118
ค.8 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Active Filter)	118

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1.1	แผนการดำเนินโครงงาน	4
3.1	พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลอง	38
4.1	พารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ในการทดลอง	56
4.2	ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 57.205 V , Vdc,ref = 200 V	59
4.3	ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 98.99 V , Vdc,ref = 250 V	62
4.4	ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 106.21 V , Vdc,ref = 300 V	65
4.5	ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 141.42 V , Vref = 350 V	67
4.6	ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสภาวะการทำงานที่ความถี่ 50 Hz	72
4.7	ค่าประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 Hz	77
4.8	ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสภาวะการทำงานที่ความถี่ 45 Hz	78
4.9	ค่าประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 45 Hz	83
4.10	ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสภาวะการทำงานที่ความถี่ 40 Hz	84

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่ หน้า

4.11 ค่าประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพ ในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ ในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 Hz 89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการใช้พลังงานไฟฟ้ามีเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้จากการดำเนินชีวิตประจำวันล้วนเกี่ยวข้องกับพลังงานไฟฟ้าทั้งสิ้น ไม่ว่าจะเป็นการทำงานหรือสิ่งอำนวยความสะดวกต่างๆ โดยแหล่งกำเนิดไฟฟ้านั้นต้องใช้เชื้อเพลิง เชื้อเพลิงที่ใช้นั้นมีหลายชนิด เช่น น้ำมัน ก๊าซธรรมชาติ ถ่านหิน ฯลฯ ซึ่งก่อให้เกิดมลพิษ อีกทั้งยังมีจำนวนลดลงอย่างรวดเร็ว ทำให้ราคาของเชื้อเพลิงดังกล่าวมีแนวโน้มสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง และที่สำคัญเชื้อเพลิงเหล่านี้กำลังจะหมดไป จึงเกิดแนวคิดหาพลังงานทดแทนเป็นพลังงานทางเลือก ตัวอย่างเช่น พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม ซึ่งเป็นพลังงานที่ได้จากธรรมชาติและเป็นพลังงานสะอาดไม่ส่งผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม

สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับระบบการไฟฟ้าหนึ่งเฟสนั้น จำเป็นต้องมีการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง โดยทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ สำหรับแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำและจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด โดยการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทางให้สามารถทำงานได้จากการสั่งงานของไมโครคอลโทรลเลอร์ และสามารถนำไปพัฒนาระบบเพื่อนำไปใช้งานทางด้านอื่นได้อีกเช่นกัน

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

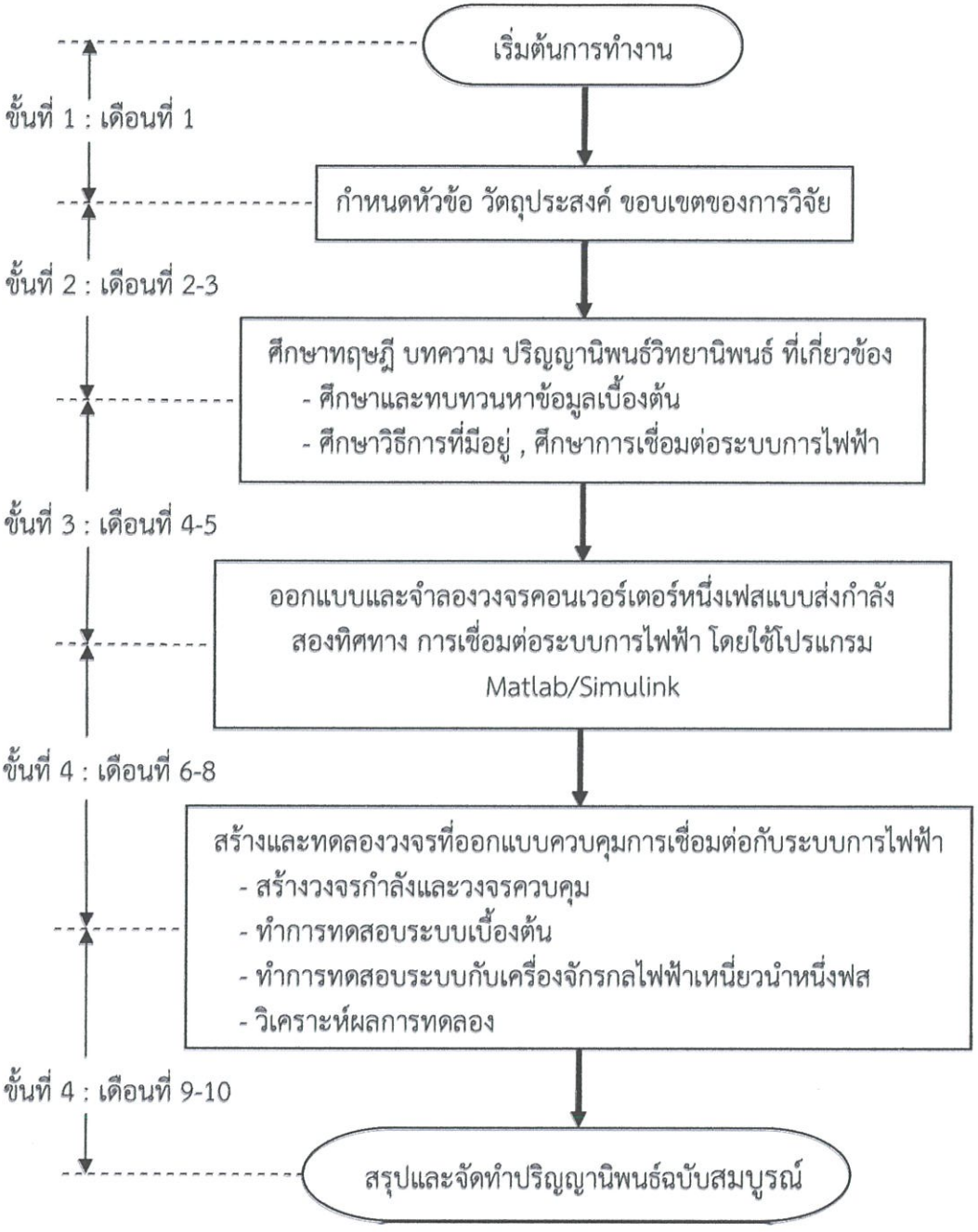
1. เพื่อศึกษาและวิเคราะห์วงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง
2. เพื่อออกแบบสร้างชิ้นงานวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง
3. เพื่อออกแบบสร้างชิ้นงานวงจรควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทางเพื่อควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า
4. เพื่อศึกษาการจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงงาน

1. สร้างแบบจำลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง เชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับกริดโดยใช้โปรแกรมMATLAB/Simulink
2. ออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสสามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง เชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับระบบการไฟฟ้า โดยควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์
3. ส่งผ่านกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด ในขณะเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสทำงานในสภาวะเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

1.4 วิธีการดำเนินโครงงาน

1. กำหนดหัวข้อ วัตถุประสงค์ ขอบเขตของการวิจัย
2. ค้นคว้าและศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับทฤษฎีของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง และทฤษฎีของการควบคุมการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด
3. ออกแบบและจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทาง เพื่อเชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับกริด
4. ทำการออกแบบ แก้ไข ปรับปรุงวงจร แล้วทำการทดลองเพื่อให้ผลเป็นไปตามเป้าหมาย
5. ทำการทดสอบการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า จากกริดเข้าสู่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส และการส่งผ่านกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด
6. สรุปผลการวิจัยและเสนอแนวทางที่ได้ดำเนินการ



แผนภูมิขั้นตอนการทำงานและเวลา

1.5 แผนการดำเนินโครงงาน

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินโครงงาน

หัวข้อการดำเนินการ	2556							2557		
	มิ.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.
1. กำหนดหัวข้อ วัตถุประสงค์ ขอบเขตของการวิจัย	←→	←– – →								
2. ศึกษาทฤษฎี บทความ ปริญญานิพนธ์ วิทยานิพนธ์ ที่เกี่ยวข้อง		←→	←→	←– – →						
3. ออกแบบและจำลอง วงจรคอนเวอร์เตอร์ หนึ่งเฟสที่สามารถส่ง กำลังได้สองทิศทาง				←→	←→	←– – →				
4. สร้างและทดลอง วงจรที่ออกแบบควบคุม การเชื่อมต่อกับกริด						←→	←→	←→	←– – →	
5. สรุปและจัดทำปริญญา นิพนธ์									←→	←→

←→ แผนการดำเนินงานที่กำหนดไว้

←– – → แผนการดำเนินงานจริง

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เรียนรู้และเข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง เรียนรู้และเข้าใจถึงหลักการการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำและจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด
2. วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง สร้างขึ้นมาเพื่อสามารถที่จะเชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเข้ากับกริดได้ และสามารถนำไปพัฒนาต่อไป
3. โครงงานวิจัยนี้เป็นบูรณาการของวิทยาการทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทฤษฎีทางระบบควบคุม และทางวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง เข้าด้วยกันซึ่งจะก่อให้เกิดประโยชน์กับผู้ศึกษาและทำการวิจัยในสาขาดังกล่าว

1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปริญญานิพนธ์

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของโครงงาน วัตถุประสงค์ ขอบเขตของโครงงาน วิธีการดำเนินโครงงาน และแผนการดำเนินงาน

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการทำโครงงาน

บทที่ 3 การออกแบบ จำลอง และสร้างชุดทดลอง

บทที่ 4 ผลการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสสามารถส่งกำลังได้สองทิศทางเชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับกริด

บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก

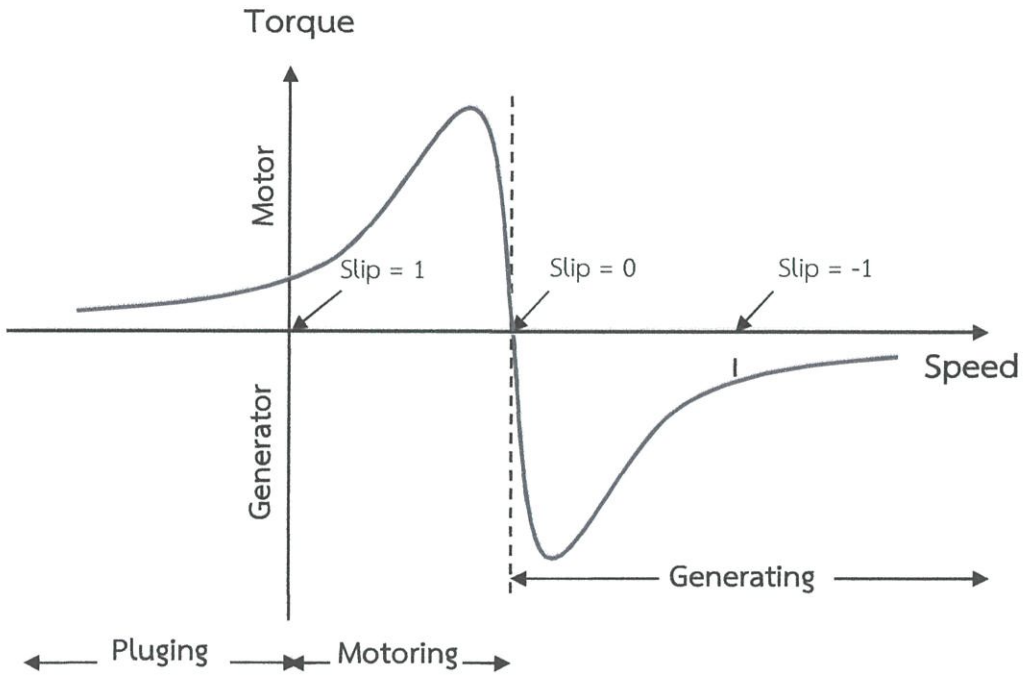
ประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

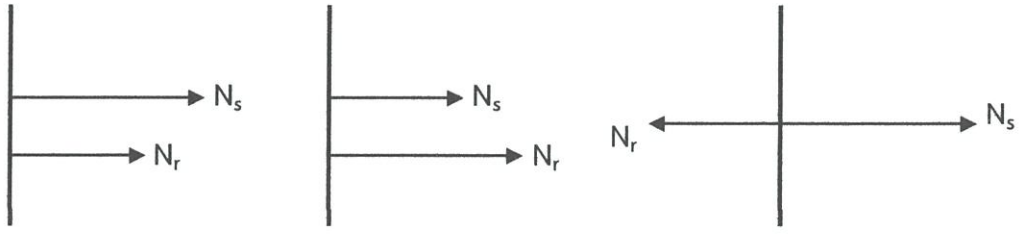
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ทฤษฎีการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

การทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบ่งออกเป็น 3 โหมดการทำงาน ดังรูปที่ 2.1



(ก.) คุณลักษณะแรงบิดกับค่าสลิปของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ



(ข.) Motoring (ค.) Generating (ง.) Plugging

รูปที่ 2.1 โหมดการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

2.1.1 โหมดการทำงานเป็นมอเตอร์ (Motoring)

ถ้าขดลวดสเตเตอร์ถูกต่ออยู่กับแหล่งจ่าย 1 เฟส โดยโครงสร้างของขดลวดที่พันอยู่กับสเตเตอร์ คือ ขดลวดหลัก (Main winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding) โดยโรเตอร์จะหมุนในทิศทางตามสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ ซึ่งถือว่าเป็นโหมดทำงานตามปกติของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยที่ความเร็ว $N_r < N_s$ มีค่าสลิป $0 < s < 1$ ดังรูปที่ 2.1 (ข.)

2.1.2 โหมดการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (Generating)

ในกรณีที่ปรับความเร็วของระบบขับเคลื่อนให้มีค่าสูงกว่าความเร็ว N_s และการหมุนของระบบยังอยู่ในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ ดังรูป 2.1 (ค.) เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสร้างเรื่องบิดที่เรียกว่า "Generating torque" แรงบิดดังกล่าวนี้จะมีทิศทางตรงกันข้ามกับทิศการหมุนของโรเตอร์ (หรือตรงกันข้ามกับทิศการหมุนของสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์) ซึ่งการทำงานในโหมดนี้ยังสามารถใช้ประโยชน์ในการหยุดการหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในระบบขับเคลื่อนที่เรียกว่า "Regenerative braking" โดยที่ความเร็ว $N_r > N_s$ มีสลิป $s < 0$

2.1.3 โหมดการทำงานโดยความเร็วโรเตอร์กลับทิศทาง (Plugging)

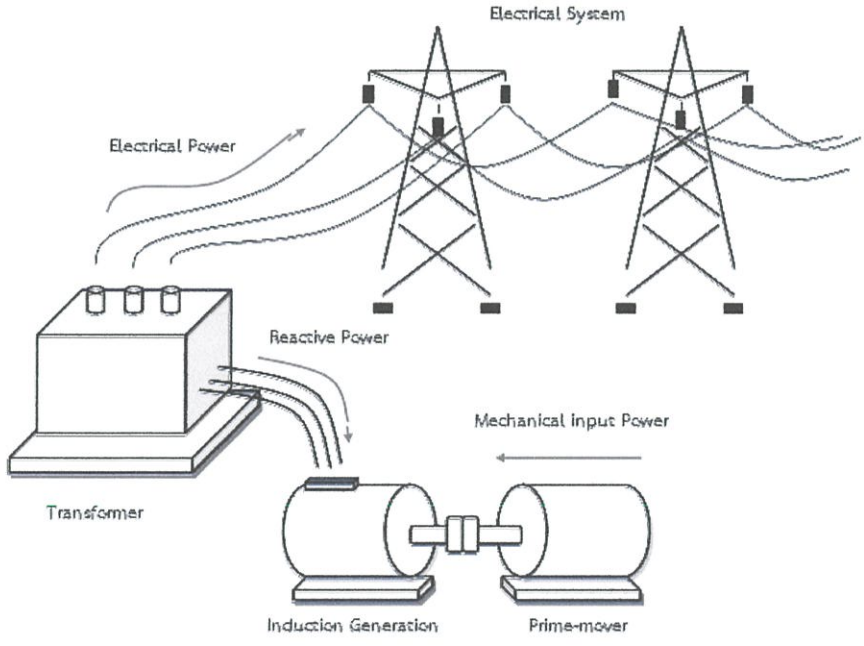
โหมดการทำงานนี้สามารถประยุกต์ใช้ในการหยุดการหมุนของมอเตอร์อย่างทันทีทันใดได้ โดยอาศัยการทำให้สนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์หมุนในทิศตรงกันข้ามกับทิศการหมุนของโรเตอร์ และขบวนการดังกล่าวนี้ เรียกว่า "Plugging operation" มีค่าสลิป $s > 1$ ดังรูปที่ 2.1 (ง.) ซึ่งจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลงจนเป็นศูนย์อย่างรวดเร็วและความเร็วจะเพิ่มขึ้นในทิศทางตรงข้ามจนกว่าแหล่งจ่ายจะถูกปลดออก

2.2 ลักษณะการนำเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำไปใช้งานแบบเชื่อมต่อกับกริด (Grid-connected Induction Generator)

หลักการทำงานเมื่อต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำเข้ากับกริด (Grid-system) โดยตรงซึ่งยังไม่มีตัวต้นกำลัง (Prime-mover) ตัวเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะแสดงพฤติกรรมทำงานเป็นมอเตอร์ และรับกำลังไฟฟ้ามาจากกริด โดยโรเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วโรเตอร์ (Rotor speed) ซึ่งต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส เนื่องจากมีค่าสลิป แต่เมื่อเราต่อตัวต้นกำลังเข้ากับโร-เตอร์โดยให้ทิศทางการหมุนตรงกันกับทิศทางการหมุนของโรเตอร์จนความเร็วของโรเตอร์มากกว่าความเร็วซิงโครนัส ขณะนี้เองที่ทิศทางการไหลของกระแสจะไหลกลับเข้าสู่กริด ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าไหลกลับเข้าสู่กริด ซึ่งเป็นสภาพที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำเริ่มแสดงพฤติกรรมเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะมีข้อจำกัดคือ ถึงแม้ว่าจะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง (Real power) ให้กับกริดได้

ก็ตาม แต่ไม่สามารถสร้างกำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power) ในทางตรงข้ามกลับมีความต้องการกำลังไฟฟ้าเสมือนจากกริดเพื่อใช้สร้างสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic field) ที่ส่วนกระตุ้น (exciting) สำหรับแรงดันไฟฟ้าและความถี่จะขึ้นอยู่กับกริดที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าต่ออยู่ แต่จะไม่ขึ้นกับความเร็วโรเตอร์

ระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ต่อกับกริด มีข้อดีที่สำคัญคือระบบการทำงานที่ง่ายไม่ซับซ้อนและไม่ต้องการตัวต้นกำลังที่มีความเร็วคงที่ แต่ต้องการตัวต้นกำลังที่มีความเร็วของโรเตอร์มากกว่าความเร็วซิงโครนัสเท่านั้น จึงพบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดนี้ได้อย่างแพร่หลายในระบบพลังงานไฟฟ้าที่ได้มากจากพลังงานลม โดยใช้กังหันลมขนาดกลาง (Medium Wind Turbine) และขนาดใหญ่ (Large Wind Turbine) ที่ใช้สำหรับผลิตกำลังไฟฟ้าแบบต่อเชื่อมกับกริด ส่วนใหญ่จะมีการติดตั้งหลายๆตัว ลักษณะเป็นทุ่งกังหันลม (Wind Turbine Farm) มีทั้งบนบกและในทะเล ซึ่งในประเทศไทยนั้น ระบบนี้ได้นำมาใช้ที่สถานีพลังงานทดแทนแหลมพรหม-เทพ จังหวัดภูเก็ต



รูปที่ 2.2 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ต่อเข้ากับกริด

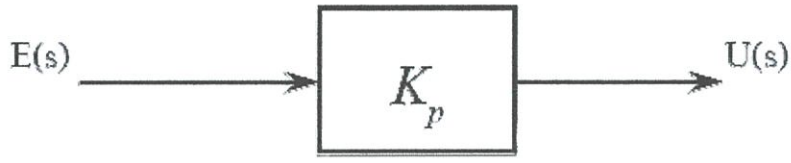
2.3 การควบคุมแบบป้อนกลับ

1. ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Controller)
2. ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Controller)
3. การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)
4. ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล (Proportional plus Integral Controller)

5. ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัลบวกอนุพันธ์ (Proportional plus Integral plus Derivative Controller)

2.3.1 การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P-control)

การควบคุมระบบแบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนนั้น สัญญาณควบคุม (u) จะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับค่าสัญญาณความผิดพลาด (e) ที่เกิดจากผลต่างระหว่างค่าสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาท์พุทของ ระบบที่ต้องการควบคุม แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบสัดส่วนแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน

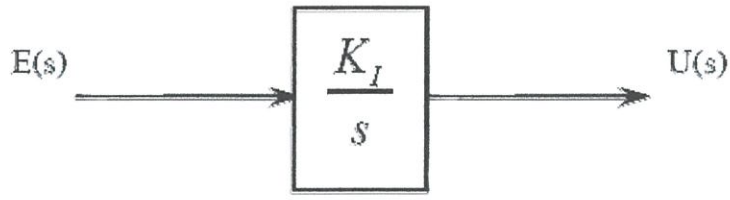
$$u(t) = K_p e(t) \tag{2.1}$$

เมื่อ K_p จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมนี้หรือจะเรียกว่าเกนสัดส่วน

ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Controller) คือลดค่าความผิดพลาดของระบบ โดยสามารถตอบสนองกับค่าสัญญาณความผิดพลาดอย่างทันทีทันใด

2.3.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control)

การควบคุมแบบอินทิกรัล มีรูปแบบสมการ $u(t) = K_I \int e(t)dt$ คือ เมื่อ K_i คือค่าคงที่ของตัวควบคุม แบบอินทิกรัล แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลแสดงดังรูปที่ 2.4



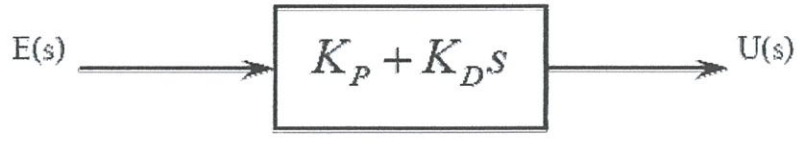
รูปที่ 2.4 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล

จากรูปแบบการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้จะเห็นว่าสัญญาณควบคุม u (t) จะมีค่ามาก โดยที่สัญญาณความ ผิดพลาด e (t) มีค่าเป็นศูนย์ในภายหลังเมื่อเวลาผ่านไปแล้วก็ตาม ทั้งนี้ก็เพราะว่าสัญญาณการควบคุมในกรณีของ การควบคุมแบบอินทิกรัลขึ้นอยู่กับค่าในอดีต (past value) ไม่เหมือนกับตัวควบคุมแบบสัดส่วนซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าปัจจุบัน

ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลก็เพื่อต้องการลดค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ใน ขณะเดียวกันค่าความมีเสถียรภาพของระบบก็จะลดน้อยลงด้วยการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้จะเป็นการเพิ่มอันดับ ให้กับระบบของเรา เช่น ในกรณีระบบเป็นอันดับที่หนึ่ง และเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Controller) แล้วระบบป้อนกลับจะมีอันดับเป็นสอง

2.3.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)

การควบคุมแบบอนุพันธ์ มีรูปแบบสมการ คือ $u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt}$ เมื่อ K_D คือค่าคงที่ของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ ส่วนมากแล้วจะใช้ร่วมกับตัวควบคุมตัวอื่น เช่น ใช้ร่วมกับตัวควบคุมแบบสัดส่วน ซึ่งเรียกว่าตัว ควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอนุพันธ์หรือ (PD-controller) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ถ้าตัวควบคุมแบบสัดส่วนใช้ ร่วมกับอินทิกรัลก็จะเรียกว่าตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอินทิกรัลหรือ (PI-controller) และถ้าใช้ตัวควบคุม แบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอินทิกรัลและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ เรียกว่า (PID-controller)



รูปที่ 2.5 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนรวมกับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะช่วยเพิ่มค่าความหน่วง (damping) ให้กับระบบที่ต้องการจะควบคุม นั่นคือ ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ในขณะเดียวกันจะเห็นว่าสัญญาณ

เอาท์พุทที่ออกจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้ เป็นสัญญาณที่เกิดจากการหาอนุพันธ์ของสัญญาณความผิดพลาด ดังนั้นถ้าสัญญาณความผิดพลาดนี้มีสัญญาณ รบกวนมาก สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะกระเพื่อม (fluctuate) ค่อนข้างมาก (เนื่องจากค่าความชัน (slope) ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงแปลงค่อนข้างมาก) ซึ่งจะทำให้ระบบควบคุมของเราไม่มีเสถียรภาพได้

2.3.4 การควบคุมแบบพีไอ (PI controller)

ตัวควบคุมนี้เป็นการรวมตัวควบคุมแบบ P และแบบ I

$$U(t) = K_P e(t) + \frac{K_P}{T_i}\int_0^t e(t)dt \tag{2.2}$$

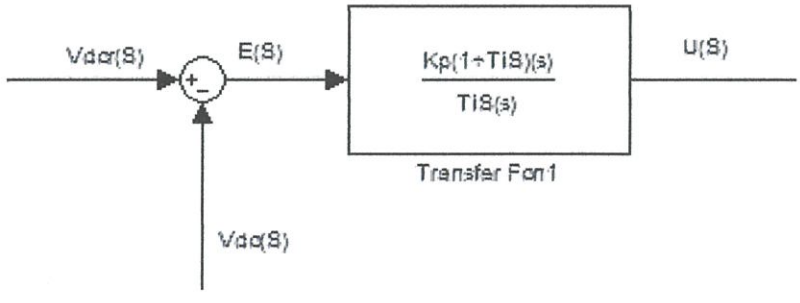
หรือเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_P(1+\frac{1}{T_i S}) \tag{2.3}$$

โดย K_P เป็นอัตราขยายสัดส่วน

T_i ช่วงอินทิกรัล (integral time)

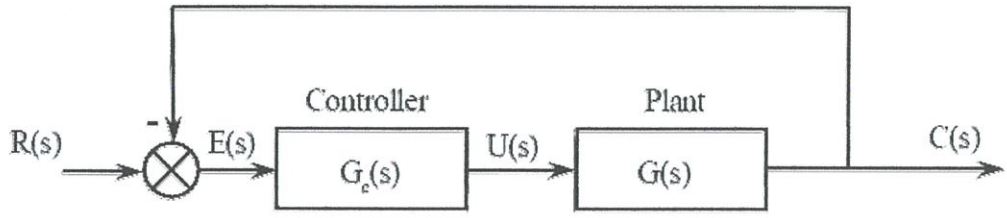
ค่า K_P และ T_i เป็นค่าคงที่ที่ปรับค่าได้ ส่วนกลับของค่า T_i เรียกว่า Reset rate ซึ่งหมายถึง จำนวนครั้งต่อนาทีที่สัญญาณควบคุมมีค่าเป็น 2 เท่าบล็อกไดอะแกรมการควบคุมดังในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ

2.3.5 การควบคุมแบบพีไอดี (PID controller)

พิจารณาระบบควบคุมแบบปิด



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอดี

PID controller ประกอบด้วย 3 เทอม คือ Proportion, Integral และ Derivative

จาก
$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t)dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \tag{2.4}$$

$$e(t) = r(t) - c(t) \tag{2.5}$$

แปลงลาปลาส จะได้ ;
$$U(s) = (K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s)E(s) \tag{2.6}$$

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = (K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s) = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \tag{2.7}$$

2.4 การแปลงกระแสและแรงดันหนึ่งเฟสไปเป็นสเปซเวกเตอร์บนแกน (α, β) และ แกน (d,q)

แปลงสเปซเวกเตอร์ของกระแสและแรงดันบนแกน (α, β) ไปอยู่บนแกน (d,q) ที่ความถี่มูลฐาน 50 Hz โดยคูณเวกเตอร์ กระแสและแรงดันด้วย $e^{-j\omega t}$ เมื่อ ω คือค่าความถี่หลักมูลฐานในหน่วย *rad/s* เราสามารถเขียนสมการการแปลงให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (2.8) และ (2.9) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & -cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

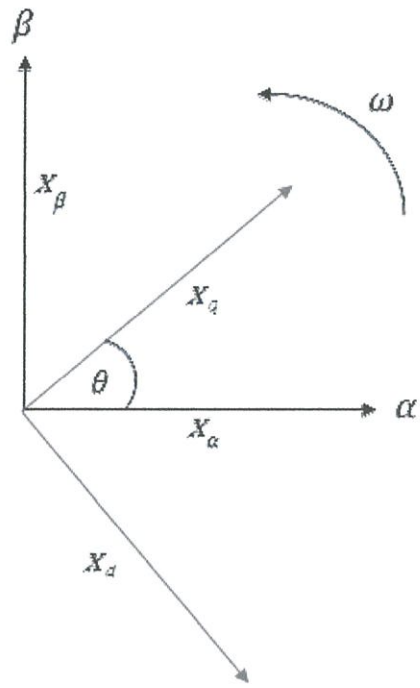
$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & -cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

การแปลงกระแสและแรงดันบนแกน d,q กลับไปเป็นสเปซเวกเตอร์ของกระแสและแรงดันบนแกน (α, β) โดยการคูณด้วย $e^{-j\omega t}$ ซึ่งสามารถแสดงในรูปเมตริกซ์ดังสมการที่ (2.10) และ (2.11) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & -cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & -cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

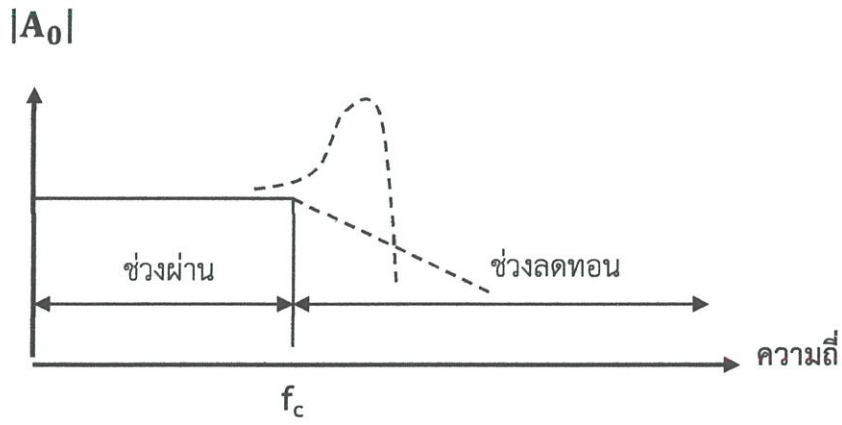
จากวิธีการคำนวณองค์ประกอบของกระแสและแรงดันในระบบหนึ่งเฟสสามสาย ดังกล่าวข้างต้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



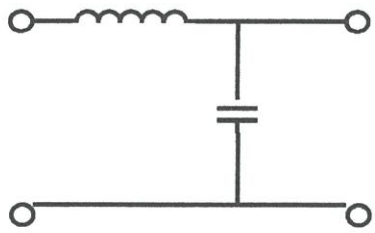
รูปที่ 2.8 เวกเตอร์กระแสและแรงดันบนแกนอ้างอิงซึ่งหมุนไปด้วยความถี่ ω เมื่อ X คือ กระแสและแรงดัน

2.5 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (Low Pass Filter: LPF)

วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (Low Pass Filter: LPF) หมายถึง วงจรที่จะยอมให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ถึงความถี่ที่กำหนดผ่านไปได้ ส่วนความถี่ตั้งแต่ที่กำหนดสูงขึ้นไปเรื่อยๆ จะลดทอนไปตามลำดับ



รูปที่ 2.9 แบบกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.10 วงจรกรองความถี่ต่ำ

การออกแบบวงจร low-pass filter

วงจร low pass filter มีลักษณะการต่อคือ ใช้ L อนุกรมกับวงจร และ C ขนานกับวงจร คุณสมบัติของวงจรก็คือ เมื่อเราป้อนความถี่ ต่ำเข้าวงจร L จะมีค่า X_L ต่ำ C จะมีค่า X_C สูง ทำให้ความถี่ ต่ำผ่าน L ได้สะดวก ระดับสัญญาณ Output จึงผ่านได้มาก แต่เมื่อความถี่สูงกว่าจุดที่กำหนด ค่า X_L จะมากขึ้น ค่า X_C จะลดลง ทำให้ความถี่ ผ่านขดลวดได้ลดลง บางส่วนที่ผ่านไปได้ก็จะถูก C ดึงลงกราวด์ ระดับสัญญาณ Output จึงผ่านได้น้อยมาก ดังนั้นในการออกแบบว่าต้องการให้ความถี่ที่มากที่สุดผ่านวงจร คือการคำนวณหาค่า L กับ C

สมการ Cut-off frequency

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.12}$$

2.6 หลักการของอินเวอร์เตอร์

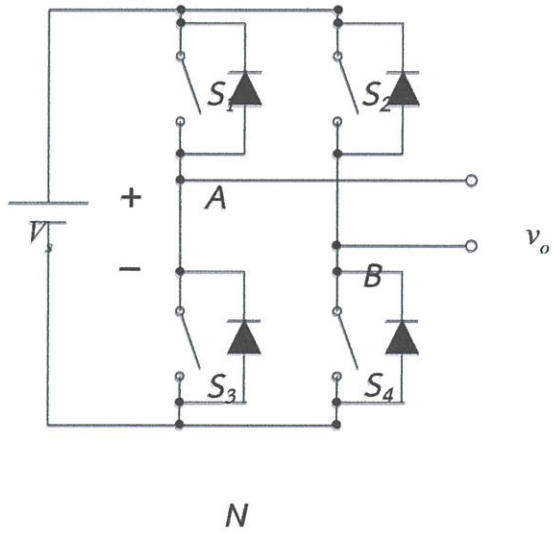
อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากกระแสตรงไปเป็นกระแสสลับ โดยใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI) เหมาะสำหรับชิ้นงานที่ใช้กำลังไฟฟ้าไม่สูงมากนัก ในการทำโครงงานนี้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบพีดับบลิวเอ็ม (Pulse Width Modulation Inverter : PWM) เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆ

2.6.1 การสวิตชิ่งแบบพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM)

การควบคุมการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ต้องการสัญญาณแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ วิธีการควบคุมการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มเป็นที่นิยมใช้กัน โดยใช้วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมรูปไซน์ นำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบไบโพลาร์ (Bipolar Voltage Switching) และแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Voltage Switching)

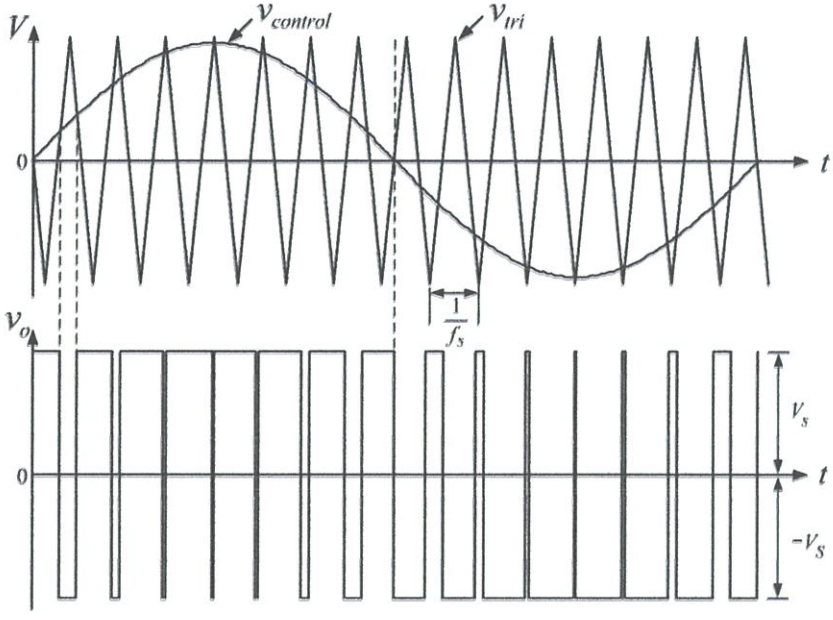
2.6.1.1 การสวิตช์แบบไบโพลาร์

การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์คือการควบคุมให้สวิตช์แบบฟูลบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ดังรูปที่ 2.11 การทำงานของสวิตช์ S_1 ทำงานร่วมกับ S_4 และสวิตช์ S_2 ทำงานร่วมกับ S_3 เมื่อสัญญาณควบคุมรูปไซน์มีค่ามากกว่าสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สวิตช์ S_1 และ S_4 จะนำกระแส ขนาดแรงดันเอาพุต v_o มีค่าเท่ากับ V_s แต่ถ้าสัญญาณควบคุมรูปไซน์มีค่าน้อยกว่าสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สวิตช์ S_2 และ S_3 จะนำกระแส ขนาดแรงดันเอาพุต v_o มีค่าเท่ากับ $-V_s$ การสวิตช์แบบไบโพลาร์แสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์แบบไบโพลาร์ คือ มีการสวิตช์ของแรงดันระหว่างสาย (v_0 หรือ v_{AB}) ระหว่างขั้วหรือบัสบวกกับลบ ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่โหลดเท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 2.12 การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์

2.6.1.2 การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์

ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์กับแบบยูนิโพลาร์ คือ แบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตช์ในกิ่ง A กับกิ่ง B (รูปที่ 2.11) จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือ สวิตช์ในกิ่ง A ถูกควบคุมจากสัญญาณ $v_{control}$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม v_{tri} ขณะที่สวิตช์ในกิ่ง B ถูกควบคุมจากสัญญาณ $-v_{control}$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม v_{tri} การสวิตช์มีเงื่อนไขดังนี้

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

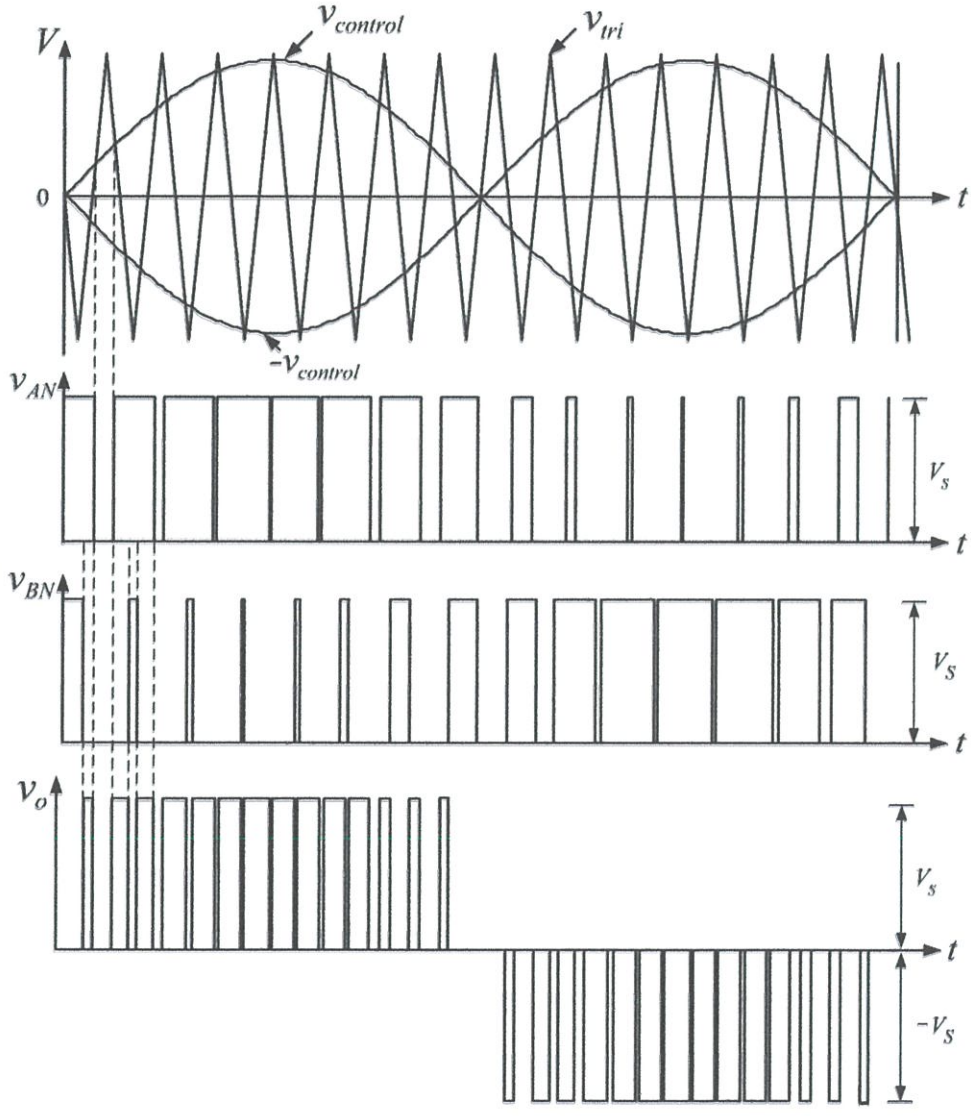
เมื่อ $v_{control} < v_{tri}$ สวิตช์ S_3 นำกระแส $v_{AN} = 0$

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 ทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนระดับแรงดันจากการสวิตช์สูงเช่น กรณีของไบโพลาร์

จุดเด่นของยูนิโพลาร์ คือการเกิดความถี่ด้านออกมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตช์ ผลของความถี่ที่เพิ่มเป็นสองเท่านี้ ทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ เล็ก ง่าย และประหยัด สัญญาณการสวิตช์แบบยูนิโพลาห์แสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์

จากการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์ และแบบยูนิโพลาร์มื่อเปรียบเทียบ ข้อดี ข้อเสียของการสวิตช์ทั้งสองแบบ ซึ่งข้อดีของแบบไบโพลาร์คือ การควบคุมการสวิตช์นั้น สามารถทำได้ง่ายกว่าแบบยูนิโพลาร์ แต่มีข้อเสียตรงการกรองความถี่สูงไม่ดีเท่ากับแบบยูนิโพลาห์ เนื่องจากกาสวิตช์แบบยูนิโพลาห์มีความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าทำให้กรองความถี่ได้ง่ายขึ้น ส่งผลให้อุปกรณ์ที่กรองความถี่ (ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ) มีขนาดเล็กลงเนื่องจากการสวิตช์โดยใช้ความถี่สูง ส่งผลให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์สูงขึ้นตาม ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำ และอุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงสร้างอินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีการเรโซแนนซ์เพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรให้สูงขึ้น

2.6.2 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์

ในทางปฏิบัติ สวิตช์ตัวบนและตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องการช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่าง บัสบวกกับบัสลบ ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า เดดไทม์ (Dead Time) เวลาเดดไทม์ดังกล่าวจะต้องเหมาะสม หากมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้มีโอกาสลัดวงจรได้ง่ายหรือถ้าหากมากเกินไปอาจจะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไป สวิตช์ที่เป็นมอสเฟตจะมีเดดไทม์น้อยๆ ประมาณ 1-2 ไมโครวินาที ดังนั้นเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับชนิดของอุปกรณ์สวิตชิ่งที่เลือกใช้

ข้อดี คือ ทำหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ

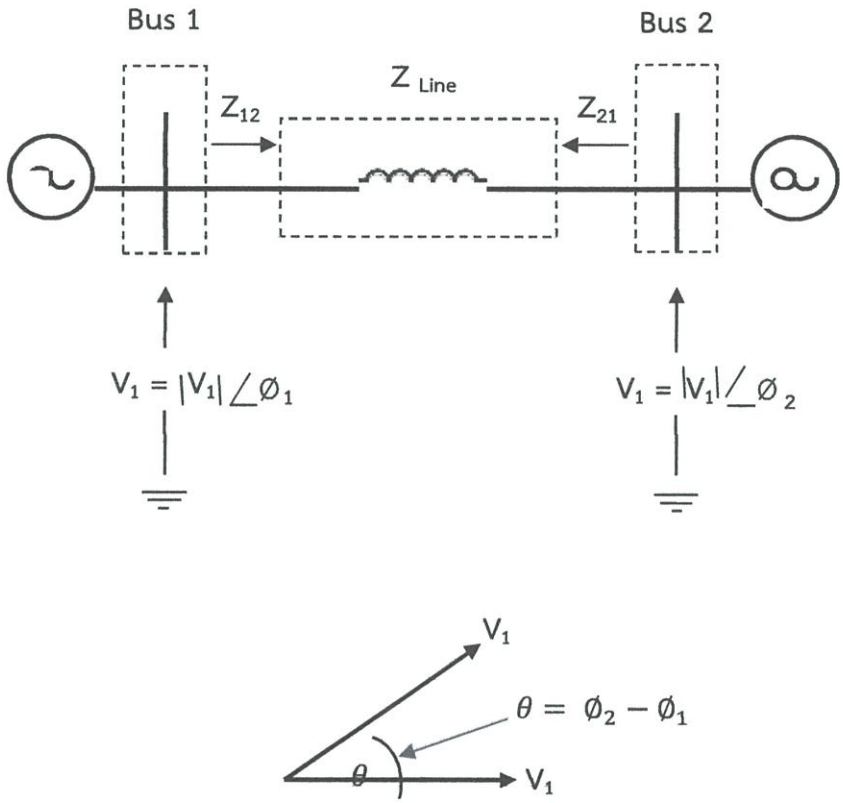
ข้อเสีย คือ หากเดดไทม์มากเกินไปจะส่งผลต่อแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกระแสโหลด การเกิดฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่รอบข้างความข้างความถี่สวิตชิ่ง และเกิดความถี่ที่ฮาร์มอนิกส์อันดับต่ำๆ ซึ่งส่งผลเสียต่อสมรรถภาพของอินเวอร์เตอร์

2.7 หลักการและทฤษฎีการต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากับกริด

จากหลักการในทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้ว ถ้าเราสามารถสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับขนาดแรงดันไฟฟ้า ปรับมุมเฟสและปรับความถี่ได้ เราก็สามารถที่จะทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ที่เราสร้างขึ้นมาใช้ในการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าให้เป็นไปตามที่เราต้องการได้ โดยใช้ ทฤษฎีการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัสสองบัสซึ่งเราจะสามารถต่อแรงดันอินเวอร์เตอร์เข้ากับแรงดันของกริด ได้โดยจะมีข้อกำหนดสามประการ คือ

- ขนาดแรงดันเท่ากัน
- ความถี่แรงดันเท่ากัน
- มุมเฟสแรงดันเท่ากัน

การควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัสสองบัส



รูปที่ 2.14 การวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้า

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าโดยมีทิศทางการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าตามรูปซึ่งเป็นวันไลน์ไดอะแกรมแทนระบบส่งไฟฟ้าระหว่างบัส 1 กับ บัส 2 และมีค่าอิมพิแดนซ์ของสายส่งเป็น Z = R+jX ต่ออยู่ระหว่างบัสทั้งสอง ซึ่งมีสมการในการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

$$S_{12} = P_{12} + jQ_{12} = V_1 (I^*) \tag{2.14}$$

$$S_{21} = P_{21} + jQ_{21} = V_2 (-I^*) \tag{2.15}$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \tag{2.16}$$

โดยที่

S_{12} คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2

S_{21} คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 2 ไปบัส 1

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 และ บัส 2 ตามลำดับ

I คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากบัส1 ไปบัส 2

Z คือ ค่าอิมพิแดนซ์ของสายส่ง

δ คือ มุมพาวเวอร์แองเกิล (Power Angle) ซึ่งเป็นมุมต่างกันระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสอง

$$P_{12} = \frac{|V_1|-|V_2|\sin\delta}{X} \tag{2.17}$$

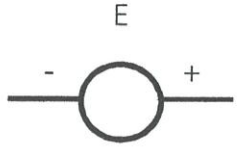
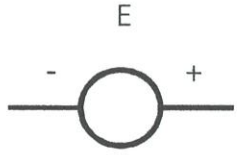
$$Q_{12} = \frac{1}{X}(|V_1|^2 - |V_1||V_2|\cos\delta) \tag{2.18}$$

$$P_{21} = -\frac{|V_1||V_2|\sin\delta}{X} = -P_{12} \tag{2.19}$$

$$Q_{21} = \frac{1}{X}(|V_2|^2 - |V_1||V_2|\cos\delta) \tag{2.20}$$

เมื่อพิจารณาสมการ จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าจะแปรตามมุมพาวเวอร์แองเกิล (Power Angle) โดยการคงที่แรงดันไฟฟ้าที่บัสทั้งสองและปรับค่ามุมพาวเวอร์แองเกิลตั้งแต่ 0 ถึง 180 องศา ซึ่งจะทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากบัส 1 ไปบัส 2 โดยกำลังไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ และจะสูงสุดที่มุมพาวเวอร์แองเกิลเท่ากับ 90 องศา และจะลดลงเรื่อยๆเมื่อมุมพาวเวอร์แองเกิลมากกว่า 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 2.14 สมมติว่าแรงดัน (V_1) เป็นแรงดันที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ และ (V_2) เป็นแรงดันของกริด กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะแปรผันตามมุมกำลัง (δ) กล่าวคือ ถ้ามุมกำลังเป็นบวกหรือมุมเฟสของอินเวอร์เตอร์ (V_1) ล้าหลังแรงดันของกริด (V_2) กำลังไฟฟ้าจะไหลจากกริดไปสู่อินเวอร์เตอร์ แต่ถ้ามุมกำลังมีค่าเป็นลบหรือมุมเฟสของแรงดันที่อินเวอร์เตอร์นำหน้าแรงดันของกริด กำลังไฟฟ้าก็จะไหลจากอินเวอร์เตอร์ไปสู่กริด

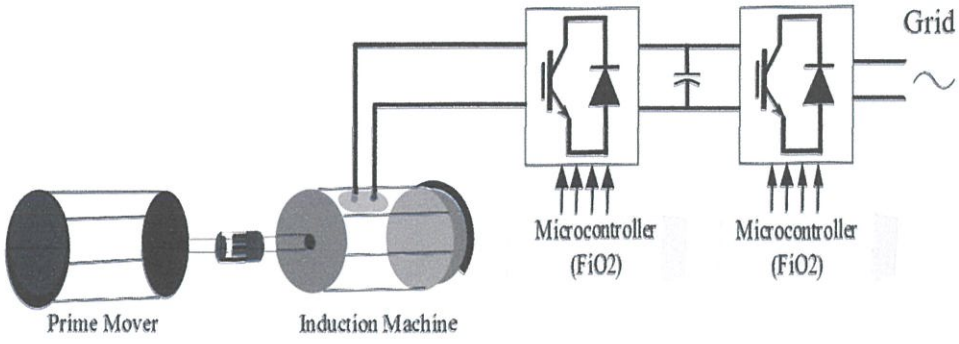
บทที่ 3

การออกแบบและผลการจำลอง

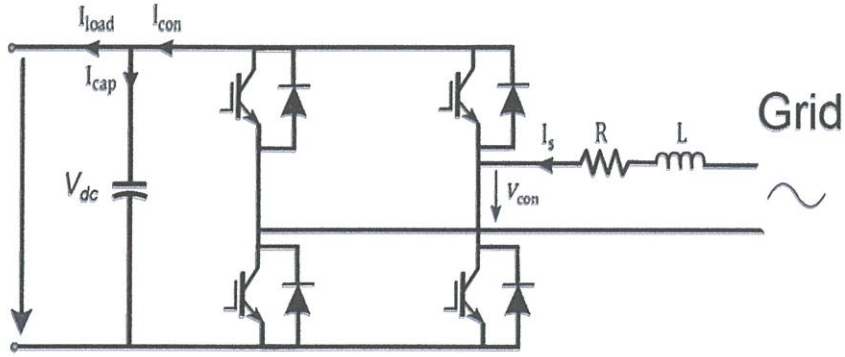
3.1 บทนำ

บทนี้กล่าวถึงแบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริด โดยมีส่วนของวงจรกำลังและวงจรควบคุมทั้งคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสฝั่งกริดโดยอาศัยหลักการ การแปลงแกนจากแกนหยุดนิ่ง (Stationary reference frame) เป็นแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ((q-,d-) Synchronous reference frame หรือ q-, d-axis) และคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสฝั่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด



รูปที่ 3.1 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 วงจรภาคกำลังของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด

3.2.1 สมการทางคณิตศาสตร์

จากวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์สามารถหาสมการแรงดัน v_{con} ที่ใช้ในการควบคุมการสวิตช์ของ ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Junction Transistors: IGBTs) ได้ดังนี้

$$v_{con} - v_s = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{3.1}$$

$$v_{con} - v_s = \Delta v_s \tag{3.2}$$

$$\Delta v_s = L\frac{di}{dt} + Ri \tag{3.3}$$

แปลงสัญญาณคลื่นไซน์ (sine wave) จากแกนอ้างอิงหยุดนิ่งอยู่บนแกน α, β $(\alpha-, \beta - axis)$ ได้สมการที่ (3.4) และ (3.5)

$$\Delta v_{s\alpha} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt} + Ri_{s\alpha} \tag{3.4}$$

$$\Delta v_{s\beta} = L\frac{di_{s\beta}}{dt} + Ri_{s\beta} \tag{3.5}$$

แปลงสัญญาณกระแสจากแกน α, β ($\alpha-, \beta - axis$) มาอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส $(d-, q - axis)$ ได้สมการที่ (3.6) และ (3.7)

$$i_{sq} = i_{s\alpha}cos(\omega t) + i_{s\beta}sin(\omega t) \tag{3.6}$$

$$i_{sd} = i_{s\alpha}sin(\omega t) - i_{s\beta}\,cos(\omega t) \tag{3.7}$$

หาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.6) และ (3.7) แล้วคูณด้วย L ได้สมการที่ (3.8) และ (3.9) มาอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส $(d-, q-axis)$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = -Lwi_{s\alpha}sin(\omega t) + Lwi_{s\beta}cos(\omega t) + L\frac{di_{s\alpha}}{dt}cos(\omega t) + L\frac{di_{s\beta}}{dt}sin(\omega t) \quad (3.8)$$

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = Lwi_{s\alpha}cos(\omega t) + Lwi_{s\beta}sin(\omega t) + L\frac{di_{s\alpha}}{dt}sin(\omega t) - L\frac{di_{s\beta}}{dt}cos(\omega t) \quad (3.9)$$

แปลงสัญญาณแรงดัน Δv จากแกน α, β $(\alpha-, \beta-axis)$ มาอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส $(d-, q-axis)$ ได้สมการที่ (3.10) และ (3.11)

$$\Delta v_{sq} = \Delta v_{s\alpha}cos(\omega t) + \Delta v_{s\beta}sin(\omega t) \quad (3.10)$$

$$\Delta v_{sd} = \Delta v_{s\alpha}sin(\omega t) - \Delta v_{s\beta}cos(\omega t) \quad (3.11)$$

แทนค่าสมการที่ (3.10) ด้วยสมการที่ (3.4) ได้สมการที่ (3.12)

$$\Delta v_{sq} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}cos(\omega t) + Ri_{s\alpha}cos(\omega t) + L\frac{di_{s\beta}}{dt}sin(\omega t) + Ri_{s\beta}sin(\omega t) \quad (3.12)$$

จัดรูปใหม่แล้วแทนค่าด้วยสมการที่ (3.6) ได้สมการที่ (3.13)

$$\Delta v_{sq} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}cos(\omega t) + L\frac{di_{s\beta}}{dt}sin(\omega t) + R[i_{s\alpha}cos(\omega t) + i_{s\beta}sin(\omega t)]$$

$$\Delta v_{sq} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}cos(\omega t) + L\frac{di_{s\beta}}{dt}sin(\omega t) + Ri_{sq} \quad (3.13)$$

แทนค่าสมการที่ (3.11) ด้วยสมการที่ (3.5) ได้สมการที่ (3.14)

$$\Delta v_{sd} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}sin(\omega t)\,) + Ri_{s\alpha}sin(\omega t) - L\frac{di_{s\beta}}{dt}cos(\omega t) - Ri_{s\beta}cos(\omega t) \quad (3.14)$$

จัดรูปใหม่แล้วแทนค่าด้วยสมการที่ (3.7) ได้สมการที่ (3.15)

$$\Delta v_{sd} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}sin(\omega t)\,) - L\frac{di_{s\beta}}{dt}cos(\omega t) + R[i_{s\alpha}\sin(\omega t) - i_{s\beta}cos(\omega t)]$$

$$\Delta v_{sd} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}sin(\omega t)\,) - L\frac{di_{s\beta}}{dt}cos(\omega t) + Ri_{sd} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.8) จัดรูปใหม่ได้สมการที่ (3.16)

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

แทนค่าสมการที่ (3.13) ด้วยสมการที่ (3.16) ได้สมการที่ (3.17)

$$\Delta v_{sq} = L\frac{di_{sq}}{dt} + L\omega[i_{s\alpha}sin(\omega t) - i_{s\beta}cos(\omega t)] + Ri_{sq} \quad (3.17)$$

แทนค่าสมการที่ (3.17) ด้วยสมการที่ (3.7) ได้สมการที่ (3.18) และ (3.19)

$$\Delta v_{sq} = L\frac{di_{sq}}{dt} + L\omega i_{sd} + Ri_{sq} \quad (3.18)$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = \Delta v_{sq} - L\omega i_{sd} - Ri_{sq} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.9) จัดรูปใหม่ได้สมการที่ (3.20)

$$L\frac{di_{s\alpha}}{dt}sin(\omega t) - L\frac{di_{s\beta}}{dt}cos(\omega t) = L\frac{di_{sd}}{dt} - L\omega i_{s\alpha}cos(\omega t) - L\omega i_{s\beta}sin(\omega t) \quad (3.20)$$

แทนค่าสมการที่ (3.15) ด้วยสมการที่ (3.20) ได้สมการที่ (3.21)

$$\Delta v_{sd} = L\frac{di_{sd}}{dt} - L\omega[i_{s\alpha}cos(\omega t) + i_{s\beta}sin(\omega t)] + Ri_{sd} \quad (3.21)$$

แทนค่าสมการที่ (3.22) ด้วยสมการที่ (3.6) ได้สมการที่ (3.22) และ (3.23)

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

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = \Delta v_{sd} + L\omega i_{sq} - Ri_{sd} \quad (3.23)$$

แทนค่าสมการที่ (3.19 ด้วยสมการที่ (3.2) ได้สมการที่ (3.24)

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = v_{sq} - v_{conq} - L\omega i_{sd} - Ri_{sq} \quad (3.24)$$

แทนค่าสมการที่(3.23) ด้วยสมการที่ (3.2) ได้สมการที่ (3.25)

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = v_{sd} - v_{cond} + L\omega i_{sq} - Ri_{sd} \quad (3.25)$$

ให้ $v_q = 0$ ได้สมการที่ (3.26) และ (3.27)

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = -v_{conq} - L\omega i_{sd} - Ri_{sq} \tag{3.26}$$

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = v_{sd} - v_{cond} + L\omega i_{sq} - Ri_{sd} \tag{3.27}$$

จัดรูปใหม่ได้สมการที่ (3.28) และ (3.29)

$$v_{conq} = -L\frac{di_{sq}}{dt} - L\omega i_{sd} - Ri_{sq} \tag{3.28}$$

$$v_{cond} = -L\frac{di_{sd}}{dt} + v_{sd} + L\omega i_{sq} - Ri_{sd} \tag{3.29}$$

จากกำลังไฟฟ้าที่เกิดในคอนเวอร์เตอร์ P_{con}

$$P_{con} = \frac{i_{sd}v_{sd}}{2} \tag{3.30}$$

หาค่าของกระแส I_{con} (กระแสในคอนเวอร์เตอร์) , I_{cap} (กระแสในตัวเก็บประจุ) , I_{in} (กระแสจาก Induction generator) และ V_{dc}

$$I_{con} = \frac{P_{con}}{V_{dc}} = \frac{i_{sd}V_{sd}}{2V_{dc}} \tag{3.31}$$

$$I_{cap} = I_{in} - I_{con} \tag{3.32}$$

$$v_{dc} = \frac{1}{C}\int I_{cap}dt \tag{3.33}$$

แปลงลาปลาซสมการที่ (3.28) , (3.29) , (3.31) , (3.32) และ (3.33) ให้อยู่ใน S โดเมน

$$v_{conq} = -L\omega i_{sd} - i_{sq}(Ls + R) \tag{3.34}$$

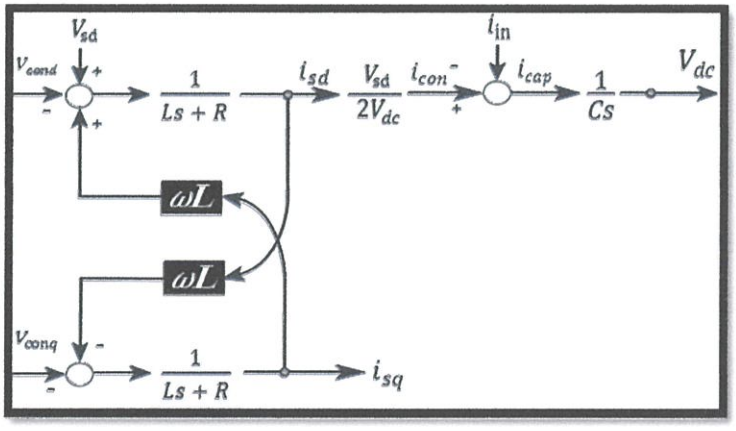
$$v_{cond} = L\omega i_{sq} + v_{sd} - i_{sd}(Ls + R) \tag{3.35}$$

$$I_{con} = \frac{i_{sd}V_d}{2V_{dc}} \tag{3.36}$$

$$I_{cap} = I_{in} - I_{con} \tag{3.37}$$

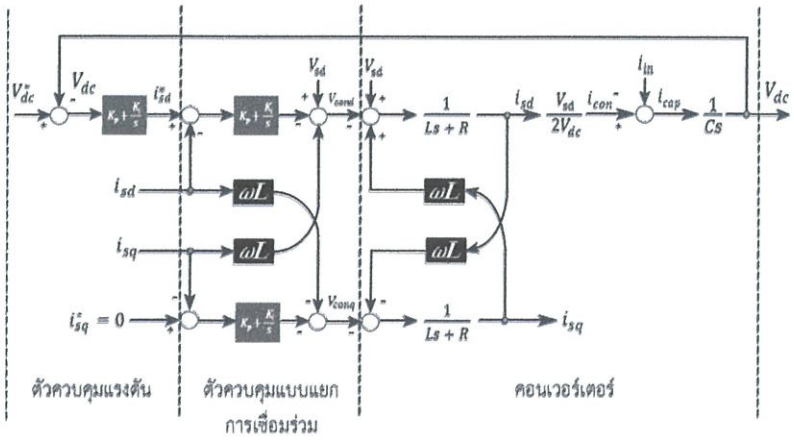
$$V_{dc} = \frac{1}{sC} I_{cap} \tag{3.38}$$

นำสมการที่ (3.34) ถึง (3.38) มาสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์-เตอร์ใน q-, d-axis ได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์

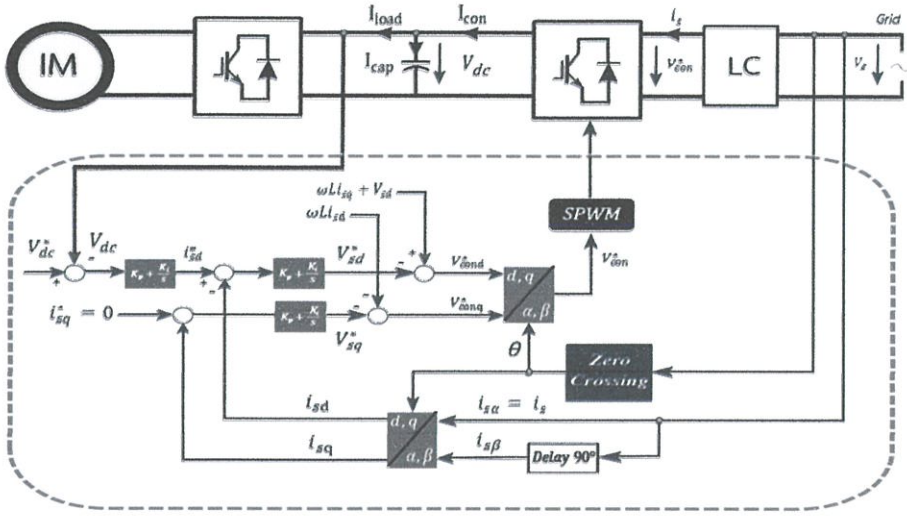
3.2.2 การออกแบบตัวควบคุม



รูปที่ 3.4 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่ามี แรงดันเชื่อมร่วมระหว่าง v_{conq} และ v_{cond} ทำให้ไม่สามารถควบคุมแรงดันที่ดีซีบัสได้อย่างอิสระจึงต้องทำการจ่าย $L\omega i_{sd}$ และ $L\omega i_{sq}$ เข้าไปในระบบเพื่อกำจัดผลของแรงดันเชื่อมร่วม (Voltage cross coupling) เพื่อให้การควบคุมแรงดันที่ดีซีบัสสามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากกันโดยการควบคุม v_{conq} และ v_{cond} ควบคุมได้จากกระแส 2 ส่วน คือ i_{sq} ซึ่งไม่มีผลต่อการสร้างแรงดันไฟตรงที่ dc link จึงควบคุมให้เป็นศูนย์ และ i_{sd} ซึ่งมีผลต่อการสร้างแรงดันไฟตรงที่ dc link จึงต้องทำการควบคุม i_{sq} โดยการใช้ตัวควบคุมพีไอ (PI Controller)

3.2.3 บล็อกรวมไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์

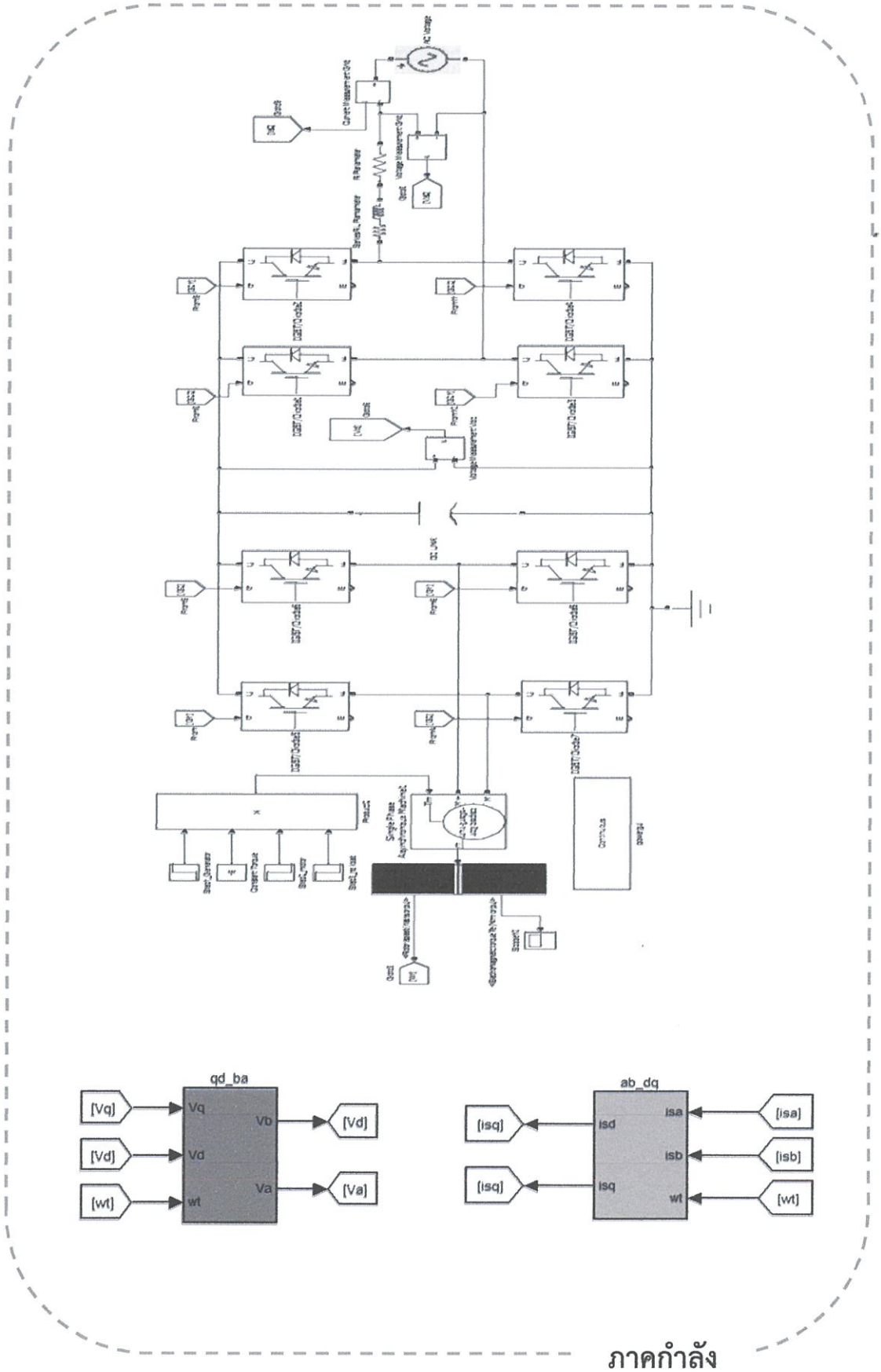


รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด

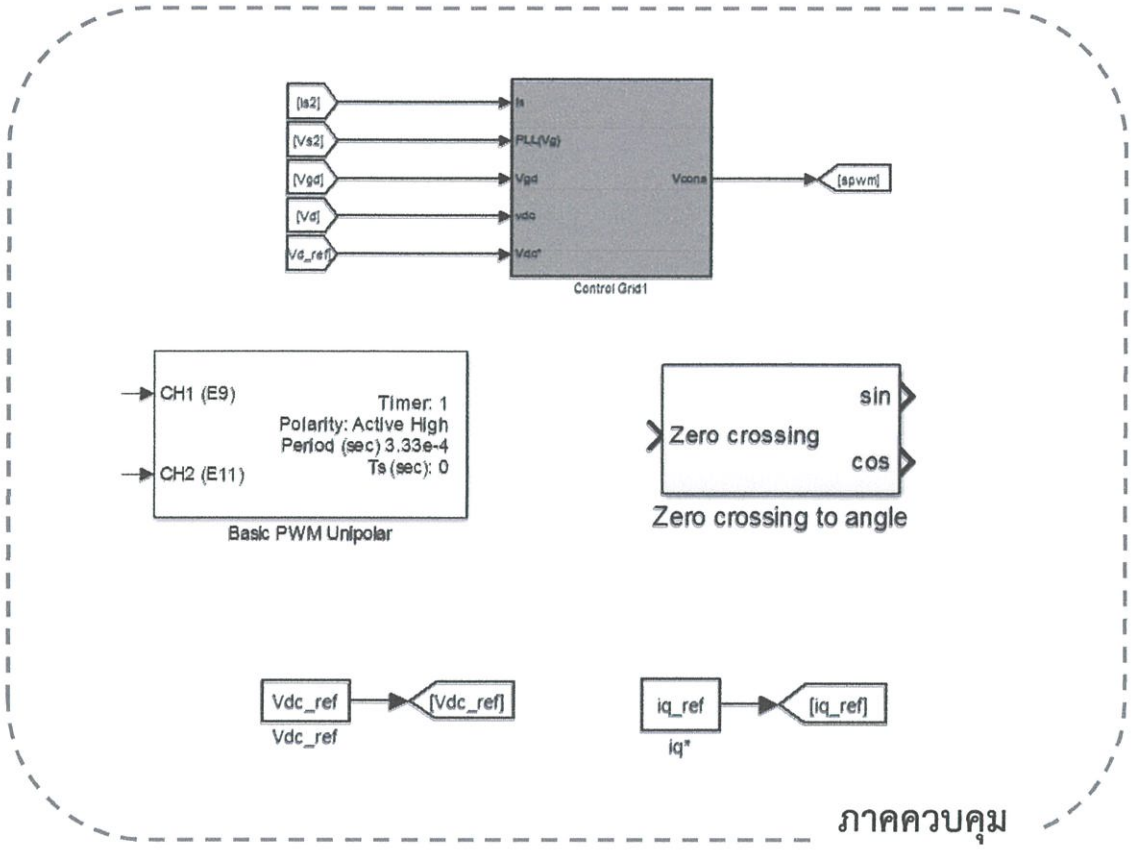
3.3 การจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

การจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เป็นขั้นตอนการจำลองที่ได้ออกแบบไว้เพื่อใช้เป็นหลักการที่ถูกต้องในการออกแบบและได้ผลเป็นไปตามทฤษฎีและสมมติฐานที่มีอยู่ ก่อนนำไปสร้างเครื่องต้นแบบซึ่งควรจะเป็นค่าที่ใช้จริงที่จะใช้ในการสร้างคอนเวอร์เตอร์และสามารถช่วยลดความเสียหายและอุบัติเหตุได้โดยโปรแกรมที่ใช้ในการทดสอบวงจรนี้ได้เลือกใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK

การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดแบบ 1 เฟสที่สร้างในโปรแกรม MATLAB

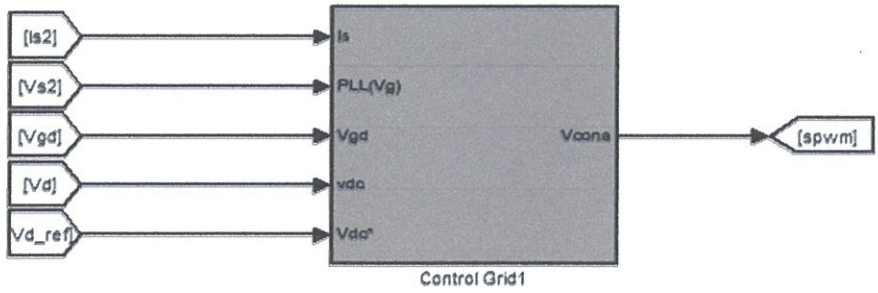


ภาคกำลัง

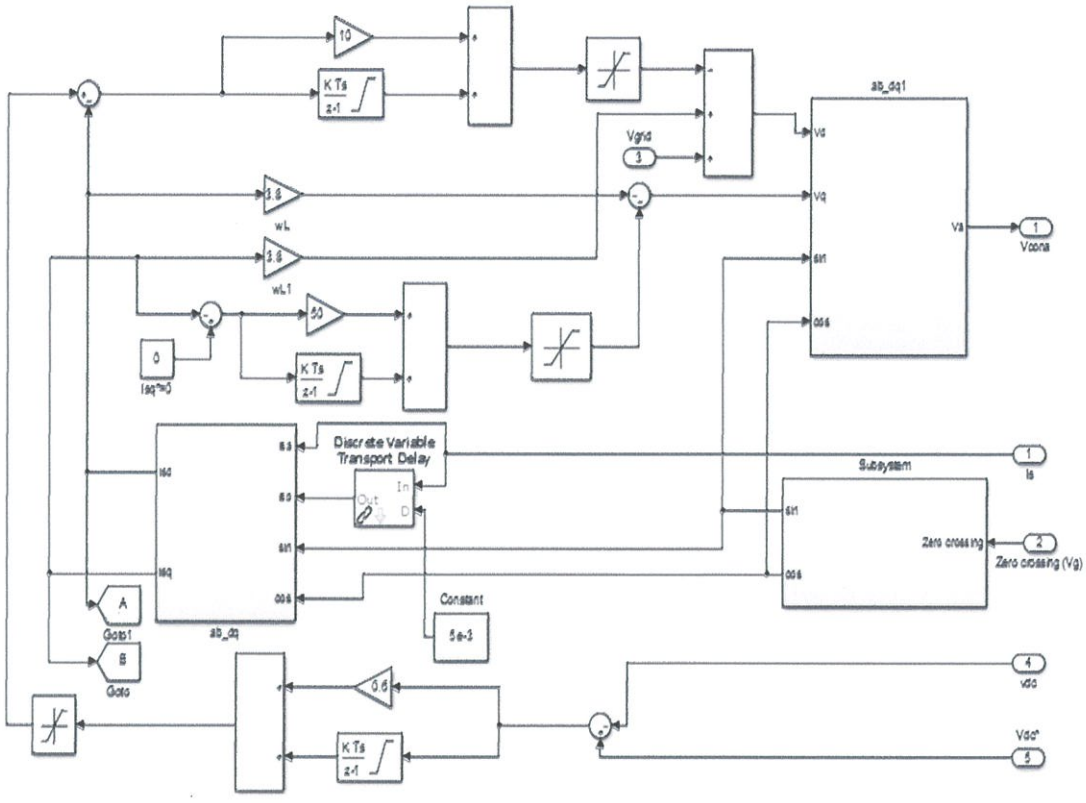


รูปที่ 3.6 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดแบบ 1 เฟสภาคกำลัง และภาคควบคุม

3.3.1 แบบจำลองระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด

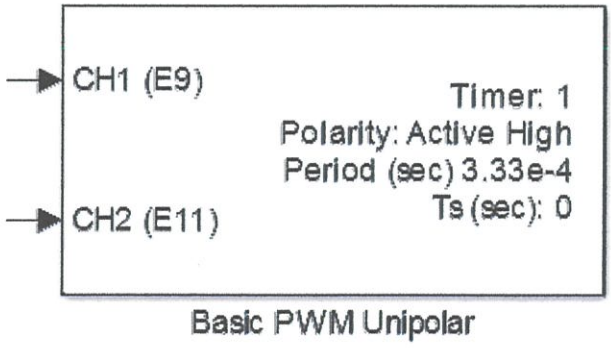


รูปที่ 3.7 แบบจำลองของวงจรควบคุม ที่สร้างขึ้นในโปรแกรม MATLAB SIMULINK



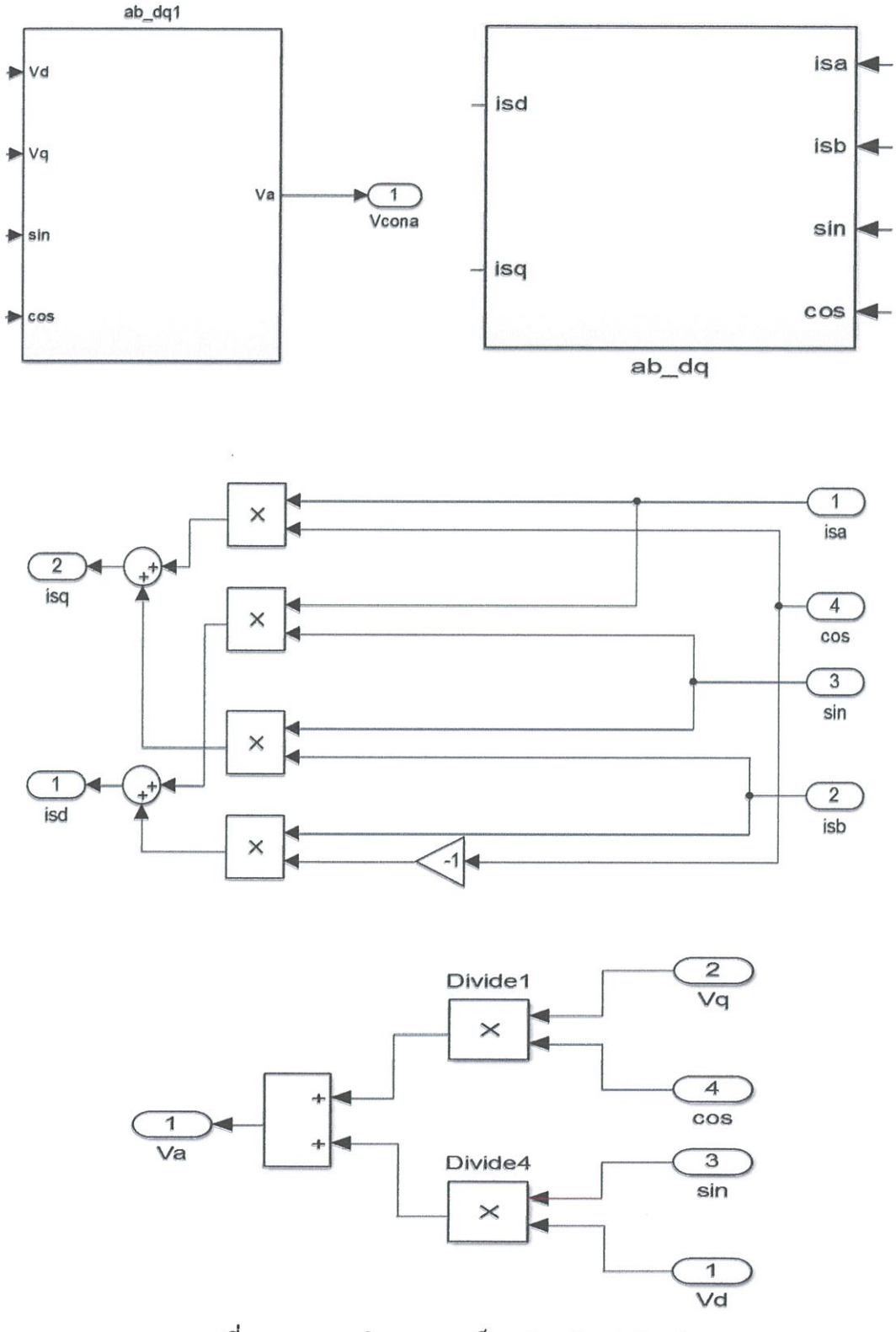
รูปที่ 3.8 แบบจำลองของวงจรควบคุม ที่สร้างขึ้นในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK

3.3.2 แบบจำลองของบล็อก “SPWM”



รูปที่ 3.9 แบบจำลองของบล็อก “SPWM”

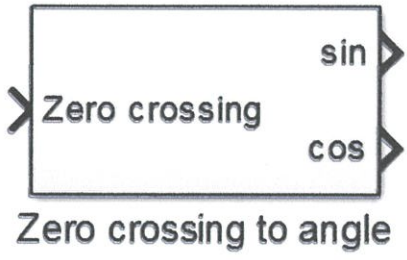
3.3.3 แบบจำลองของบล็อก “alpha, beta / d,q

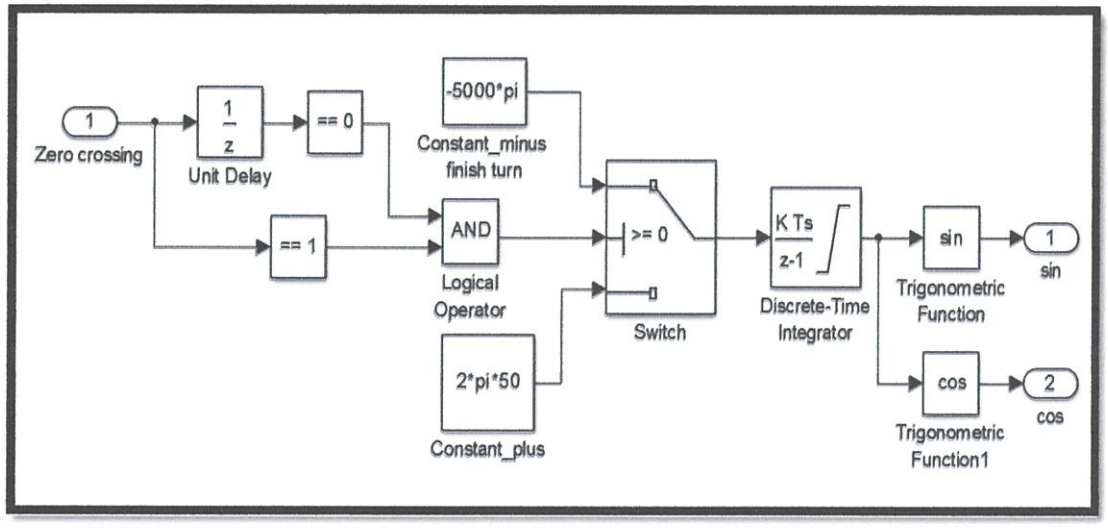


รูปที่ 3.10 แบบจำลองของบล็อก “q ,d / alpha, beta”

3.3.4 แบบจำลองของบล็อกวงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)

ใช้หลักการที่สัญญาณต้องมีการตัดผ่านจุดศูนย์ ทุกรอบของสัญญาณ อัตราการผ่านจุดศูนย์ก็คือความถี่ของสัญญาณนั่นเอง การตัดผ่านจุดศูนย์จะแปรผันตรงกับความถี่ เพื่อใช้ในการแปลงแกนจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงใดๆ เทียบกับแรงดันที่กริด





รูปที่ 3.11 วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)

3.4 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบ 1 เฟส

การทดลองการทำงานจะได้ทำการใช้ค่าพารามิเตอร์ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำขนาด 2 แรงม้า (1.5 kW) 4 ขั้ว 50 เฮิรตซ์ 220 โวลต์ 9.8 แอมป์ ความเร็วรอบ 1,450 รอบ/นาที โดยจำลองการทำงาน กำหนดให้ช่วงแรกทำการควบคุมมอเตอร์แบบซอฟท์สตาร์ท (Soft Start) โดยทำการปรับค่า M_a ขึ้นอย่างช้าๆ เพื่อป้องกันกระแสกระชากในช่วงแรก

3.5 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดแบบ 1 เฟส

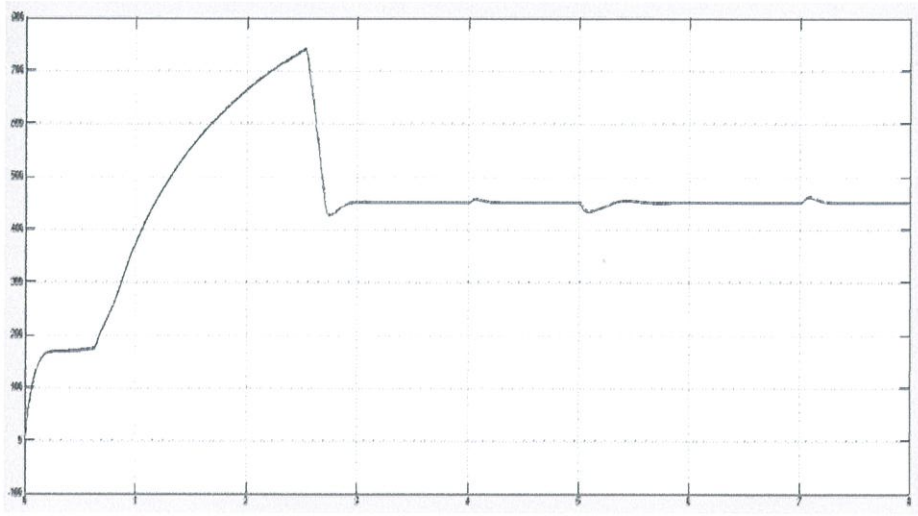
การทดลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด โดยการจำลองค่าแรงบิดในรูปแบบต่างๆ เพื่อทดสอบการทำงานในการควบคุมทั้งการถ่ายโอนพลังงานจากกริดไปสู่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และจากเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำไปสู่กริด เพื่อแสดงให้เห็นว่ามีการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริด แรงดันที่ดีซีบัสเข้าสู่ภาวะคงตัว (450 โวลต์) ที่กระแสและแรงดันมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา

โดยทำการจำลองค่าแรงบิดเริ่มต้นให้เป็นศูนย์ เพื่อวิเคราะห์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสถานะมอเตอร์ไร้ภาระ (no-load) ต่อมาอีก 4 วินาทีทำการเปลี่ยนค่าแรงบิดให้ติดลบเพื่อวิเคราะห์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสถานะเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ส่งผลให้แรงดันดีซีลิงค์เพิ่มขึ้น ระบบควบคุมจะพยายามรักษาแรงดันดีซีลิงค์ให้คงที่โดยการเพิ่มกระแส i_{sd} เพื่อทำการถ่ายโอนพลังงานไปสู่กริด ดังแสดงในรูปที่ 3.12 กระแสและแรงดันมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศาซึ่งแสดงให้เห็นว่ามีการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดแรงดันที่ดีซีบัสเข้าสู่ภาวะคงตัวต่อมาอีก 1 วินาทีทำการเปลี่ยนค่าแรงบิดเป็นบวกเพื่อวิเคราะห์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสถานะเป็นมอเตอร์ที่มีภาระ ส่งผลทำให้แรงดันดีซีลิงค์มีค่าลดลงระบบควบคุมจะพยายามรักษาแรงดันดีซีบัสให้คงที่โดยการลดกะแส i_{sd} เพื่อหยุดการถ่ายโอนพลังงานสู่กริด ซึ่งรูปคลื่นกระแสและแรงดันกลับมามีเฟสตรงกัน นั้นคือเป็นการจ่ายกำลังไฟฟ้ามาด้านเครื่องจักรกลไฟฟ้า และอีก 2 วินาทีทำการเปลี่ยนค่าแรงบิดเริ่มต้นให้เป็นศูนย์เพื่อวิเคราะห์เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสถานะมอเตอร์ไร้ภาระ (no-load) จะพบว่าระบบสามารถกลับมาสู่สภาวะเดิมได้

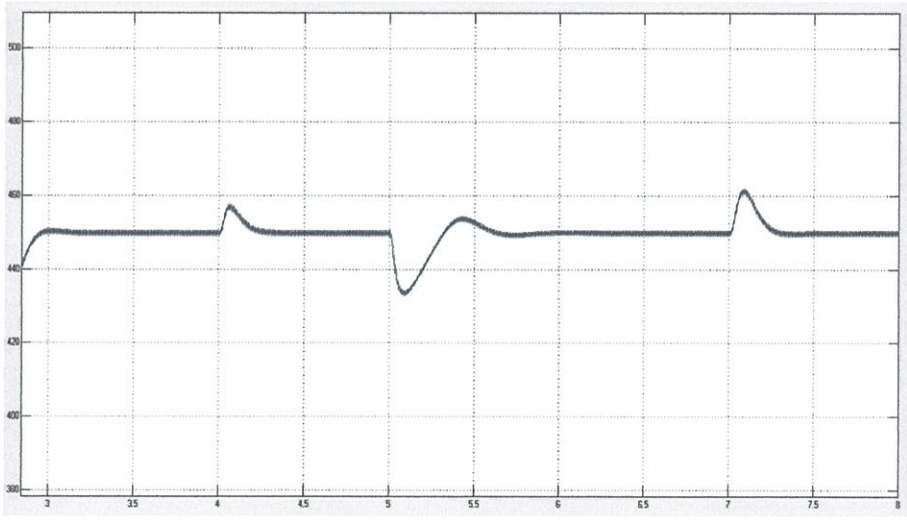
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	รายละเอียด
ระบบไฟฟ้า	1 เฟส 2 สาย, 50 Hz
แรงดันระหว่างสาย (rms)	220 V
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	450 V
กำลังไฟฟ้าสูงสุด	1.5 กิโลวัตต์
ตัวเก็บประจุ	5000 μF
ตัวเหนี่ยวนำ	12 mH

3.5.1 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์



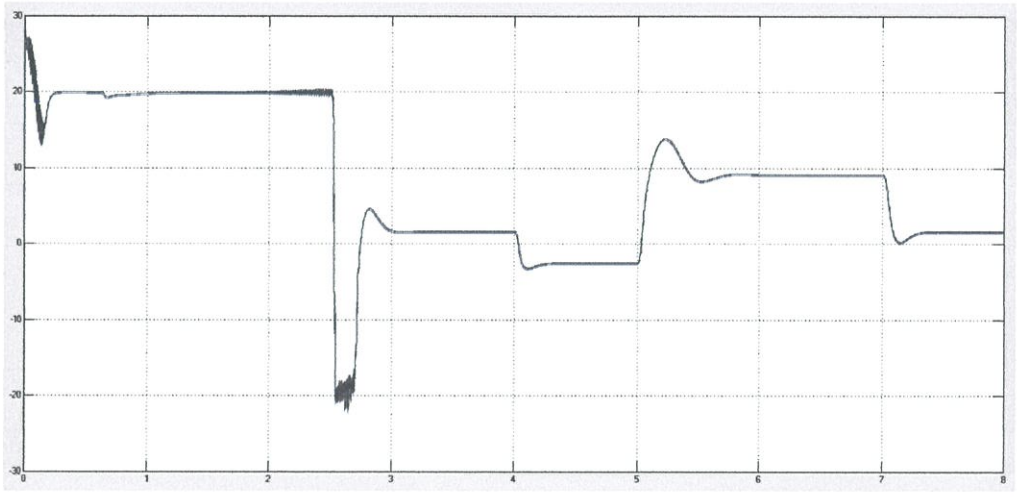
(ก)



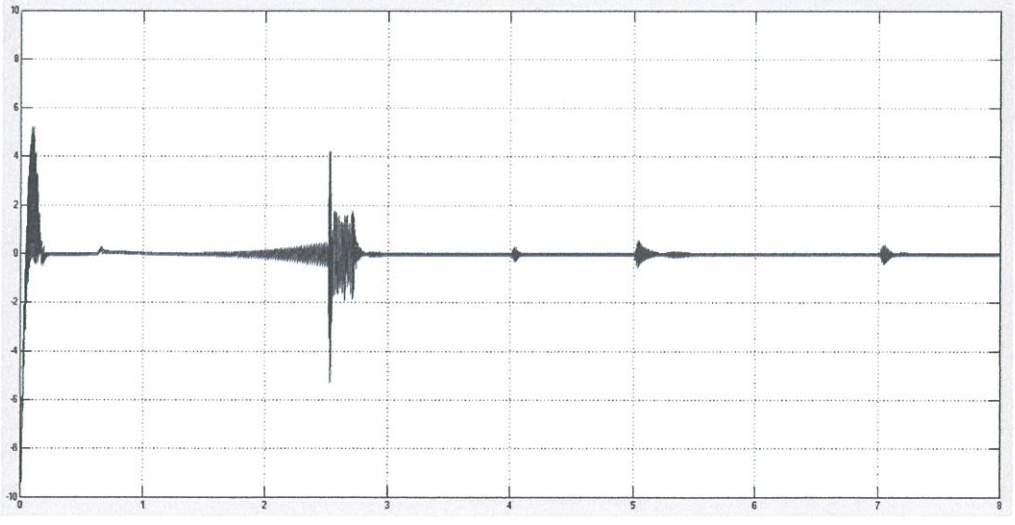
(ข)

รูปที่ 3.12 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์

3.5.2 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่ากระแส I_{sd} และ ค่ากระแส I_{sq}

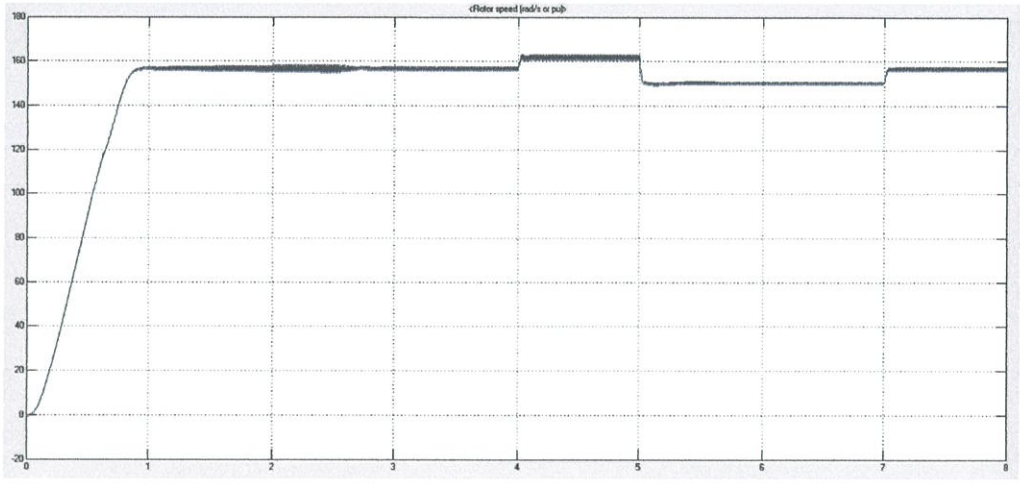


รูปที่ 3.13 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่ากระแส I_{sd}



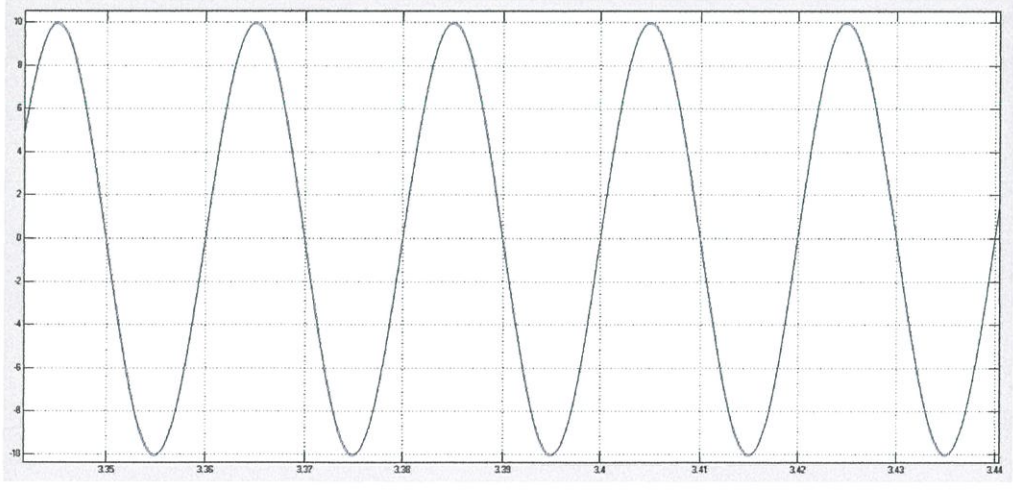
รูปที่ 3.14 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่ากระแส I_{sq}

3.5.3 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่าความเร็วรอบของโรเตอร์

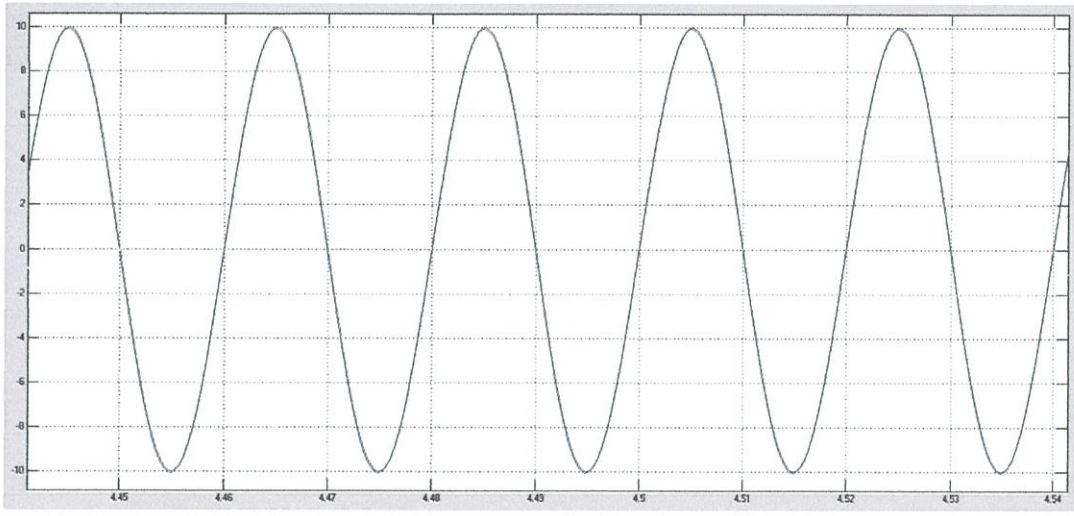


รูปที่ 3.15 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่าความเร็วรอบของโรเตอร์

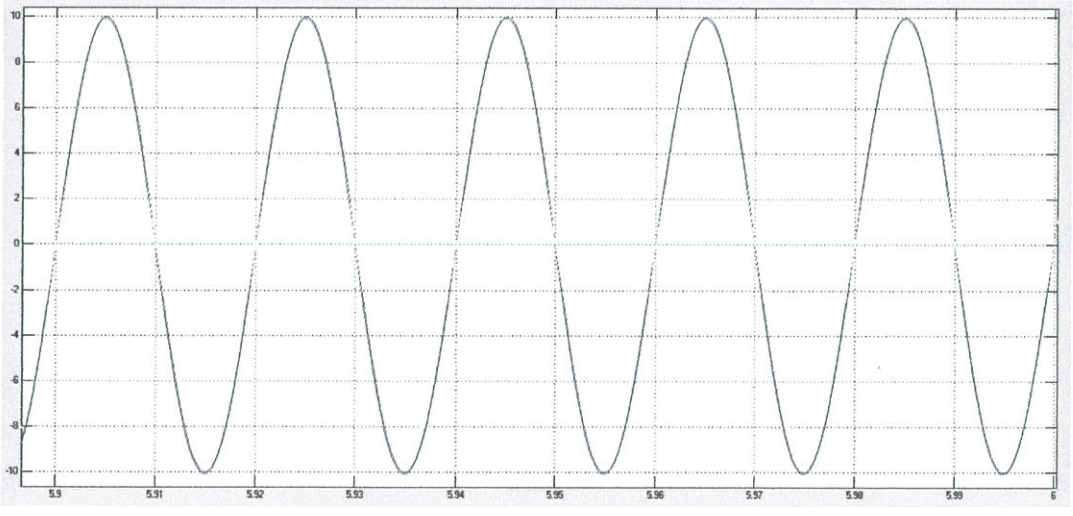
3.5.4 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของค่าแรงดันและค่ากระแสทางด้านฝั่งกริด



รูปที่ 3.16 ผลตอบสนองต่อสัญญาณเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่สภาวะไร้โหลด



รูปที่ 3.17 ผลตอบสนองต่อสัญญาณเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่สภาวะการทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า



รูปที่ 3.18 ผลตอบสนองต่อสัญญาณเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแรงบิดที่สภาวะการทำงานเป็นมอเตอร์

3.6 การออกแบบวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง

3.6.1 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

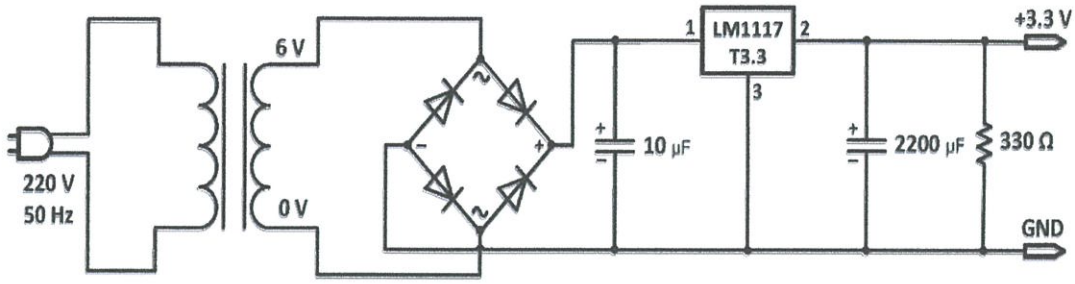
การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะแบ่งออกเป็น 4 ระดับแรงดันไฟฟ้า คือ

- +3.3 โวลต์ จำนวน 2 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.19
- +5 โวลต์ จำนวน 2 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับชุดวงจรเดตไทม์ ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.20
- +15 และ -5 โวลต์ จำนวน 3 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับวงจรขับเกต มีวงจรตามรูปที่ 3.21
- +15 และ -15 โวลต์ จำนวน 3 ชุด ถูกนำไปจ่ายให้กับตัวตรวจจับแรงดันและตัว ตรวจจับกระแส ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 3.22

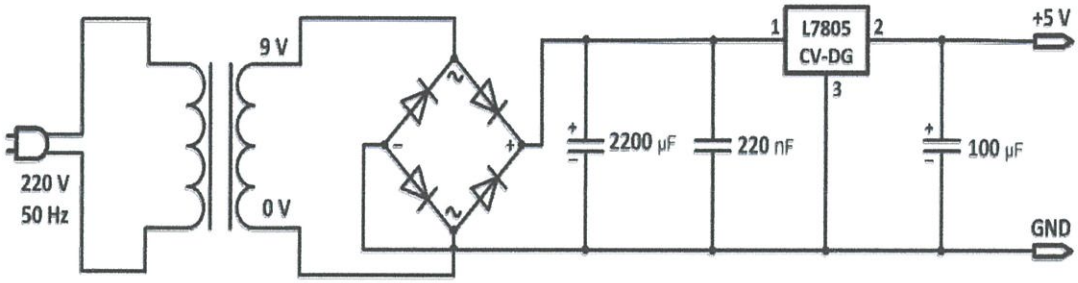
ซึ่งมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ผู้ดำเนินโครงงานวิจัยได้ทำการสร้างได้ใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันจาก 220 โวลต์ เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งานโดยพิกัดหม้อแปลงที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาดต่างๆดังนี้

- +3.3 โวลต์ ใช้หม้อแปลงพิกัด 220:6
- +5 โวลต์ จำนวน ใช้หม้อแปลงพิกัด 220:9
- +15 และ -5 โวลต์ ใช้หม้อแปลงพิกัด 220:15
- +15 และ -15 โวลต์ ใช้หม้อแปลงพิกัด 220:18

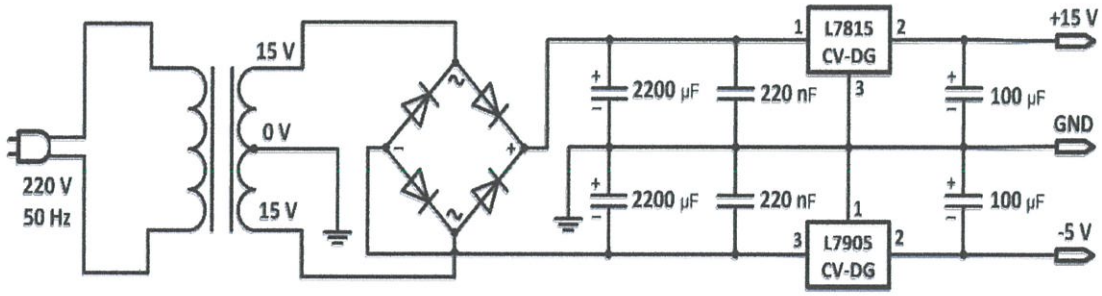
เมื่อได้ค่าแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะผ่านวงจรบริดจ์แร็กติไฟเออร์ ผ่านไอซีรักษาแรงดันเบอร์ LM1117T3.3 , LM7805 , LM7905 , LM7815 , LM7915 ตามลำดับ และผ่านตัวกรอง เพื่อเรียงกระแส รักษาระดับแรงดันให้ได้ค่าที่ต้องการ ทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรงเรียบ



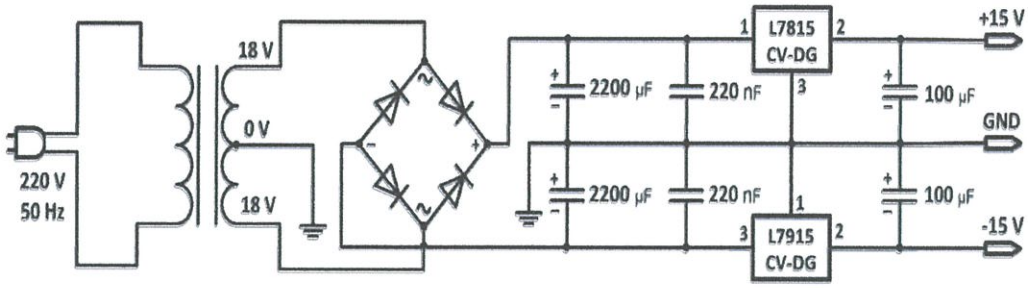
รูปที่ 3.19 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์



รูปที่ 3.20 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +5 โวลต์



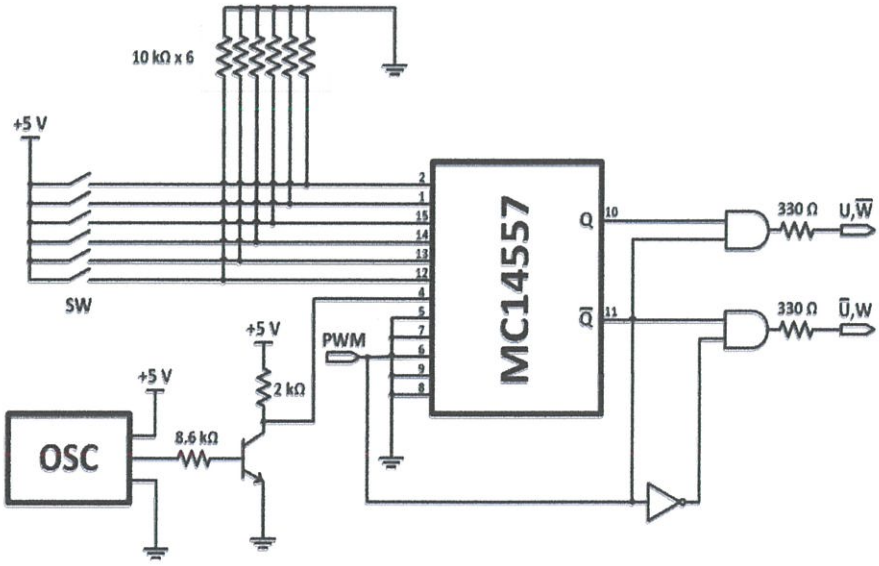
รูปที่ 3.21 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 โวลต์ และ -5 โวลต์



รูปที่ 3.22 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 โวลต์ และ -15 โวลต์

3.6.2 การออกแบบวงจรหน่วงเวลา

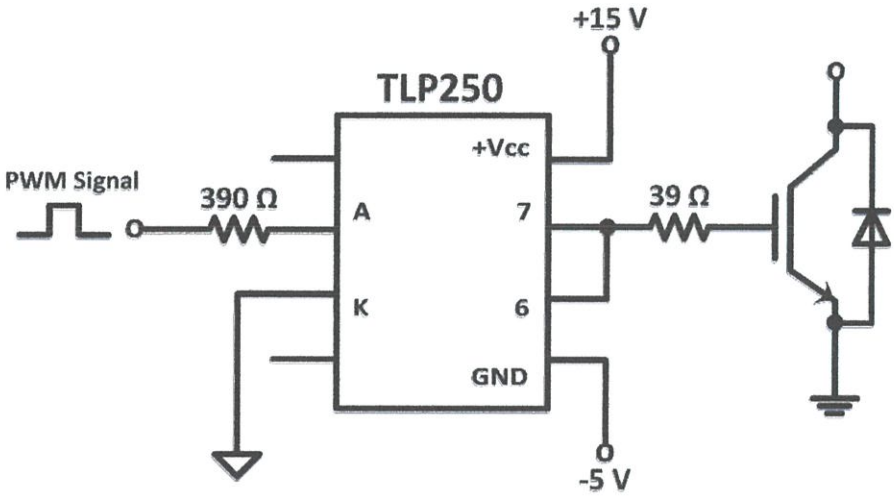
เนื่องจากในการทำงานของชุดขับไอจีบีทีที่สวิทช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน ส่งผลให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งเดียวและทำให้ไอจีบีทีกิ่งนั้นเสียหาย โดยวงจรหน่วงเวลาจะทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณหน่วงเวลาเพื่อป้องกันไม่ให้ไอจีบีทีในกิ่งเดียวกันสวิทช์พร้อมกัน แสดงดังรูปที่ 3.23 สัญญาณขับเกตกิ่งบนและกิ่งล่างต้องมีเวลาหน่วงกันเล็กน้อย เวลาในการหน่วงขึ้นอยู่กับช่วงเวลาขาขึ้นและขาลงของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละประเภท ในปริญญานิพนธ์นี้ใช้วงจรหน่วงเวลา 2 วงจรสำหรับคอนเวอร์เตอร์ทั้งด้านฝั่งเชื่อมเครื่องจักรไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสและฝั่งเชื่อมระบบไฟฟ้า ซึ่งตั้งเวลาหน่วง 4 us



รูปที่ 3.23 วงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)

3.6.3 การออกแบบวงจรขับเกต

วงจรขับเกตมีหน้าที่ควบคุมการปิดเปิดของไอจีบีที โดยป้อนไฟเลี้ยงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 15 โวลต์ เข้าขา $+V_{cc}$ และขนาด -5 โวลต์เข้าขากราวด์ วงจรขับเกตจะถูกควบคุมโดยสัญญาณพีดับบลิวเอ็มชนิดยูนิโพล่า โดยวงจรขับเกตได้รับสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ถูกส่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ วงจรจะนำสัญญาณไปขับเกต ซึ่งเลือกใช้ออปโต้ เบอร์ TLP250 เพื่อส่งสัญญาณไปยังขาเกต(G) ของไอจีบีที แสดงวงจรขับเกตดังรูปที่ 3.24

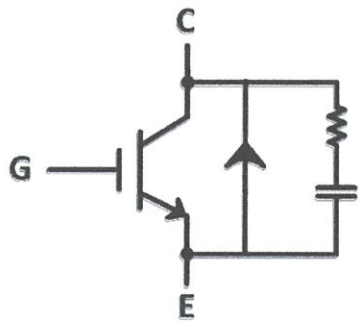


รูปที่ 3.24 วงจรขับเกต

3.6.4 การออกแบบวงจรสนับเบอร์

วงจรสนับเบอร์เป็นวงจรส่วนที่มีความสำคัญส่วนหนึ่งในการสวิตช์ชิ่งที่ความถี่สูง เนื่องจากการสวิตช์ชิ่งที่ความถี่สูงในช่วงแรงดันสูง จะเกิดแรงดันกระชาก (Spike Voltage) หรือกระแสกระชาก (Spike Current) ทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันต่อเวลา (dV/dt) และอัตราการเพิ่มกระแสต่อเวลา (di/dt) เพิ่มสูงขึ้นอย่างมากซึ่งอาจจะก่อให้เกิดความเสียหายต่อไอจีบีทีในวงจร จึงนำเอาวงจรสนับเบอร์มาใช้เพื่อลดค่า dV/dt และ di/dt ให้มีค่าน้อยลง ทำให้วงจรทำงานได้โดยไอจีบีทีไม่เกิดความเสียหาย

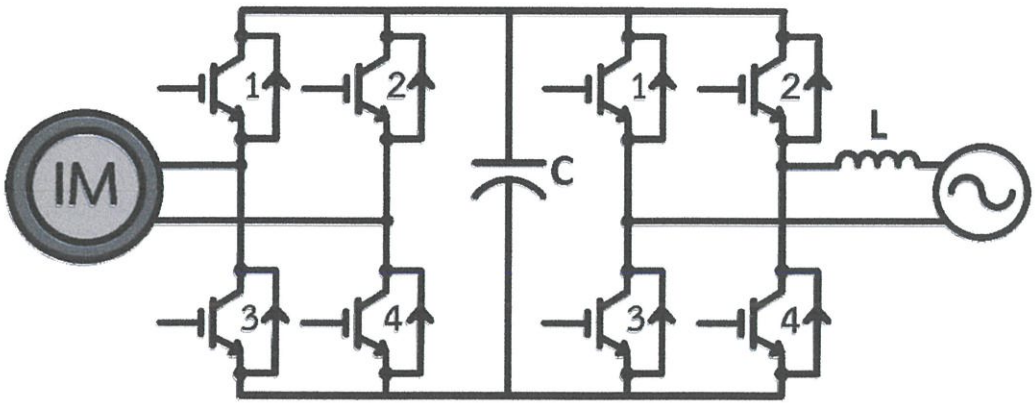
ในการวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจร อาร์ซีสนับเบอร์ (RC Snubber) ซึ่งมีหน้าที่ป้องกันแรงดันกระชากและแรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมไอจีบีทีขณะปิดสวิตช์ (Turn Off) ช่วยกำจัดกระแสสูงของไอจีบีที และเนื่องจากการปิดเปิดสวิตช์ที่ความถี่สูง จะทำให้ง่ายต่อการควบคุมกระแสที่ป้อนเข้าขาเกตในขณะเปิดสวิตช์ (Turn on) โดยเลือกใช้ค่าความต้านทาน (R) เท่ากับ 100 โอห์ม และตัวเก็บประจุ (C) เท่ากับ 220 นาโนฟารัด



รูปที่ 3.25 วงจรอาร์ซีสนับเบอร์ (RC Snubber)

3.6.5 การออกแบบวงจรสวิตช์กำลัง

การควบคุมการทำงานของไอจีบีทีกำลังจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำการแยกระหว่างสัญญาณขับเกตกับสัญญาณควบคุม ในการแยกกันของสัญญาณนี้เพื่อต้องการแยกกราวด์ไม่ให้ไอจีบีทีกำลังตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันเกิดการลัดวงจรเนื่องจากใช้กราวด์ร่วมกัน แสดงวงจรดังรูปที่ 3.26 ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการแยกกราวด์ได้ใช้ออปโต้ เบอร์ TLP250 จำนวน 8 ตัว โดยออปโต้ที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์ 2 ตัวบนจะต้องทำการแยกไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ ออกจากกัน ส่วนออปโต้ที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์ 2 ตัวล่างจะรับไฟเลี้ยงขนาด 15 โวลต์ จากแหล่งชุดเดียวกัน



รูปที่ 3.26 วงจรสวิตช์กำลัง

3.6.6 ตัวเก็บประจุไฟตรง

ตัวเก็บประจุไฟตรงเป็นอุปกรณ์ที่ใช้รักษาระดับแรงดันไฟตรง ประพฤติตัวเป็นวงจรกรองกำลังแอคทีฟ และเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเก็บพลังงานไฟฟ้าจากวงจรเรียงกระแสและจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ในการวิจัยเป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่อขนานกับระบบ ดังนั้นขนาดของตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับแรงดันที่ใช้ในการทดลอง สำหรับเครื่องต้นแบบได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาดพิกัด 4,700 ไมโครฟารัด ที่พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 450 โวลต์

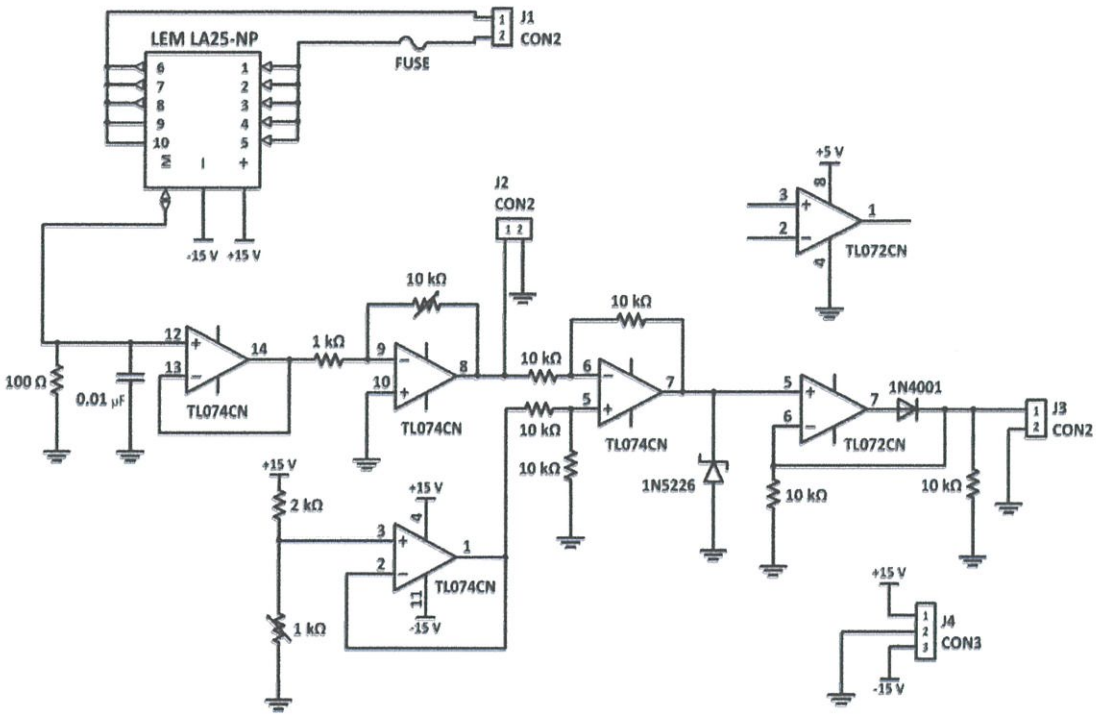
3.6.7 ตัวเหนี่ยวนำ

ในการวิจัยต้องทำการเชื่อมต่อคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสกับระบบไฟฟ้า ซึ่งในสายส่งจะมีค่าความเหนี่ยวนำแฝงอยู่ สำหรับเครื่องต้นแบบได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 12 mH ซึ่งเปรียบเสมือนคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสต่ออยู่กับระบบไฟฟ้าจริง

3.7 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณ

3.7.1 อุปกรณ์ตรวจจับกระแส

ข้อมูลจาก Datasheet กำหนดไว้ว่าเซนเซอร์นี้สามารถวัดกระแสด้าน primary ได้ถึง 25 A ซึ่งโครงงานนี้ใช้วัดกระแสสูงสุดเพียง 20 A (ซึ่งถือว่าไม่เต็มพิกัดของเซนเซอร์) ในการคำนวณค่า Gain ใช้วิธีคำนวณเช่นเดียวกับวงจรตรวจจับแรงดัน



รูปที่ 3.27 วงจรตรวจจับกระแส

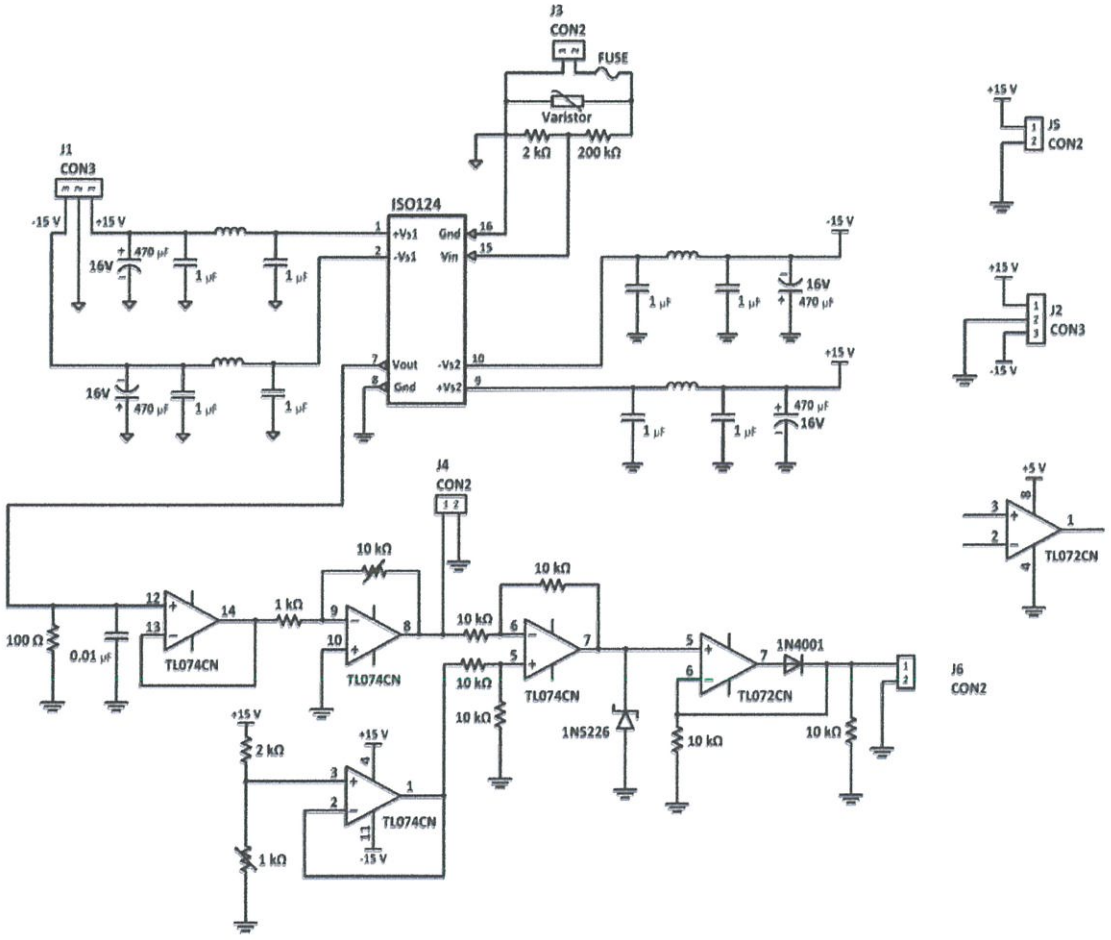
คำนวณกระแสด้านออกของเซนเซอร์

ข้อมูลจาก Datasheet กำหนดค่า conversion ratio ไว้เท่ากับ 1:1000 จะได้กระแสด้านออกของเซนเซอร์สูงสุดประมาณ 20 mA

3.7.2 อุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน

การตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทั้งแรงดันกระแสสลับ และแรงดันกระแสตรง ทำโดยการจับสัญญาณแรงดันกระแสสลับจากการไฟฟ้า และสัญญาณแรงดันกระแสตรงจากตัวเก็บประจุ เพื่อนำสัญญาณที่ได้ป้อนเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อนำไปประมวลผล วงจรที่ใช้ในการ

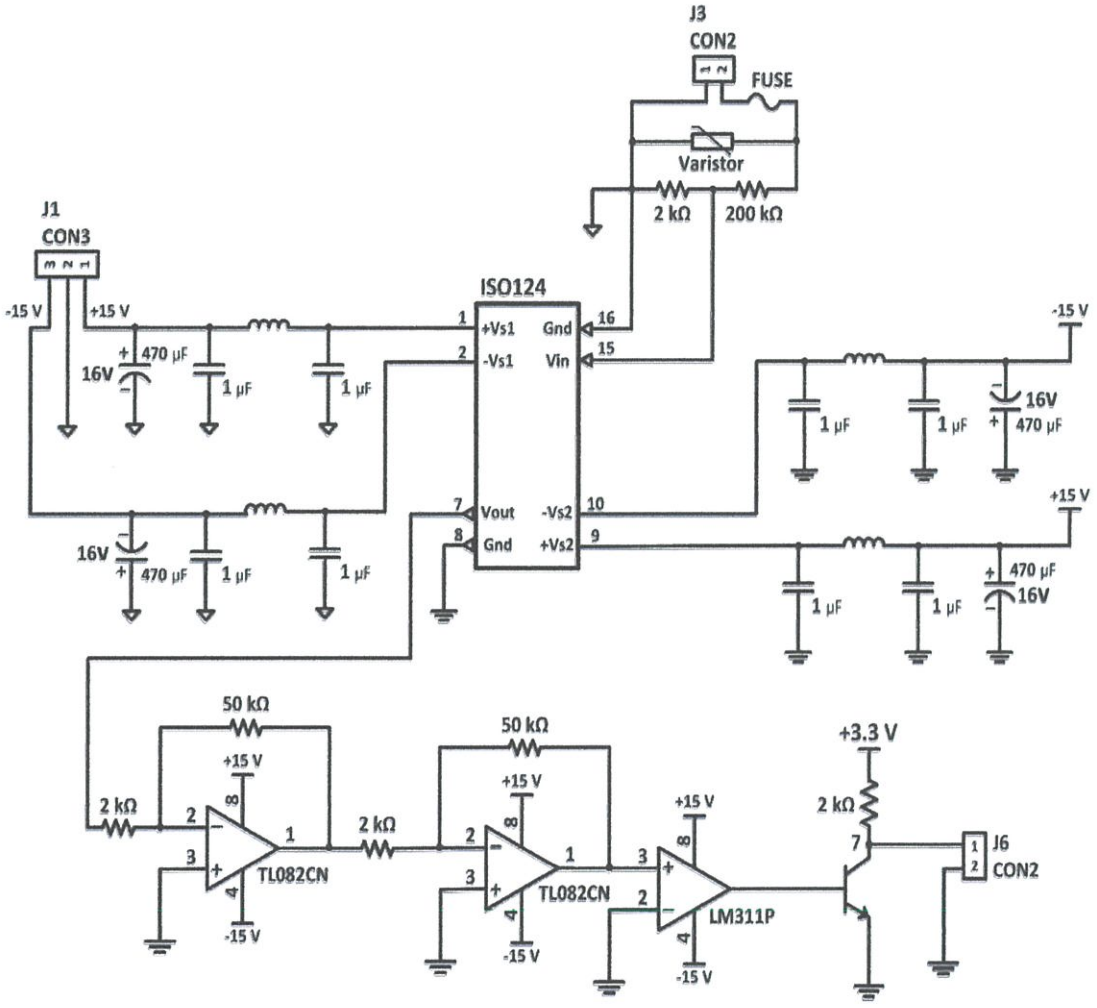
ตรวจจับสัญญาณแรงดันของวงจรควบคุมจะใช้ไอซีขยายสำหรับแยกโดด (Isolation Amplifiers) เบอร์ ISO124 เพื่อทำการแยกกราวด์จากแรงดันการไฟฟ้า โดยแรงดันที่รับเข้ามามีระดับแรงดันขนาด 220 โวลต์ ซึ่งไม่สามารถนำแรงดันระดับนี้เข้าสู่ไอซีขยายสำหรับแยกโดดได้ เพราะสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่ไอซีขยายสำหรับแยกโดดต้องมีค่าไม่เกิน 10 โวลต์ ดังนั้นต้องทำการลดระดับแรงดันด้วยวิธีลดทอนแรงดัน โดยใช้ตัวต้านทานเป็นส่วนแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) เมื่อได้ระดับแรงดันที่เหมาะสม ผ่านออปแอมป์เบอร์ TL074CN เพื่อปรับอัตราขยายให้เหมาะสม แล้วทำการยกระดับออฟเซตของสัญญาณไปที่ 1.67 โวลต์ จะได้รูปคลื่นแรงดันที่มีขนาด 3.3 โวลต์ ซึ่งเป็นระดับสัญญาณบวก จะมีซีเนอร์ไดโอดป้องกันไม่ให้แรงดันที่ป้อนเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์เกิน 3.3 โวลต์



รูปที่ 3.28 วงจรอุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน

3.7.3 วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)

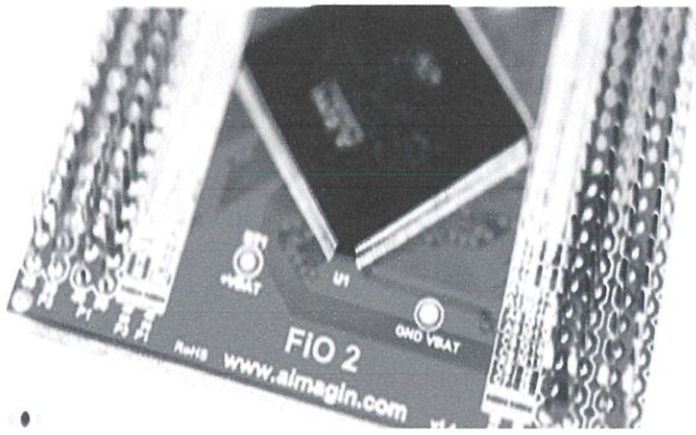
วงจรที่ใช้ในการทดลองได้จากอุปกรณ์ตรวจจับแรงดันขนาด -15 , 0 , +15 โวลต์ โดยสัญญาณขาออกเป็นรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave) ที่มีขอบขาขึ้นและขอบขาลงที่จุดศูนย์ของแรงดันไซน์



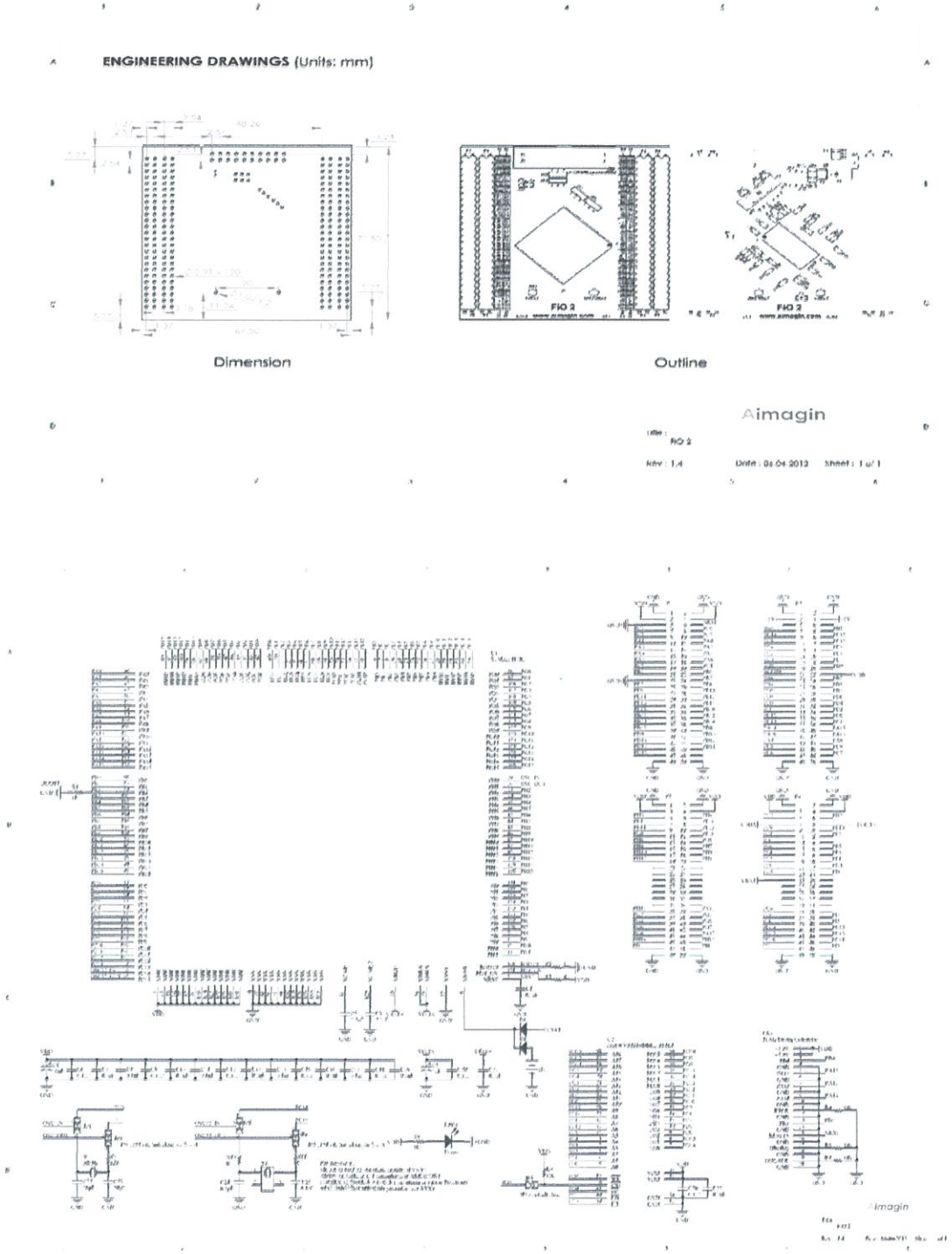
รูปที่ 3.29 วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)

3.8 การออกแบบบอร์ดควบคุม

ใช้ Fio 2 บอร์ด ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมี ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM เป็นตัวประมวลผล โดยสถาปัตยกรรมของ เป็นพื้นฐานของไมโครคอนโทรเลอร์ 32 บิตที่ใช้กันอย่างกว้างขวางที่สุด ARM ถูกใช้ในงานหลากหลายประเภทเนื่องจากประสิทธิภาพที่สูง การกินพลังงานที่ต่ำ และราคาถูกเริ่มมีการพัฒนา ARM ขึ้นในปี 1990 จากลงทุนของ Apple Computer , Acorn และ VLSITechnology ในปัจจุบัน ARM ถูกพัฒนาให้นำไปใช้กับไมโครคอนโทรเลอร์สำหรับอุปกรณ์หลายชนิดเช่น โทรศัพท์เครื่องที่, ออร์แกนไนเซอร์, โมเด็ม, กล้องถ่ายรูป, workstation ประสิทธิภาพสูง ฯลฯประสิทธิภาพของ ARM กินพลังงานต่ำกว่า 50 มิลลิวัตต์ เมื่อทำงานมากกว่า 30 MIPS สามารถพัฒนาให้ทำงานได้มากกว่า 200 MIPS ในการทำงานที่มีประสิทธิภาพสูงซึ่งยังคงกินพลังงานที่ 0.5 วัตต์ Fio2 บอร์ด ประกอบไปด้วยช่องรับสัญญาณอนาล็อก และสัญญาณดิจิตอลจากอุปกรณ์รับสัญญาณซึ่งแปลงค่าให้อยู่ในช่วง 0-3.3 v เพื่อนำเข้ามาประมวลผล และยังมีช่องส่งสัญญาณได้ทั้งสัญญาณอนาล็อก และสัญญาณดิจิตอล ซึ่งโครงงานนี้มีการรับสัญญาณแรงดัน และกระแสซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกเข้ามาประมวลผลแล้วส่งสัญญาณดิจิตอลออกมาเพื่อใช้ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ จุดเด่นของ Fio2 บอร์ด คือ สามารถเขียนโปรแกรมจากโปรแกรม MATLAB Simulink ซึ่งช่วยในการประหยัดเวลา เพราะสามารถนำโปรแกรมส่วนที่เป็นวงจรควบคุมจากการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink มาใช้ได้ วงจรของ fio2 บอร์ด แสดงดังรูปที่ 3.30



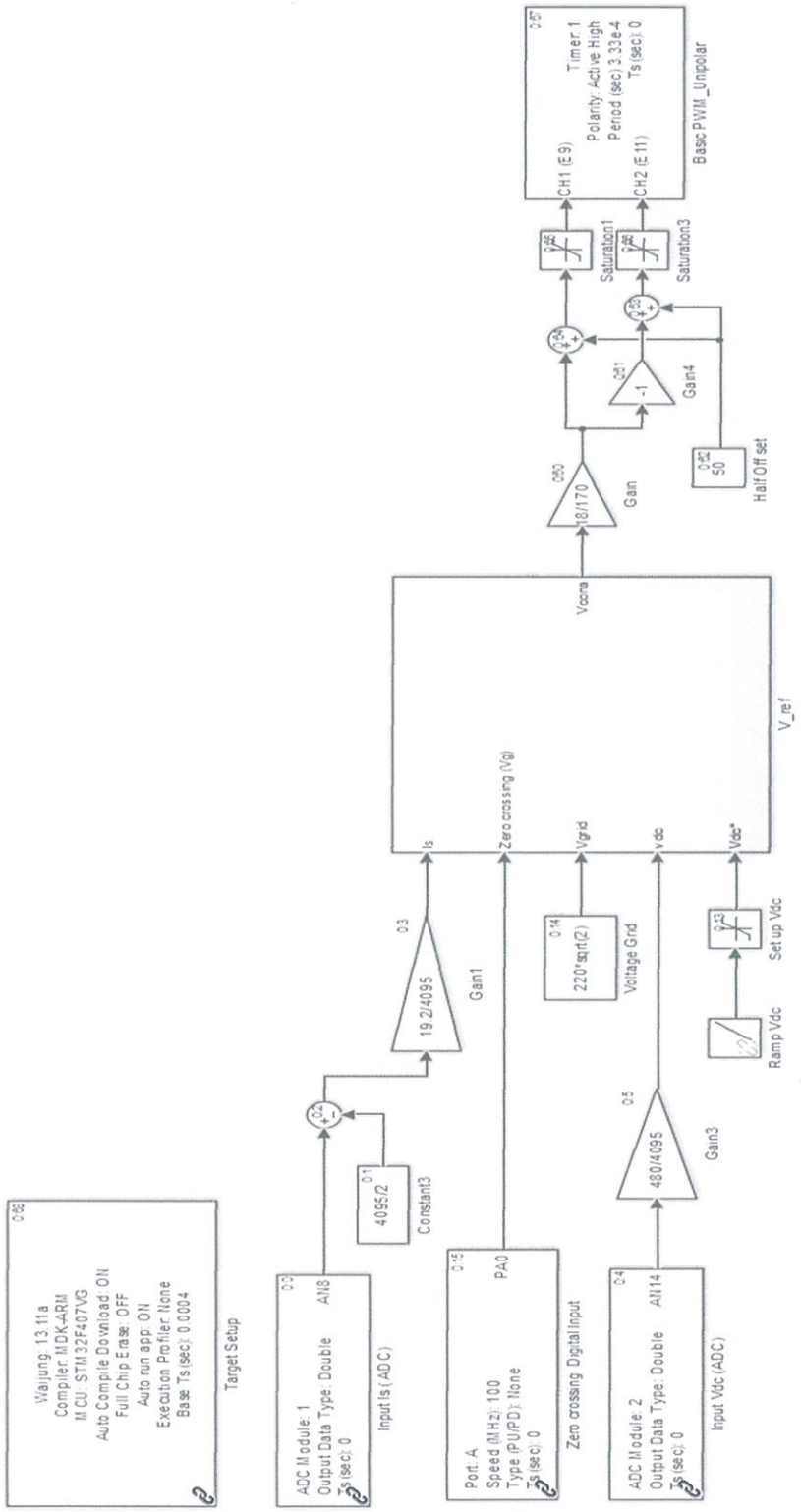
รูปที่ 3.30 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM Fio2



รูปที่ 3.31 สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์

3.9 การออกแบบบล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์

จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์จากการจำลองข้างต้น จะป้อนค่าต่างๆ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 การออกแบบบล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 4

ผลการทดลอง

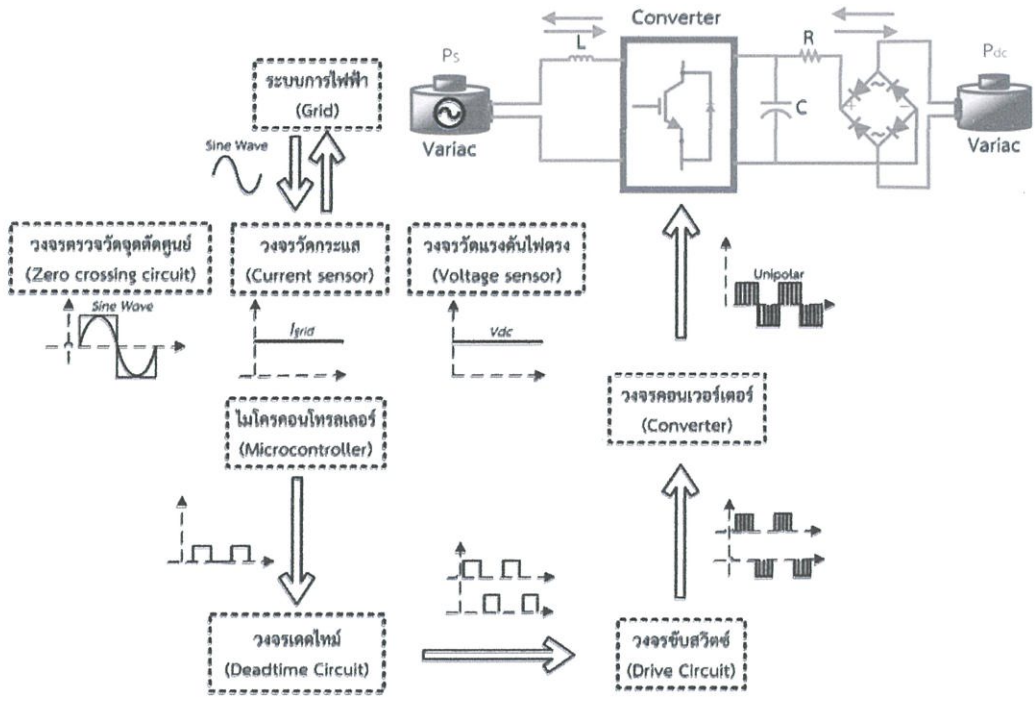
บทนี้กล่าวถึงผลการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และผลการทดลองของวงจรคอนเวอร์-เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทางเชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับกริด ในส่วนของการออกแบบมีขั้นตอนการทดลองและผลการทดลองดังต่อไปนี้

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

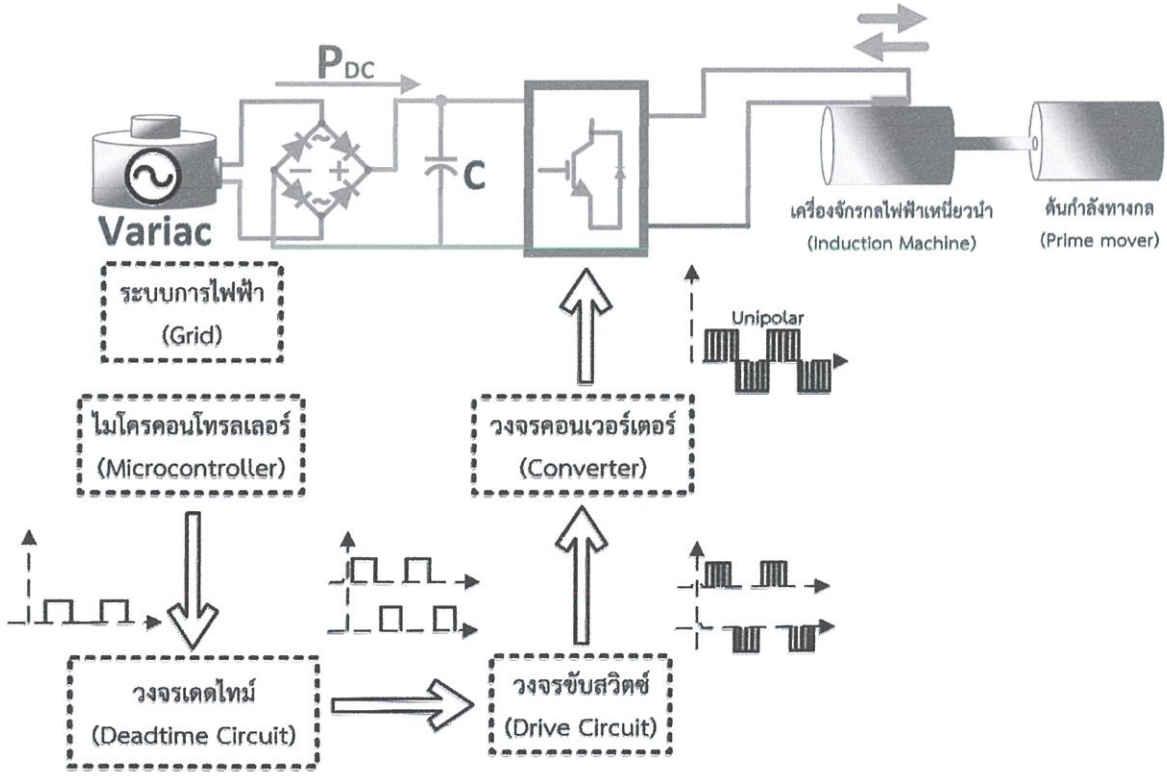
4.1.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดลอง

1. เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสพิกัด 2 แรงม้า 4 ขั้ว 1450 รอบต่อนาที, 50 Hz, 220 โวลต์, 9.8 A	1 เครื่อง
2. หลอดไฟ	10 หลอด
3. ตัวเหนี่ยวนำ (ขนาดพิกัด 12 mH, 10A)	1 ตัว
4. ตัวเก็บประจุ (ขนาดพิกัด 4700 μF, 450 V_{dc})	2 ตัว
5. Variable หม้อแปลงแรงดันไฟฟ้า / Variac	1 เครื่อง
6. Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1620	1 เครื่อง
7. Power Analyzer ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น PZ4000	1 เครื่อง
8. Power Analyzer ห้อ Fluke รุ่น 43B	1 เครื่อง
9. Multimeter	1 เครื่อง
10. Differential Probe	1 เครื่อง
11. Current Probe	2 เครื่อง

4.1.2 แผนผังแสดงการทำงานของวงจร



รูปที่ 4.1 แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด



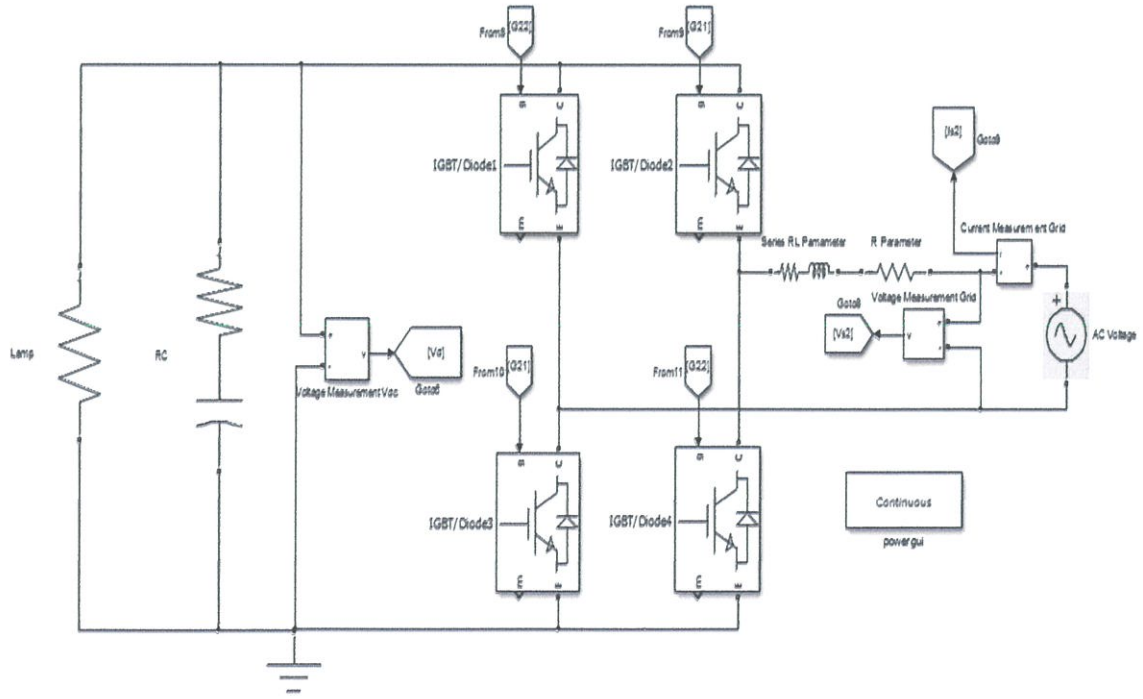
รูปที่ 4.2 แผนผังแสดงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

4.2 ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์

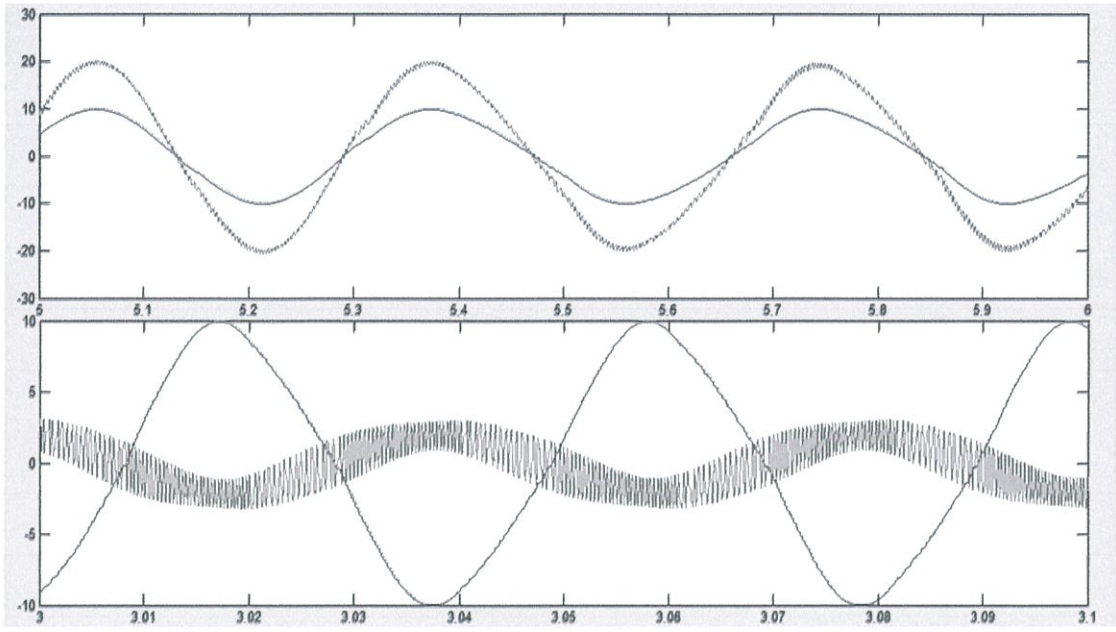
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ในการทดลอง

พารามิเตอร์	รายละเอียด
ระบบไฟฟ้า	1 เฟส 2 สาย, 50 Hz
แรงดันระหว่างสาย (rms)	100 V
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	200 V
ตัวเก็บประจุ	2350 μF
ตัวเหนี่ยวนำ	12mH

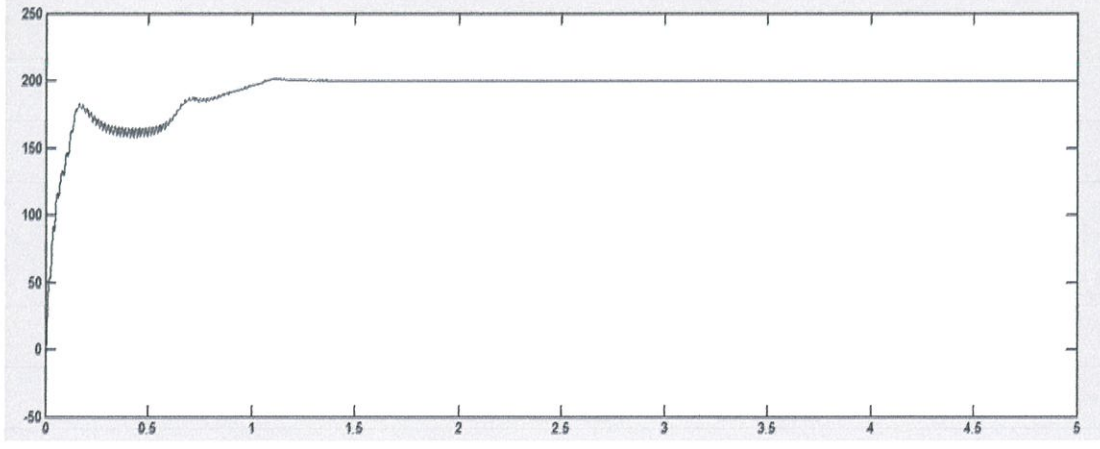
4.2.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด



รูปที่ 4.3 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งกริดด้วยโปรแกรม Matlab /Simulink

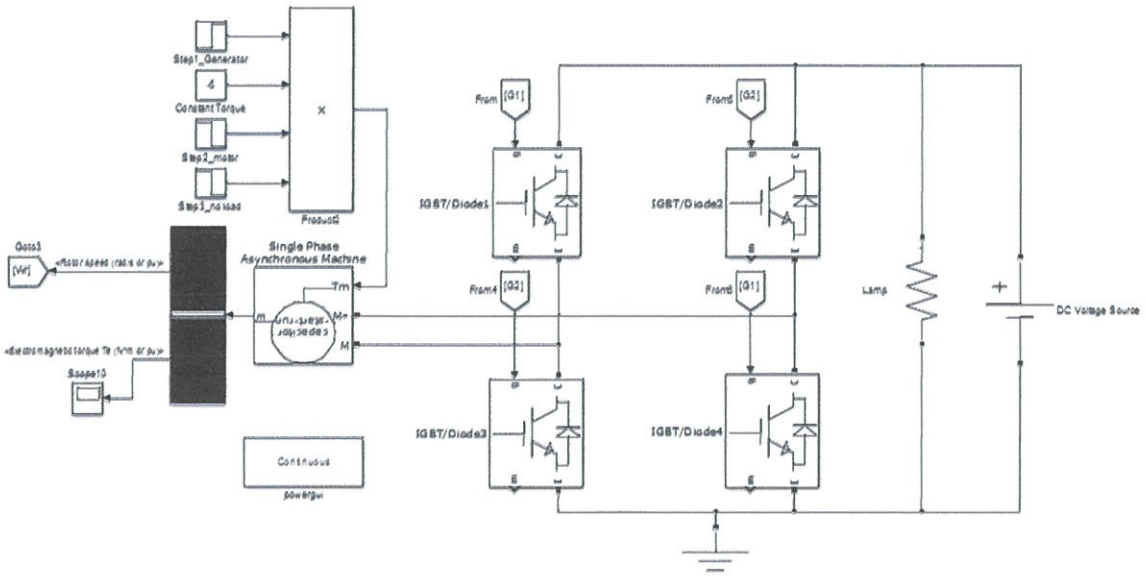


รูปที่ 4.4 การจำลองคลื่นกระแสและแรงดันทางฝั่งกริดเมื่อมีการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในโหมดของวงจรเรียงกระแสและอินเวอร์เตอร์

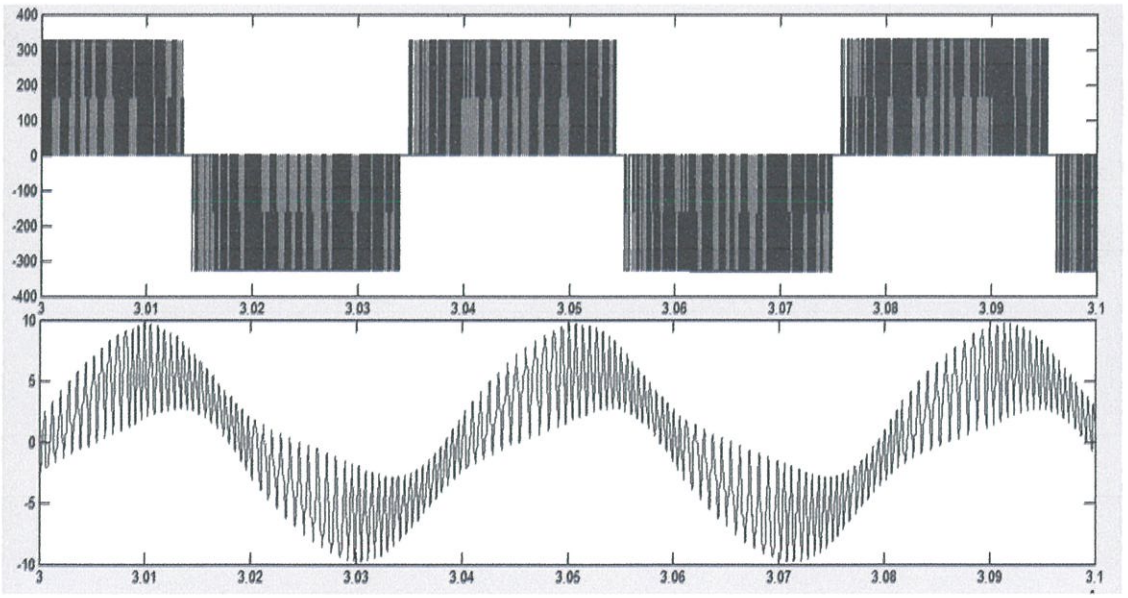


รูปที่ 4.5 แรงดันไฟตรงที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab / Simulink ที่ Vdc,ref = 200 V

4.2.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส



รูปที่ 4.6 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสด้วยโปรแกรม Matlab /Simulink



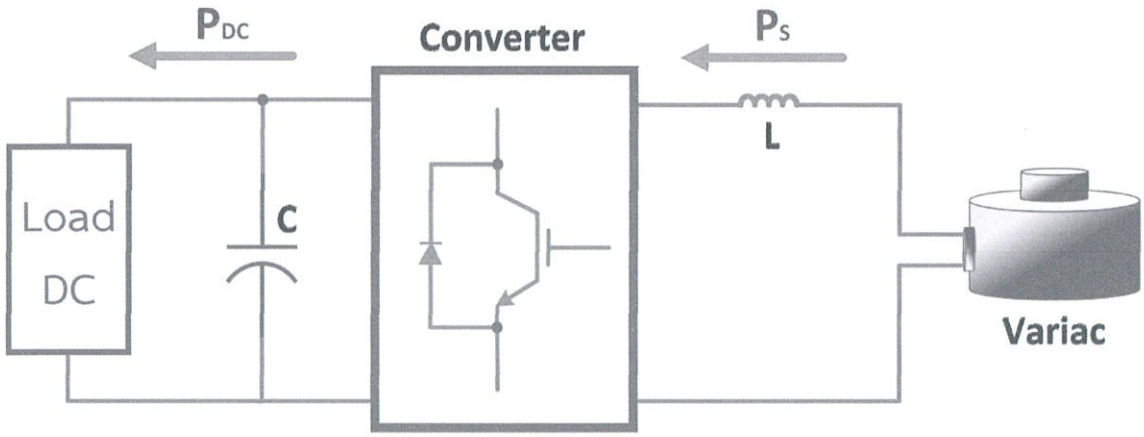
รูปที่ 4.7 การจำลองคลื่นกระแสและแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเมื่อมีการคืนพลังงานกลับสู่กริด

4.3 ผลการทดลอง

4.3.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด

4.3.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส

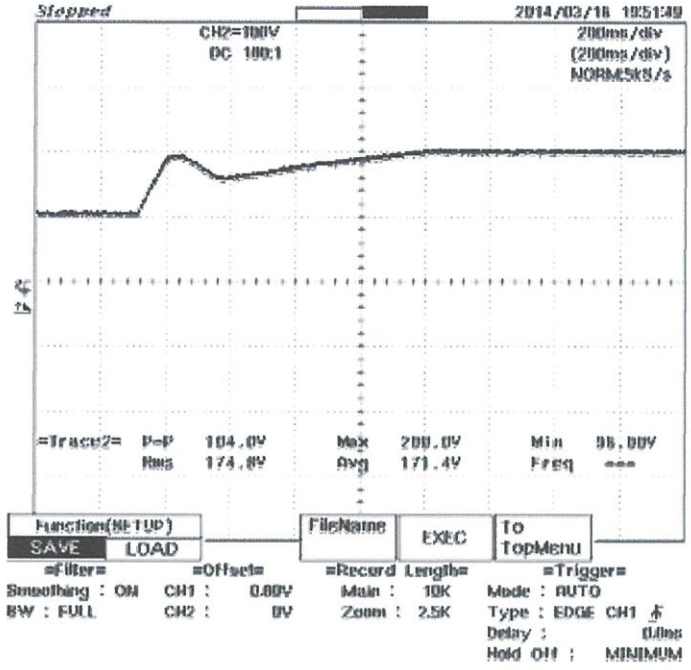
การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ทำงานในโหมดวงจรเรียงกระแส ในช่วงที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานเป็นมอเตอร์ ได้ทำการทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟตรงที่ค่าระดับต่างๆ โดยใช้โหลดหลอดไฟจำนวน 4 และ 8 หลอด เพื่อทดสอบว่าที่กำลังไฟฟ้าระดับต่างกันระบบสามารถรักษาระดับแรงดันได้ จากนั้นทำการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) และประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์



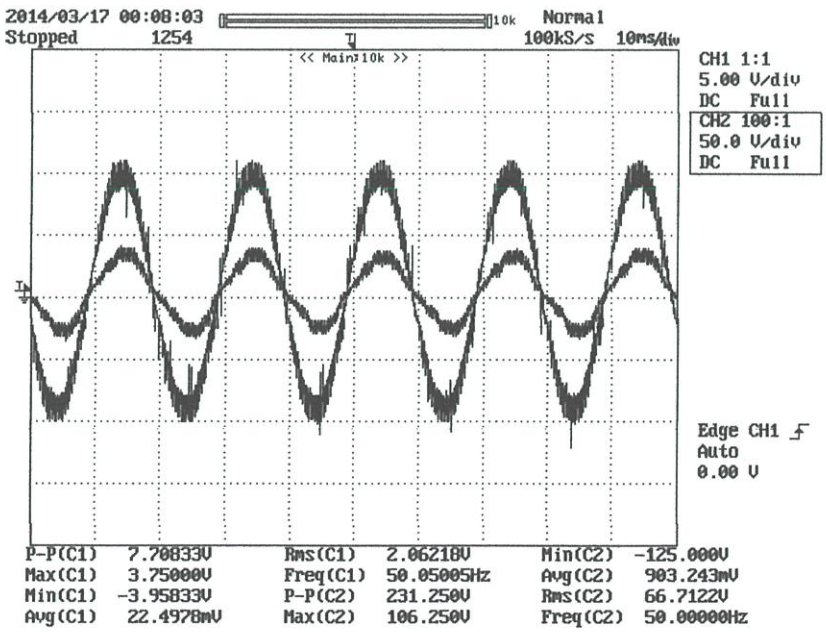
รูปที่ 4.8 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ทำงานในโหมดวงจรเรียงกระแส

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแสที่แรงดัน Vac = 57.205 V , Vdc,ref = 200 V

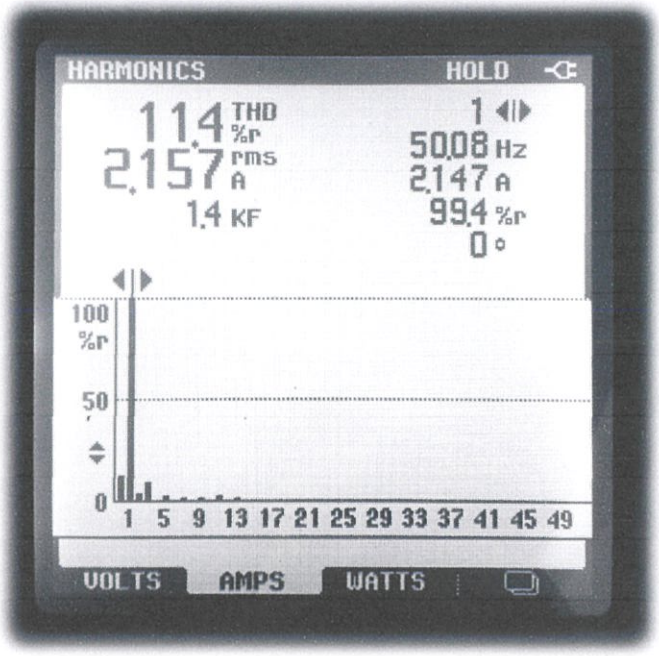
จำนวนหลอดไฟ (หลอด)	Is(rms) (A)	THDi (%)	Ps (w)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	Pdc (W)	Efficiency (%)
4	2.157	11.4	138	0.96	0.99	203	119	86.23
8	4.228	6.7	265	0.98	0.99	199	232	87.55



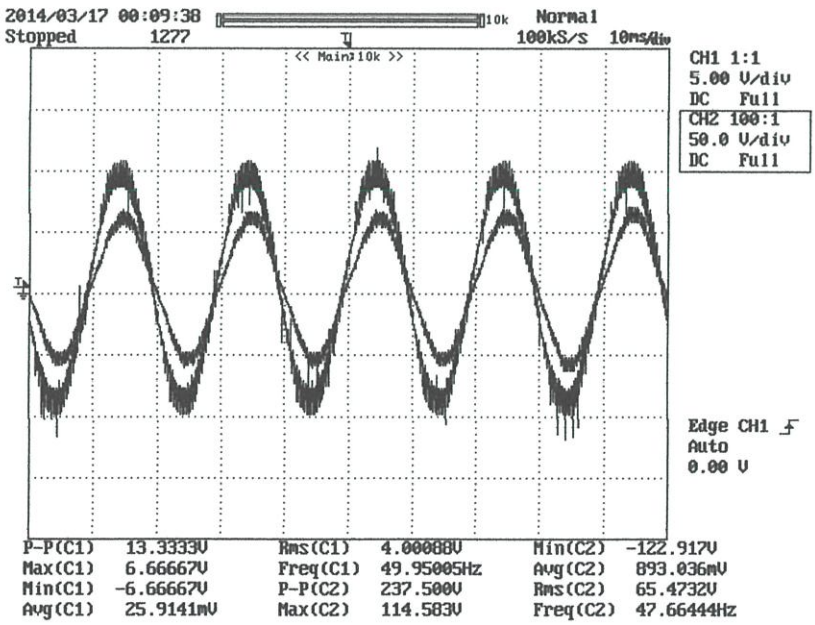
รูปที่ 4.9 แรงดันไฟตรงที่ได้จากการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริด ที่ Vdc,ref = 200 V



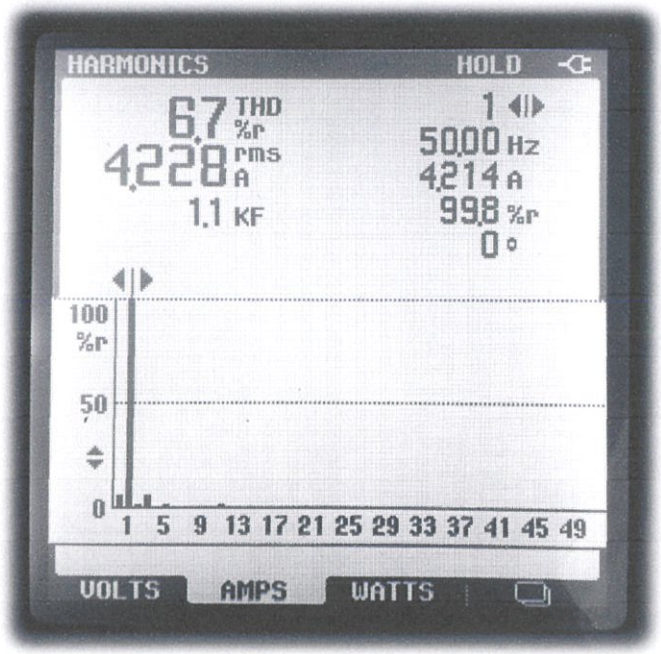
รูปที่ 4.10 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 200 V



รูปที่ 4.11 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 200 V



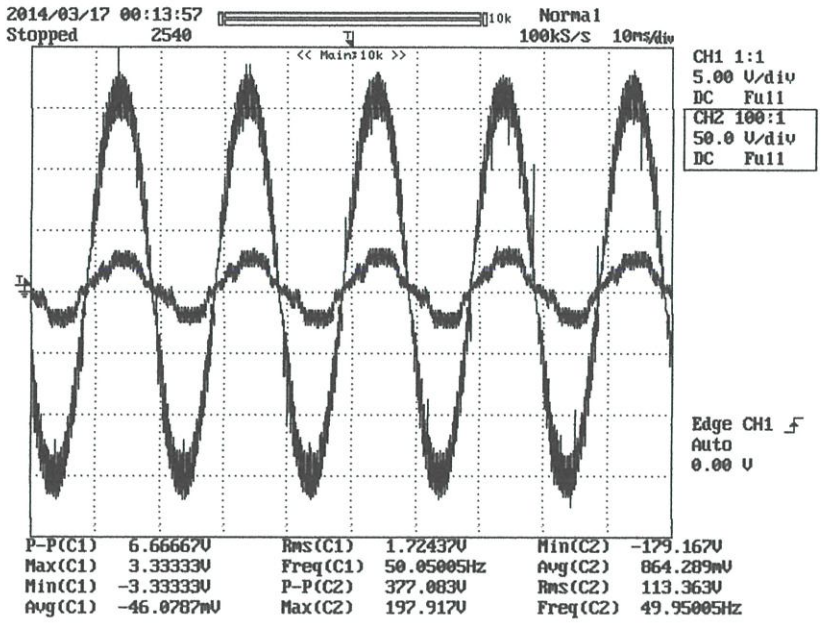
รูปที่ 4.12 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 200 V



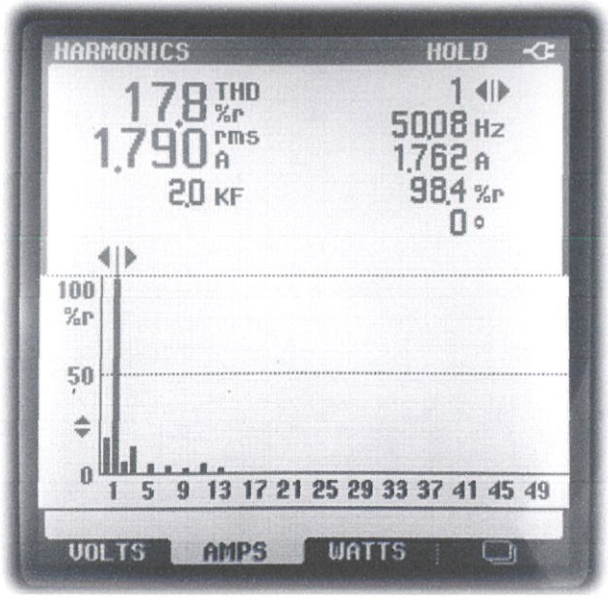
รูปที่ 4.13 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 200 V

ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 98.99 V , Vdc,ref = 250 V

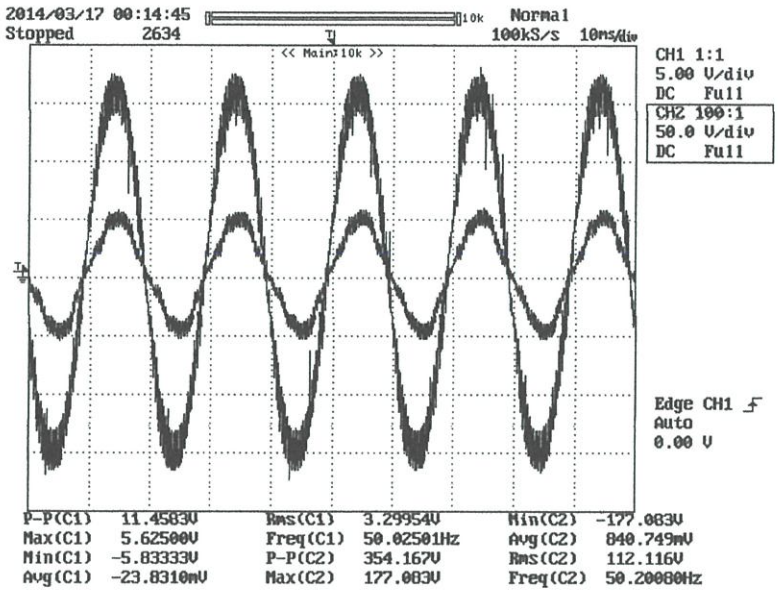
จำนวนหลอดไฟ (หลอด)	Is(rms) (A)	THDi (%)	Ps (w)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	Pdc (W)	Efficiency (%)
4	1.79	17.8	186	0.93	1.00	254	169	90.86
8	3.448	9.6	368	0.94	1.00	254	335	91.03



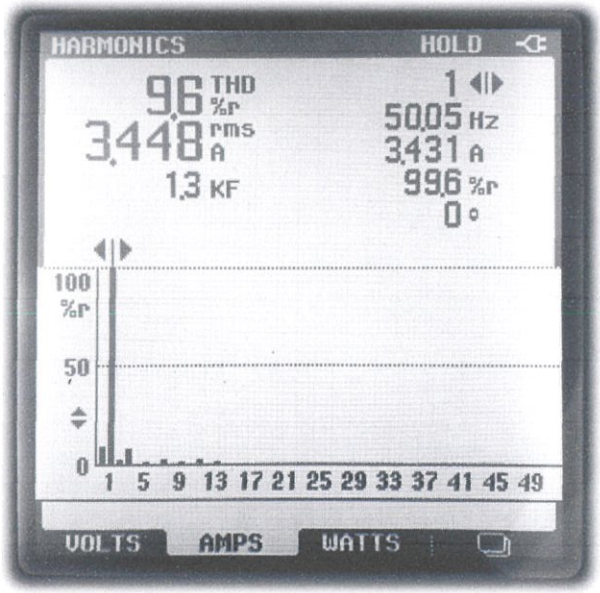
รูปที่ 4.14 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 250 V



รูปที่ 4.15 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 250 V



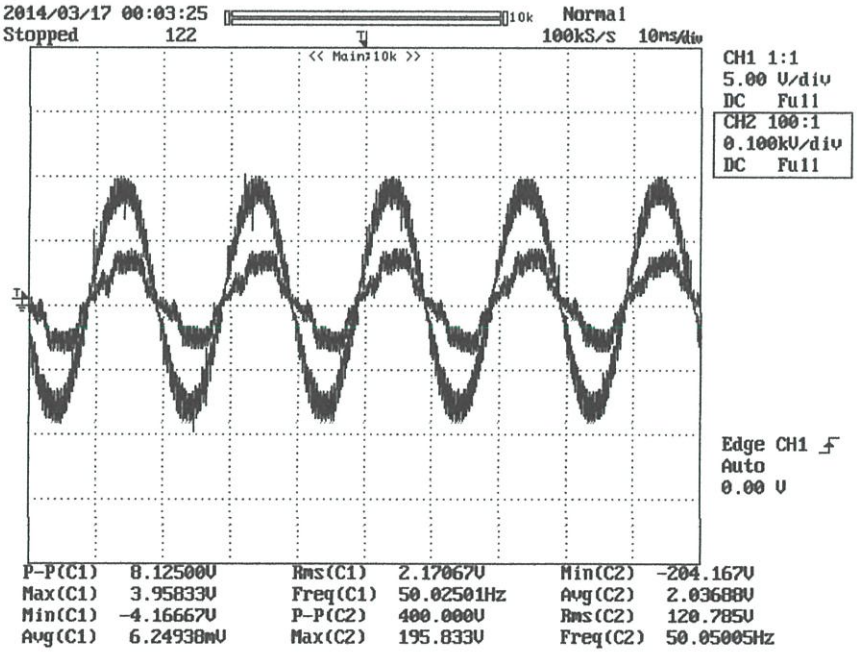
รูปที่ 4.16 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 250 V



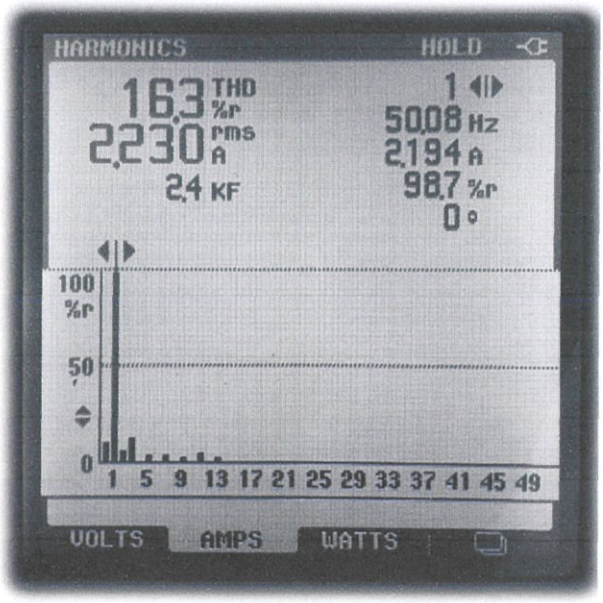
รูปที่ 4.17 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 250 V

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 106.21 V , Vdc,ref = 300 V

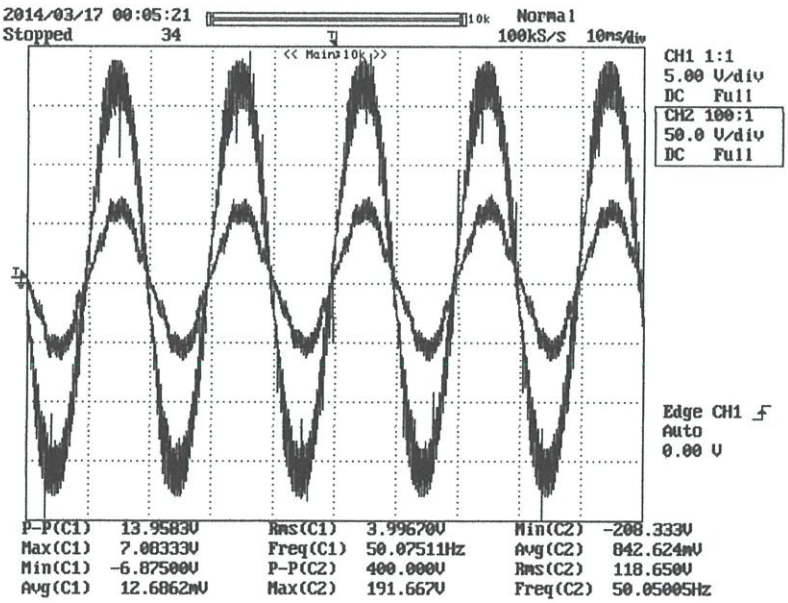
จำนวนหลอดไฟ (หลอด)	Is(rms) (A)	THDi (%)	Ps (w)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	Pdc (W)	Efficiency (%)
4	2.23	16.3	256	0.94	0.99	307	225	87.89
8	4.24	8.1	479	0.97	0.99	300	435	90.81



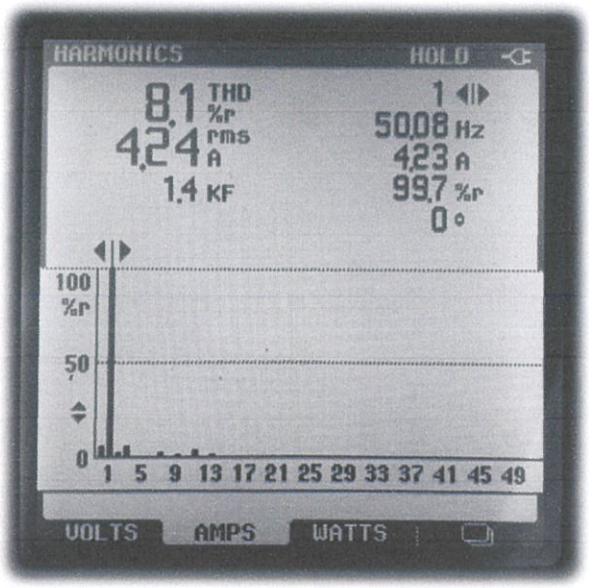
รูปที่ 4.18 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 300 V



รูปที่ 4.19 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi)ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 300 V



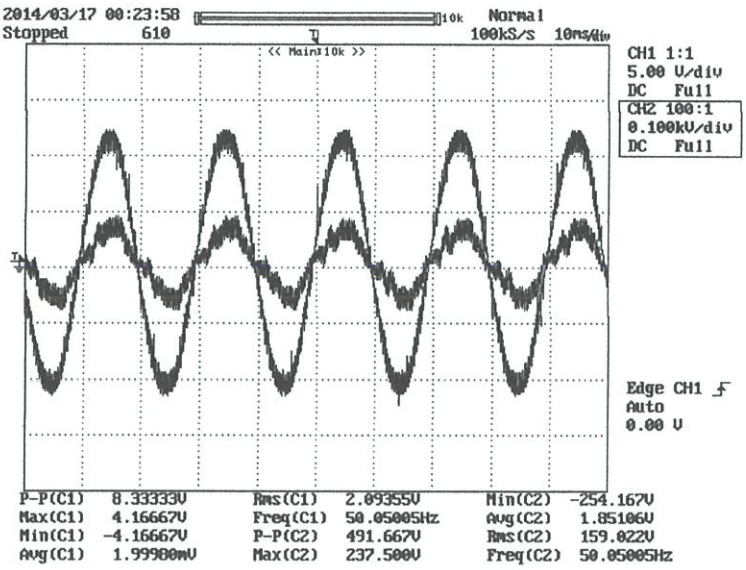
รูปที่ 4.20 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 300 V



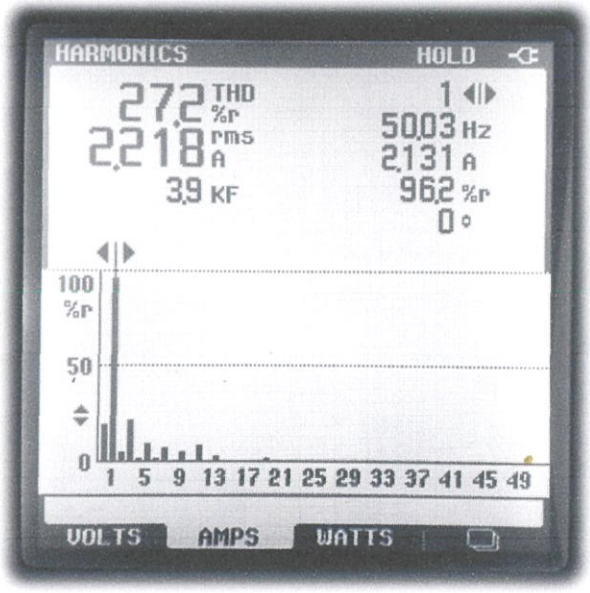
รูปที่ 4.21 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 300 V

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน Vac = 141.42 V , Vref = 350 V

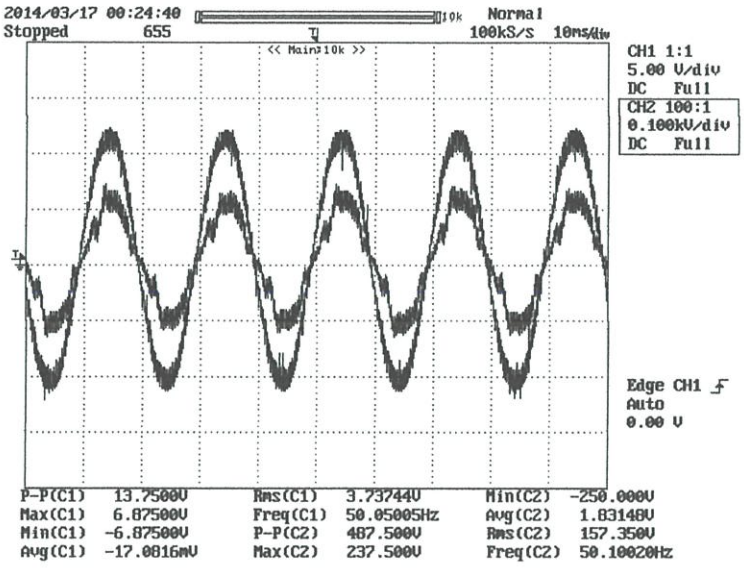
จำนวนหลอดไฟ (หลอด)	Is(rms) (A)	THDi (%)	Ps (w)	P.F.	D.P.F	Vdc (V)	Pdc (W)	Efficiency (%)
4	2.218	27.2	320	0.93	0.99	355	280	87.50
8	3.97	12	594	0.93	0.99	351	549	92.42



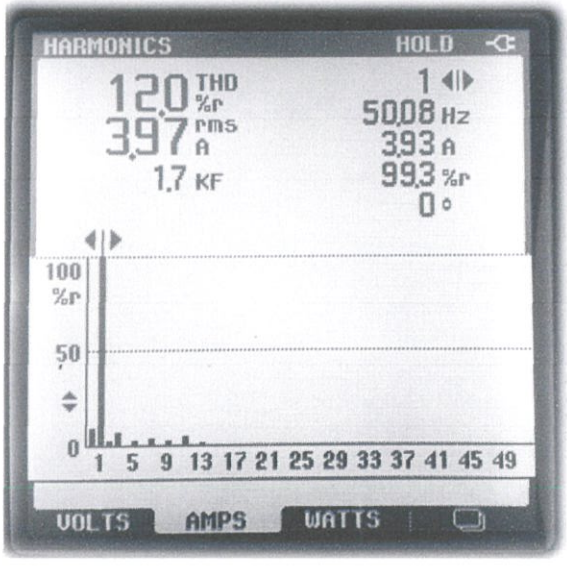
รูปที่ 4.22 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref = 350 V



รูปที่ 4.23 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหลดหลอดไฟ 4 หลอด ที่ Vdc,ref 350 V



รูปที่ 4.24 คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref = 350 V



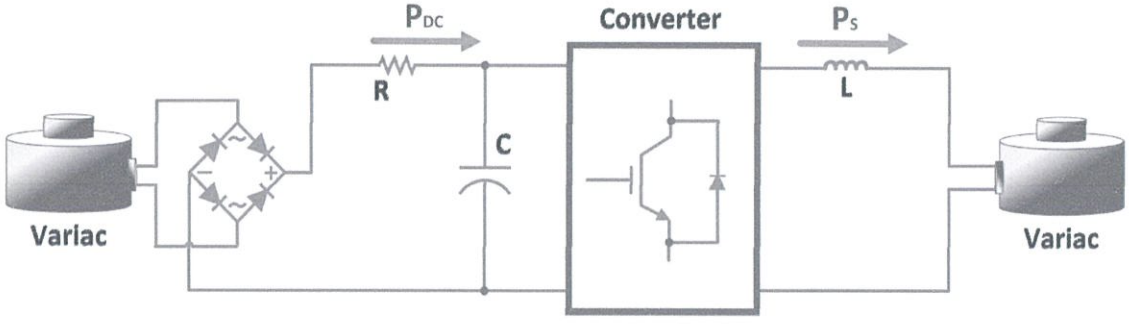
รูปที่ 4.25 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi)ของโหลดหลอดไฟ 8 หลอด ที่ Vdc,ref 350

จากรูปผลการทดลองจะเห็นได้ว่าระบบสามารถรักษาแรงดันไฟตรงให้คงที่ได้ โดยรูปคลื่นกระแสและแรงดันจะมีมุมเฟสเดียวกัน แสดงให้เห็นว่าระบบมีการส่งกำลังไฟฟ้าจากกริดไปยังโหลดที่ต้องการ และจากตารางการทดลองที่ 4.2 ,4.3 ,4.4 และ 4.5 พบว่าเมื่อมีการรักษาระดับแรงดันไฟตรงที่

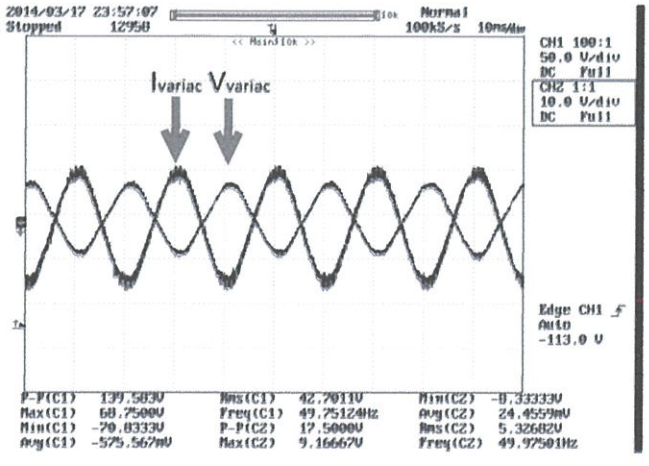
เพิ่มขึ้น จะทำให้มีค่าของกระแสที่เพิ่มขึ้นด้วย แต่เมื่อมีการเพิ่มโหลดมากขึ้น จะทำให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของกระแสมีค่าลดลง และค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงกับ 1 โดยประสิทธิภาพของระบบที่ระดับแรงดันไฟตรงค่าต่างๆ มีค่าสูงกว่า 86 %

4.3.1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์

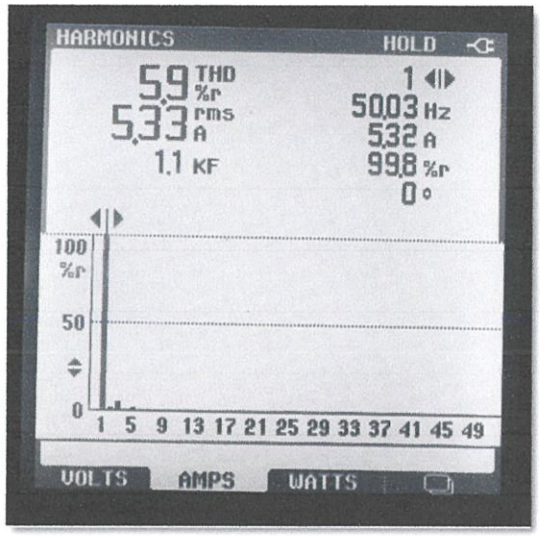
การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์ ในช่วงที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า หลังจากการทดสอบสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงที่ค่าระดับต่างๆได้ จึงทำการจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด(แรงดันกระแสสลับ) โดยเมื่อแรงดันทางด้านกระแสตรงสูงกว่าแรงดันกระแสตรงที่อ้างอิง จะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แปลงผันกำลังจากทางด้านกระแสตรงกลับคืนสู่กริด(แรงดันกระแสสลับ) จากนั้นทำการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของกระแสและประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่4.26 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อกริดที่ทำงานในโหมดของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.27 คลื่นกระแสและแรงดันที่มีการส่งคืนพลังงานกลับสู่กริด

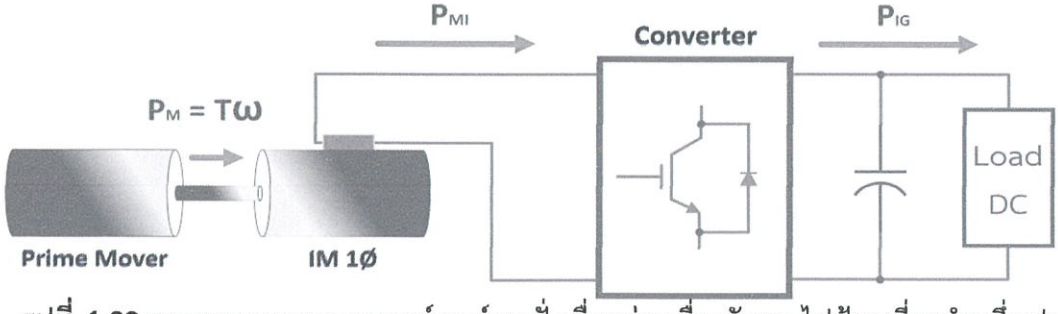


รูปที่ 4.28 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของโหมดอินเวอร์เตอร์

จากรูปการทดลอง รูปคลื่นกระแสและแรงดันมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าส่งกลับคืนสู่กริดได้ประมาณ 230 W โดยกระแสจะมีทิศทางการไหลจากทางแรงดันไฟตรงกลับคืนสู่กริด เมื่อแรงดันทางด้านไฟตรงสูงขึ้นจะมีการส่งกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริดมากขึ้น และมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THDi) ของกระแสมีค่าอยู่ที่ 5.9 %

4.3.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

การทดลองนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยทำการป้อนแรงดันเพื่อให้เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานในสภาวะที่เป็นมอเตอร์ จากนั้นทำการป้อนค่าแรงบิดทางกลให้ต้นกำลังทางกลทำงานที่ความเร็วรอบสูงกว่าความเร็วรอบของโรเตอร์ ทำให้เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานในสภาวะเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และนำค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้จากการทดลองเพื่อหาค่าประสิทธิภาพในการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ ซึ่งการทดลองในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 ,45, 40 Hz ได้ผลดังนี้



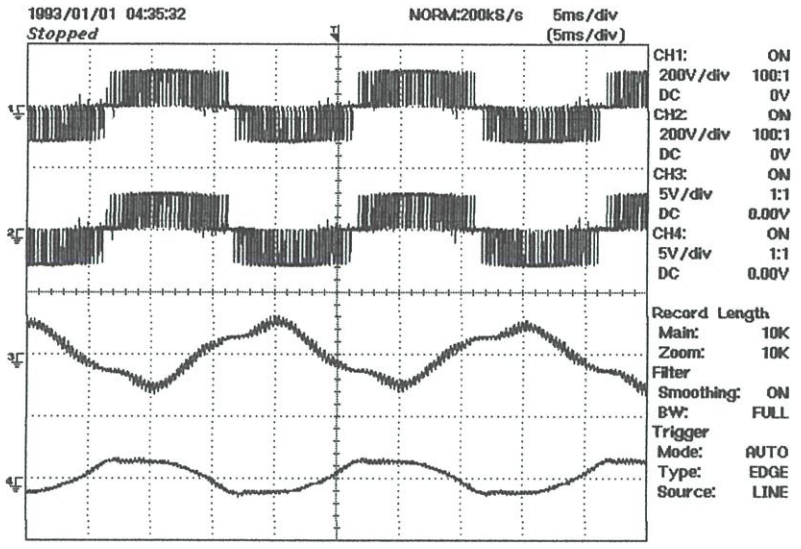
รูปที่ 4.29 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส

4.3.2.1 สภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 Hz

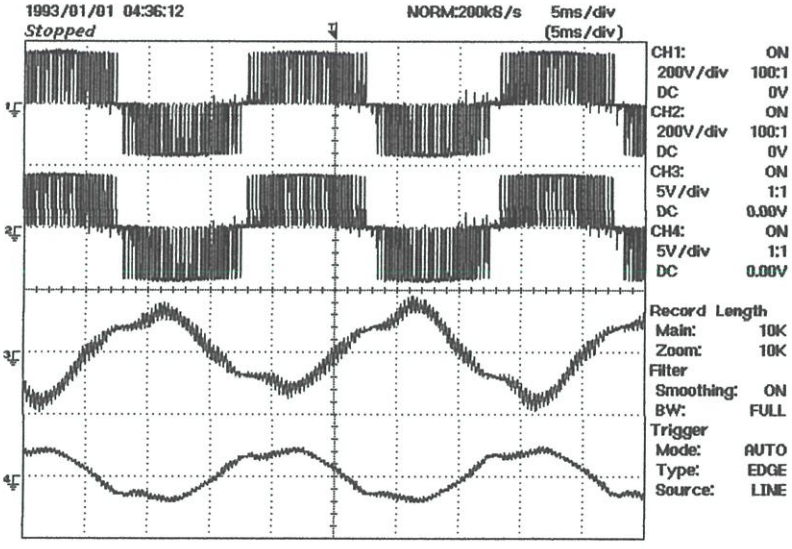
ตารางที่ 4.6 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสภาวะการทำงานที่ความถี่ 50 Hz

Tm (N-m)	Vdc (V)	Speed (rpm)	P_M (W)	P_{MI} (W)	P_{IG} (W)	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)
0.8	114.8	1509	126.42	30	28.80	2
1.2	169.5	1509	189.63	54	50.70	2
1.6	171.0	1512	253.34	100	98.20	4
2.0	173.0	1516	317.51	155	146.00	6
2.4	199.0	1516	381.01	186	180.00	6
2.8	195.0	1520	445.69	234	230.00	8
3.2	157.7	1534	514.05	295	286.00	10
3.6	172.5	1535	578.68	337	328.00	10

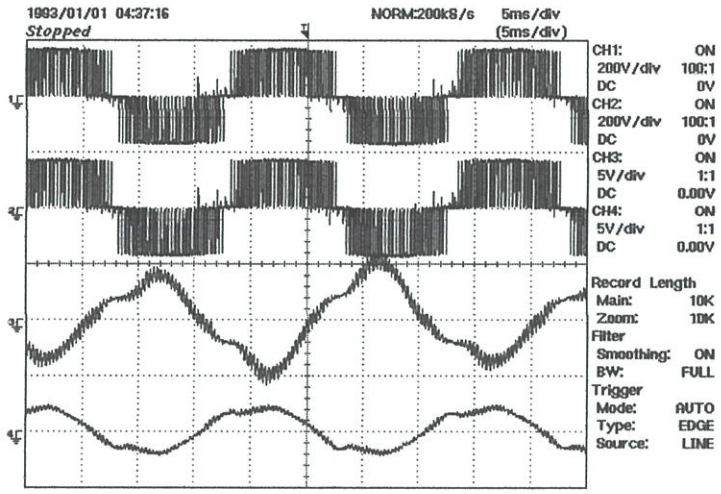
จากการทดลองทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำและกระแสที่ได้จากขดลวดหลัก(Main winding) และขดลวดช่วย(Auxiliary winding) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสดังต่อไปนี้



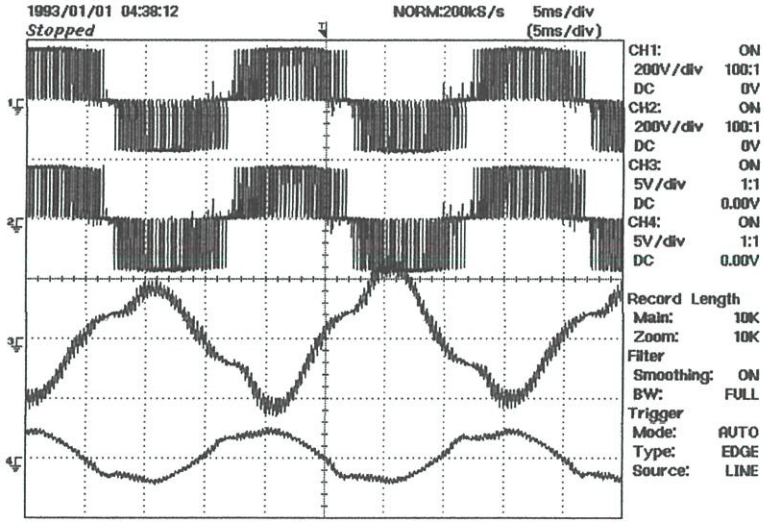
รูปที่ 4.30 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 0.8 ที่ความถี่ 50 Hz



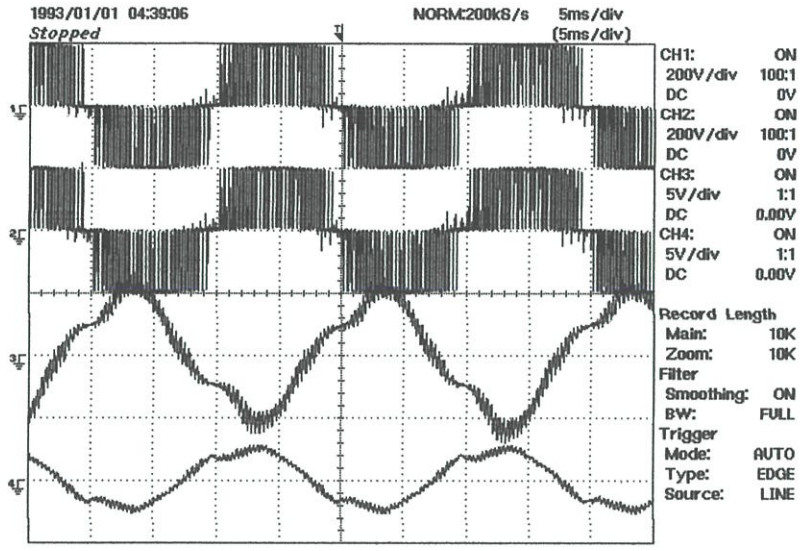
รูปที่ 4.31 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.2 ที่ความถี่ 50 Hz



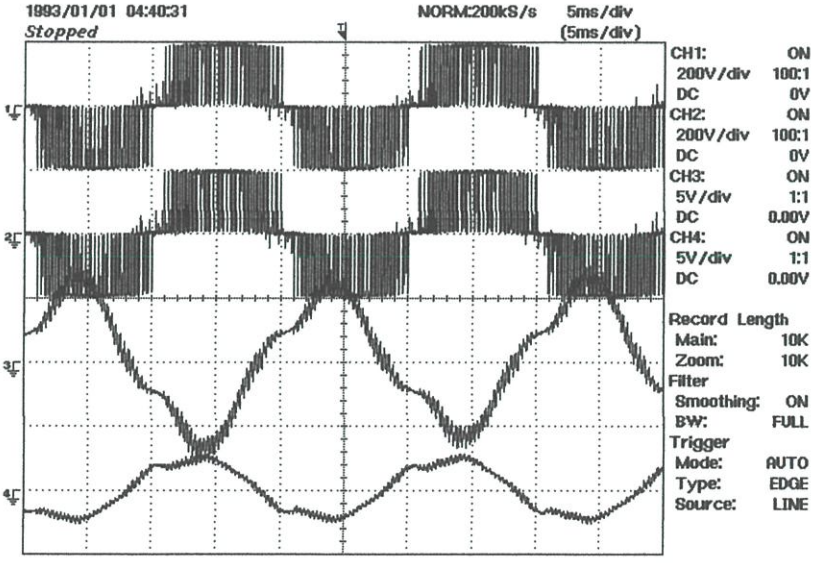
รูปที่ 4.32 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.6 ที่ความถี่ 50 Hz



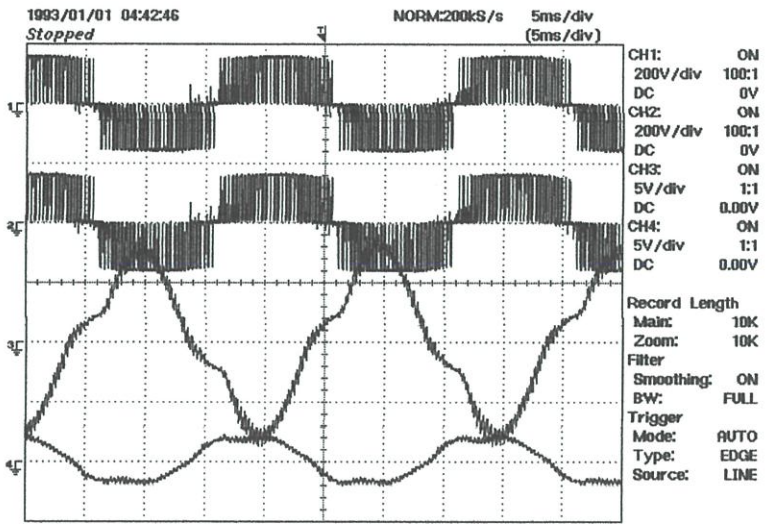
รูปที่ 4.33 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.0 ที่ความถี่ 50 Hz



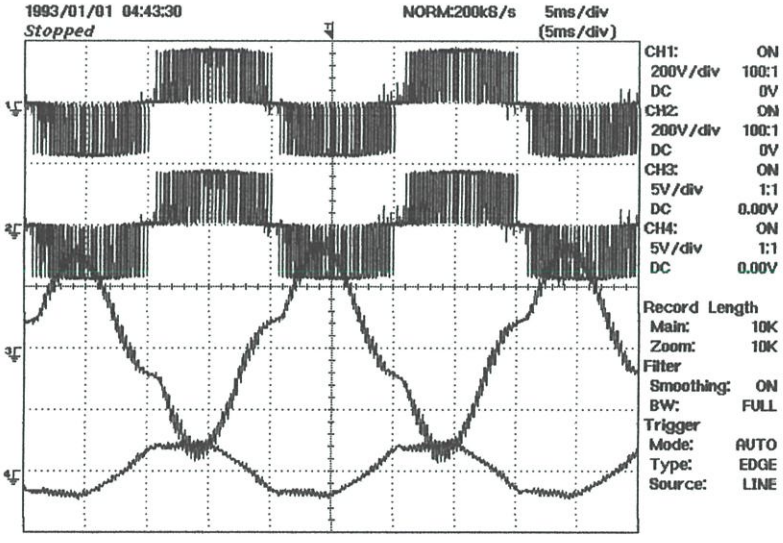
รูปที่ 4.34 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.4 ที่ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 4.35 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.8 ที่ความถี่ 50 Hz



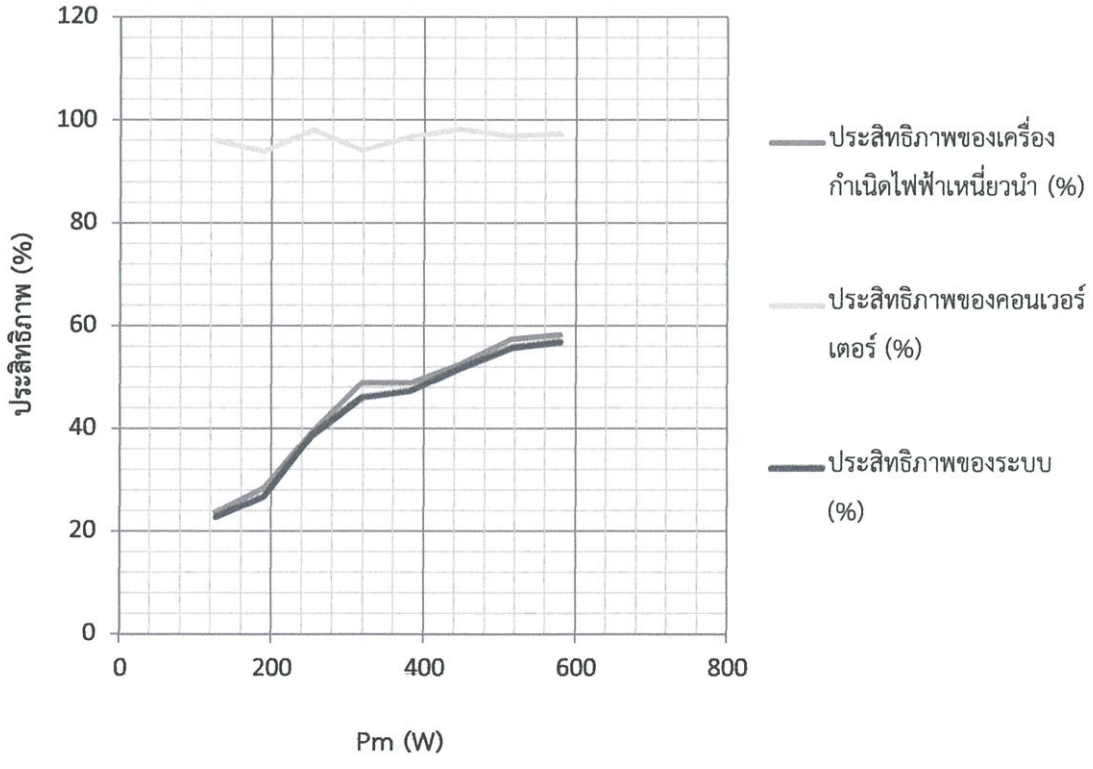
รูปที่ 4.36 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.2 ที่ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 4.37 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 50 Hz

ตารางที่ 4.7 ค่าประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ ในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

Pm (W)	ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (%)	ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (%)	ประสิทธิภาพของระบบ (%)
126.4	23.7309	96.0000	22.7816
189.6	28.4771	93.8889	26.7368
253.3	39.4730	98.2000	38.7625
317.5	48.8174	94.1935	45.9828
381.0	48.8174	96.7742	47.2426
445.7	52.5032	98.2906	51.6057
514.0	57.3876	96.9492	55.6368
578.7	58.2359	97.3294	56.6806



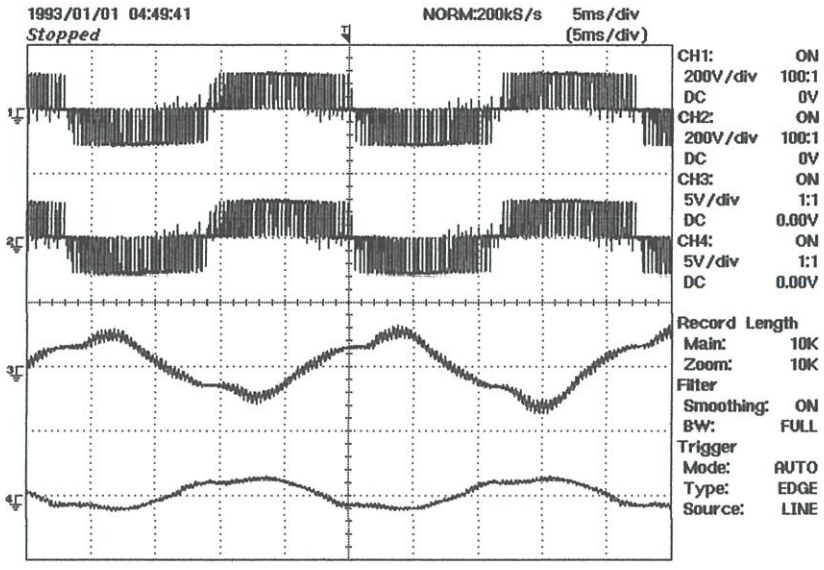
รูปที่ 4.38 กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 Hz

4.3.2.2 สภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 45 Hz

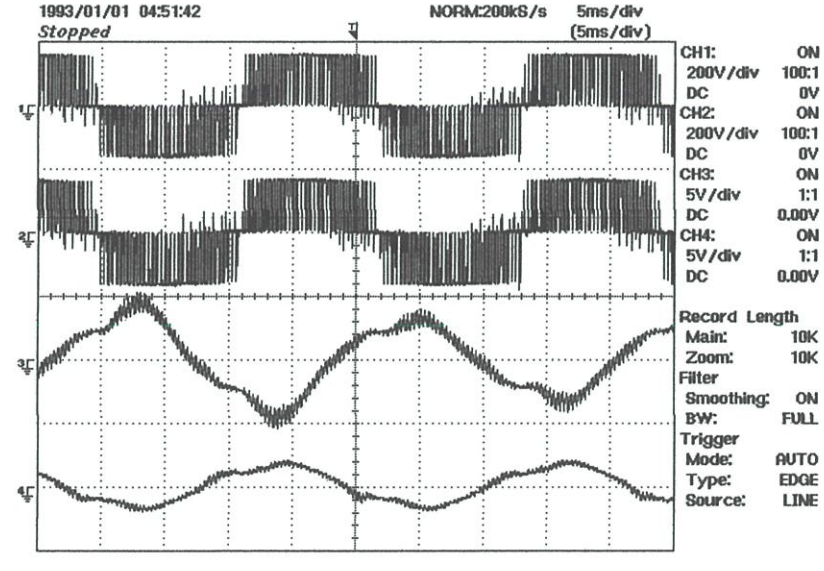
ตารางที่ 4.8 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสภาวะการทำงานที่ความถี่ 45 Hz

Tm (N-m)	Vdc (V)	Speed (rpm)	P_M (W)	P_{MI} (W)	P_{IG} (W)	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)
0.8	112.7	1359	113.8512	31.0	30.2	2
1.2	163.0	1358	170.6512	54.6	51.0	2
1.6	205.0	1357	227.3673	73.0	71.0	2
2.0	195.1	1361	285.0469	125.7	122.0	4
2.4	190.0	1365	343.0616	173.5	170.0	6
2.8	184.0	1369	401.4114	219.0	214.0	8
3.2	202.2	1369	458.7559	254.0	248.0	8
3.6	162.2	1382	521.0013	317.8	299.0	10

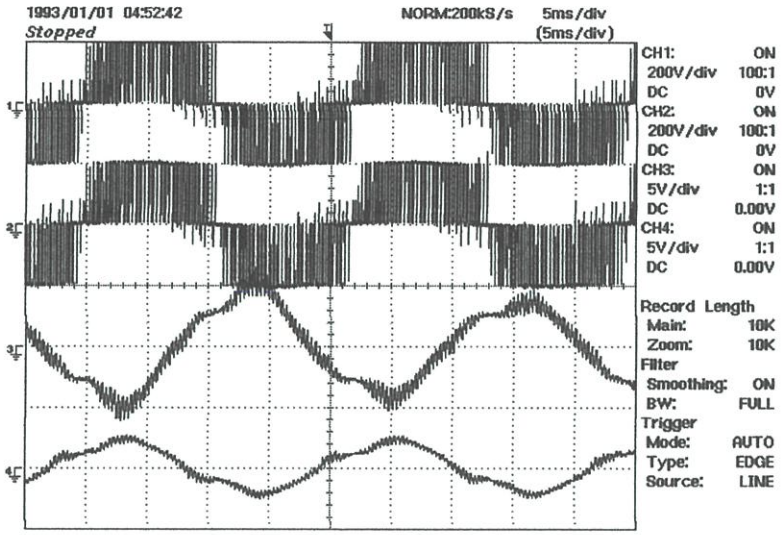
จากการทดลองทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ กระแสที่ได้จากขดลวดหลัก(Main winding) และขดลวดช่วย(Auxiliary winding) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสดังต่อไปนี้



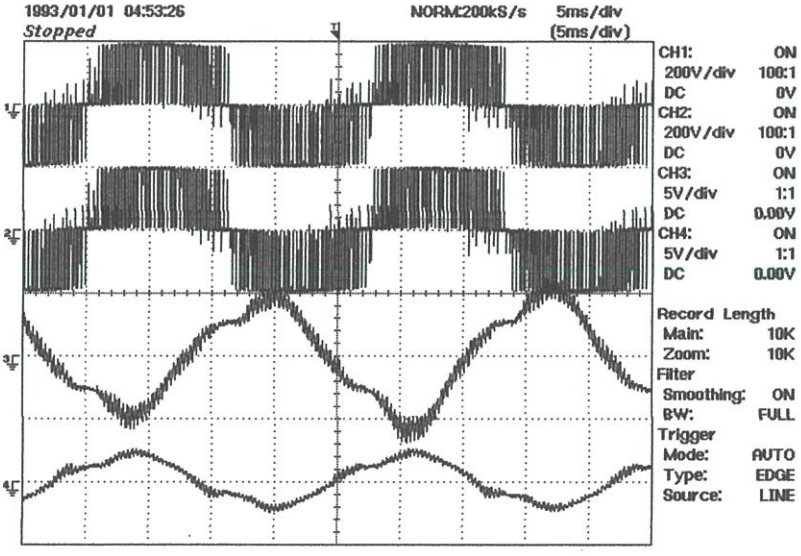
รูปที่ 4.39 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 0.8 ที่ความถี่ 45 Hz



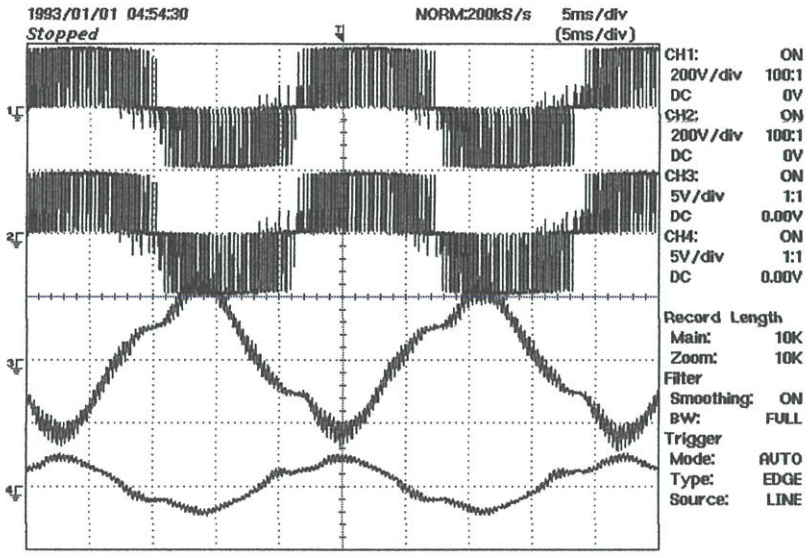
รูปที่ 4.40 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.2 ที่ความถี่ 45 Hz



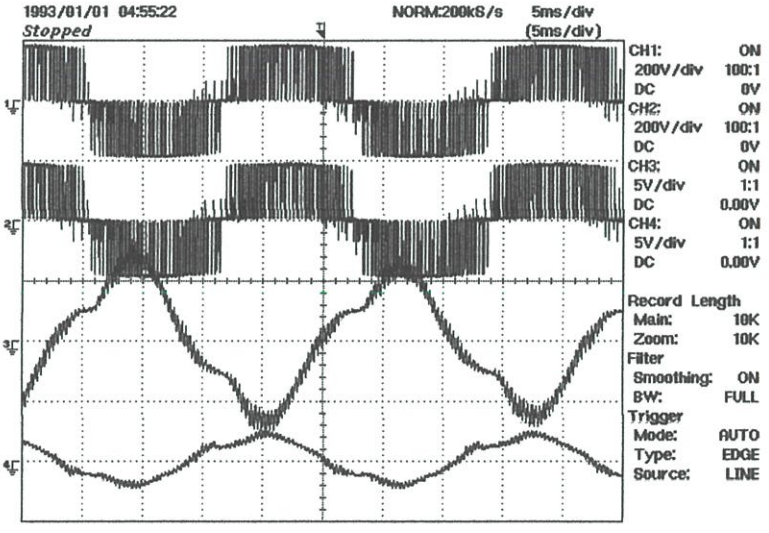
รูปที่ 4.41 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.6 ที่ความถี่ 45 Hz



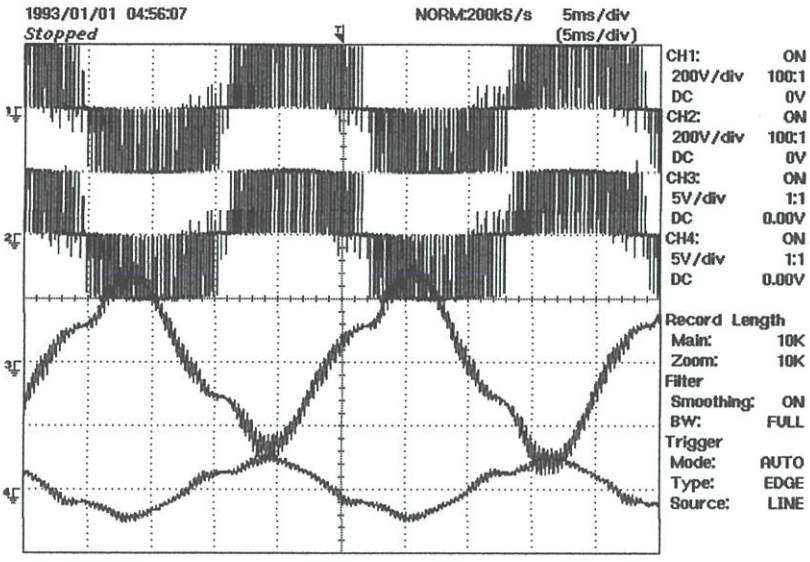
รูปที่ 4.42 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.0 ที่ความถี่ 45 Hz



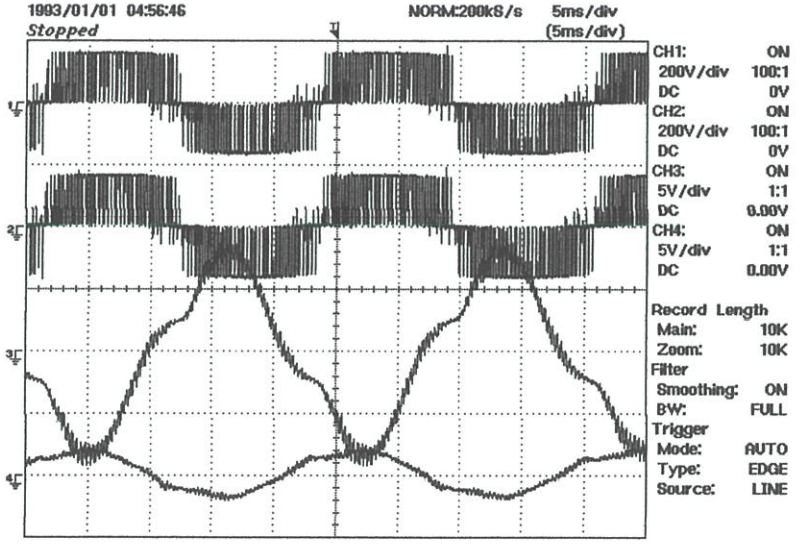
รูปที่ 4.43 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.4 ที่ความถี่ 45 Hz



รูปที่ 4.44 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.8 ที่ความถี่ 45 Hz



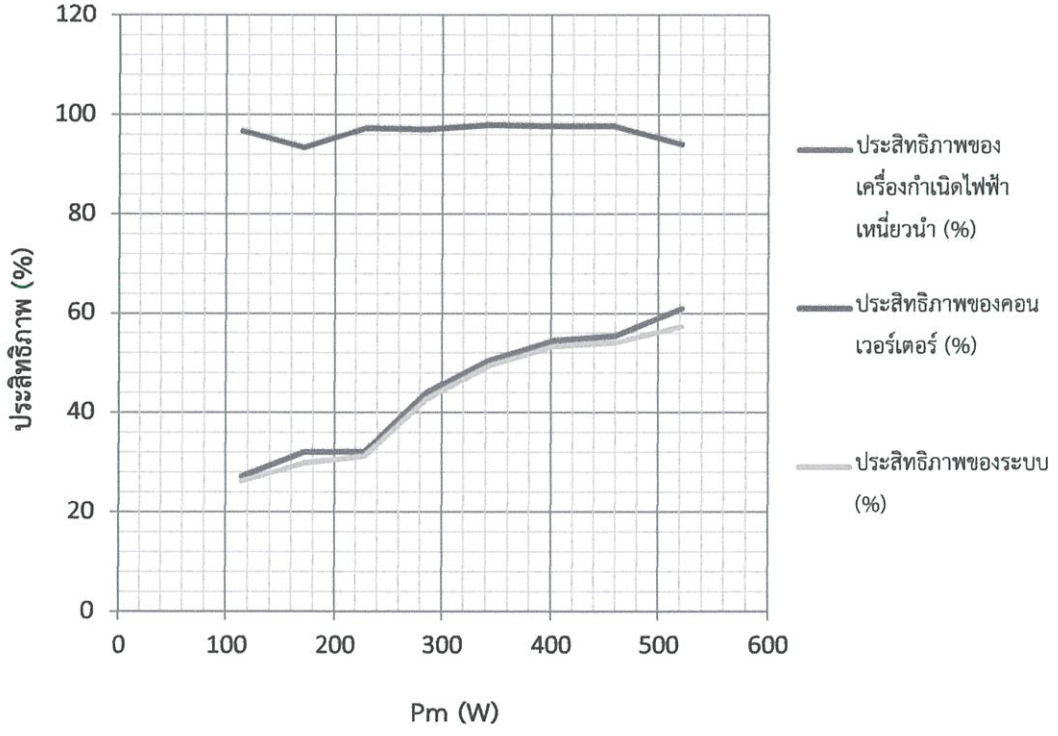
รูปที่ 4.45 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.2 ที่ความถี่ 45 Hz



รูปที่ 4.46 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 45 Hz

ตารางที่ 4.9 ค่าประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ ในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 45 Hz

Pm (W)	ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ(%)	ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (%)	ประสิทธิภาพของระบบ (%)
113.8512	27.2285	96.7742	26.5258
170.6512	31.9951	93.4066	29.8855
227.3673	32.1066	97.2603	31.2270
285.0469	44.0980	97.0565	42.8000
343.0616	50.5740	97.9827	49.5538
401.4114	54.5575	97.7169	53.3119
458.7559	55.3671	97.6378	54.0592
521.0013	60.9979	94.0843	57.3895



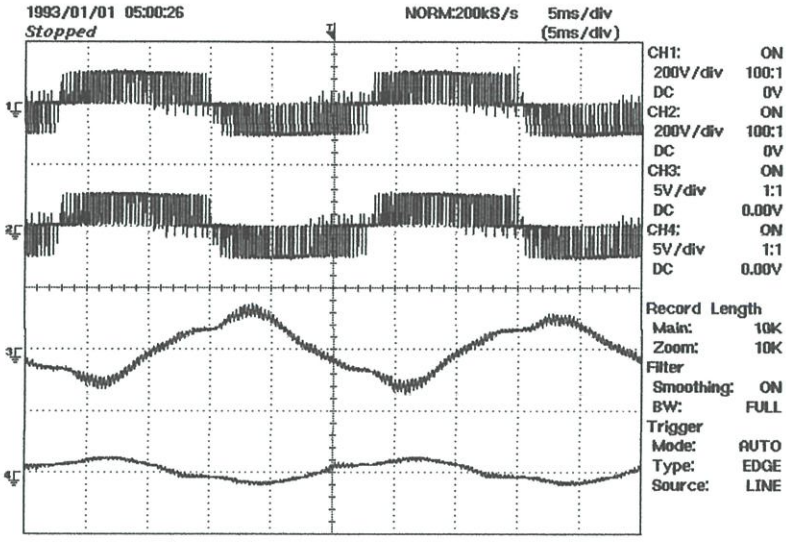
รูปที่ 4.47 กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 45 Hz

4.3.2.3 สภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 Hz

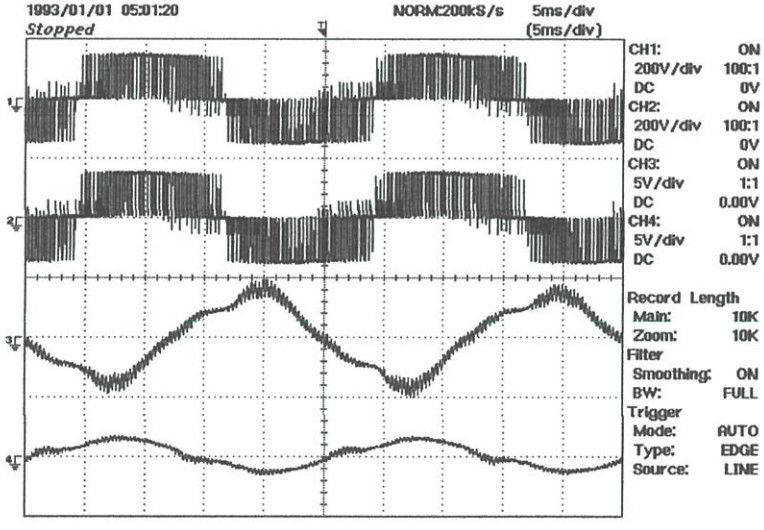
ตารางที่ 4.10 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสภาวะการทำงานที่ความถี่ 40 Hz

Tm (N-m)	Vdc (V)	Speed (rpm)	PM (W)	PMI (W)	PIG (W)	จำนวนหลอดไฟ (หลอด)
0.8	103.5	1209	101.2849	26.00	25.10	2
1.2	149.7	1208	151.8016	48.70	45.40	2
1.6	187.0	1207	202.2346	65.00	63.30	4
2.0	179.1	1211	253.6310	113.00	109.00	6
2.4	204.0	1211	304.3572	137.00	132.00	6
2.8	194.0	1214	355.9631	182.00	177.00	8
3.2	186.4	1219	408.4905	229.00	219.00	10
3.6	202.2	1218	459.1748	252.30	247.00	10

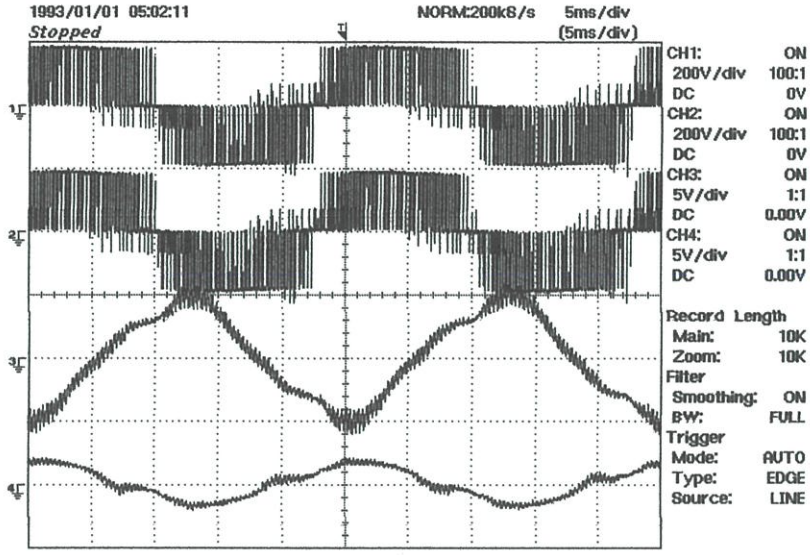
จากการทดลองทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ กระแสที่ได้จากขดลวดหลัก(Main winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสดังต่อไปนี้



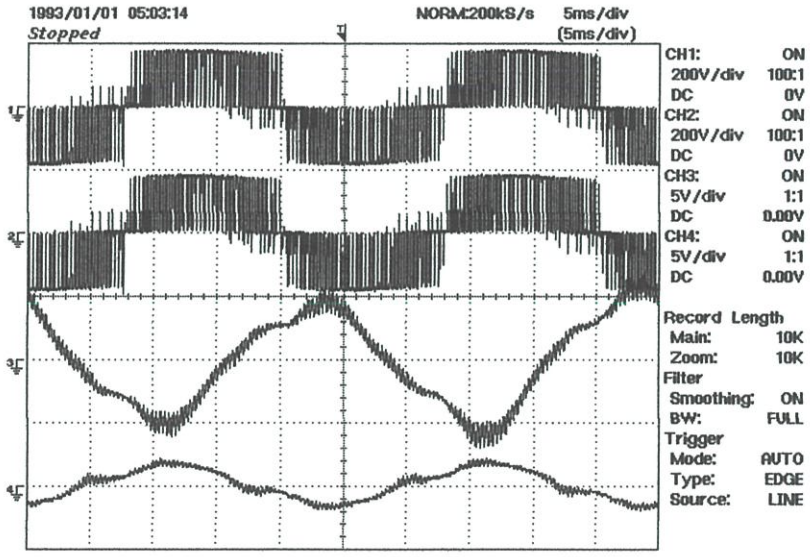
รูปที่ 4.48 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 0.8 ที่ความถี่ 40 Hz



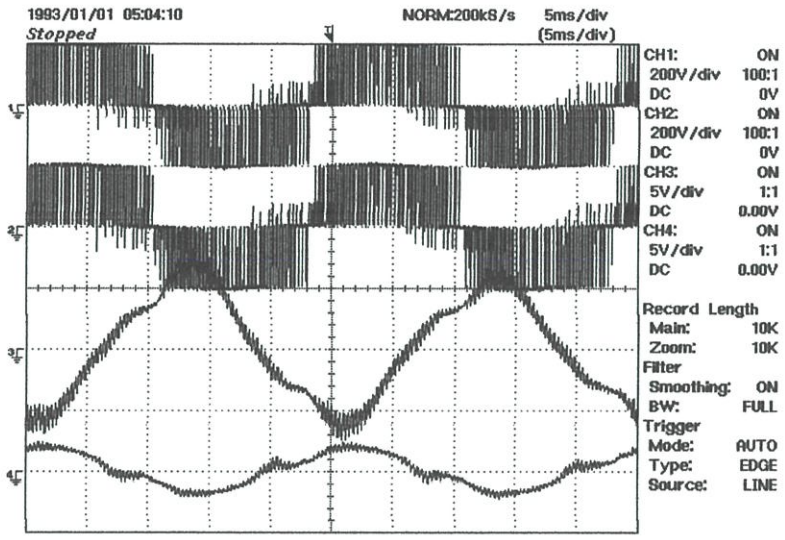
รูปที่ 4.49 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.2 ที่ความถี่ 40 Hz



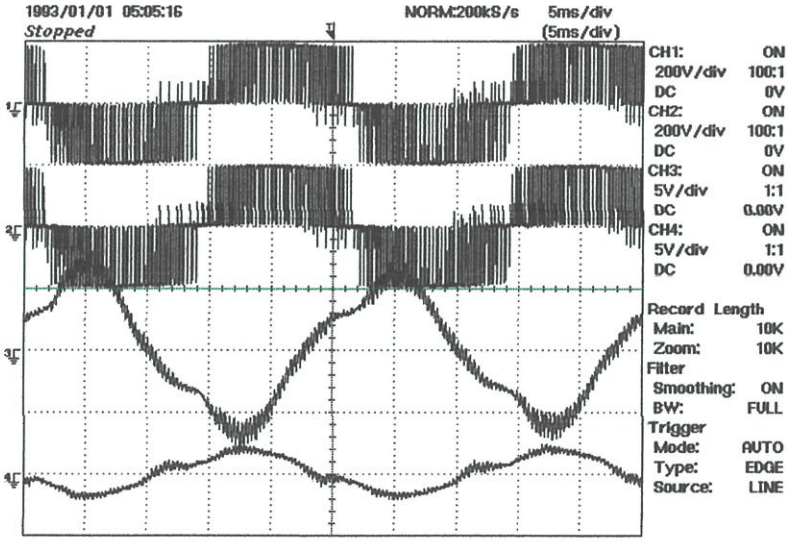
รูปที่ 4.50 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 1.6 ที่ความถี่ 40 Hz



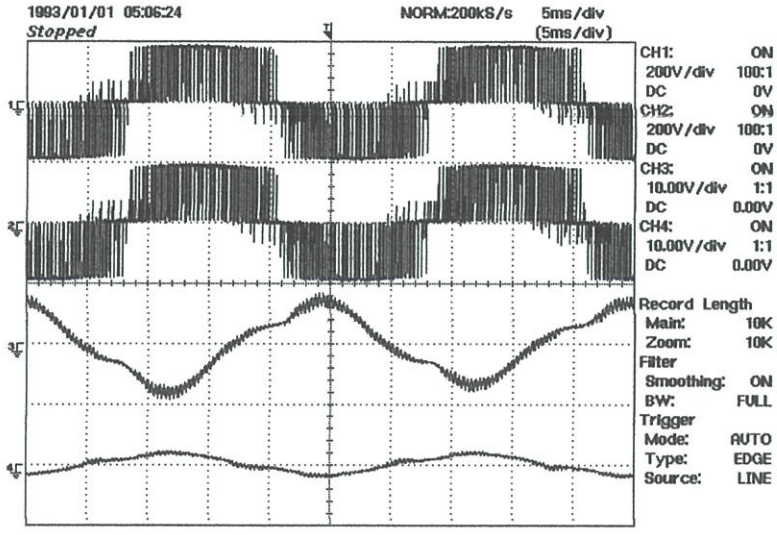
รูปที่ 4.51 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.0 ที่ความถี่ 40 Hz



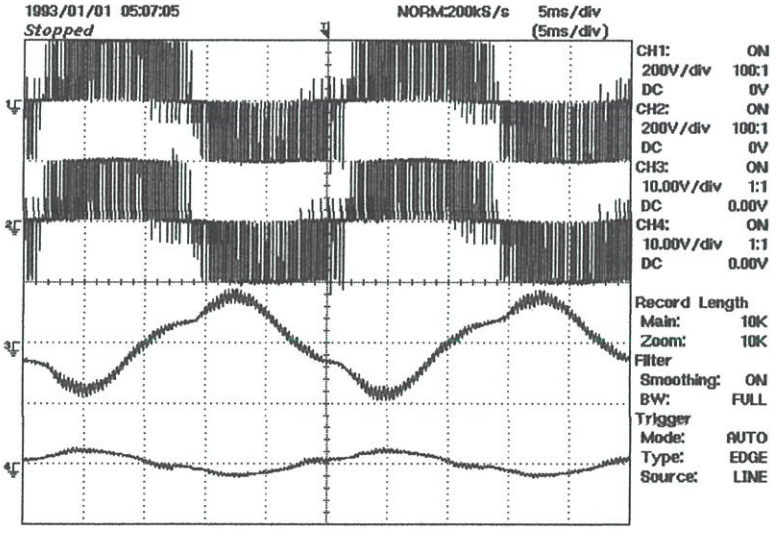
รูปที่ 4.52 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.4 ที่ความถี่ 40 Hz



รูปที่ 4.53 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 2.8 ที่ความถี่ 40 Hz



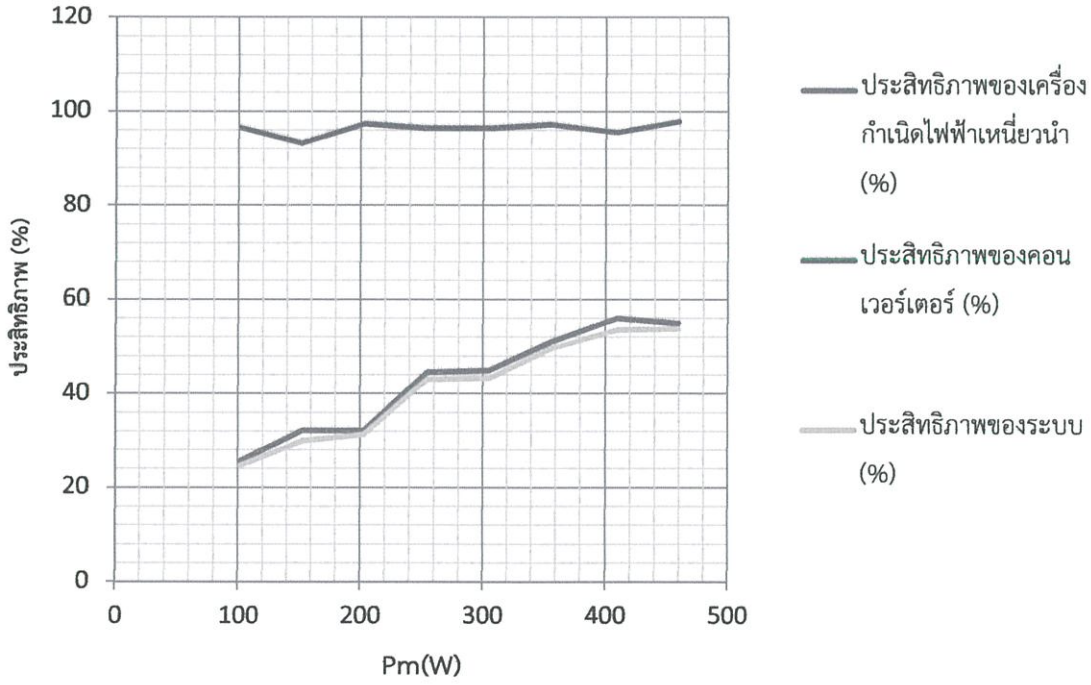
รูปที่ 4.54 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.2 ที่ความถี่ 40 Hz



รูปที่ 4.55 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 40 Hz

ตารางที่ 4.11 ค่าประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, ค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ ในสภาวะการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 Hz

Pm (W)	ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (%)	ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (%)	ประสิทธิภาพของระบบ (%)
101.2849	25.6702	96.5385	24.7816
151.8016	32.0813	93.2238	29.9075
202.2346	32.1409	97.3846	31.3003
253.6310	44.5529	96.4602	42.9758
304.3572	45.0129	96.3504	43.3701
355.9631	51.1289	97.2527	49.7243
408.4905	56.0601	95.6332	53.6120
459.1748	54.9464	97.8993	53.7922



รูปที่ 4.56 กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 40 Hz

จากรูปการทดลอง รูปคลื่นกระแสและแรงดันมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าส่งกลับคืนสู่กริดได้ ซึ่งกำลังไฟฟ้าขึ้นอยู่กับค่าแรงบิดทางกลจากต้นกำลังทางกลที่ป้อนให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ซึ่งกำลังไฟฟ้าจะแปรผันตรงกับค่าแรงบิดทางกลจากต้นกำลังทางกล โดยกระแสจะมีทิศทางการไหลจากทางแรงดันไฟตรงกลับคืนสู่กริด โดยค่าประสิทธิภาพในการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำและค่าประสิทธิภาพในการทำงานของระบบ จะเพิ่มขึ้นตามค่าแรงบิดจากต้นกำลังทางกลที่เพิ่มขึ้น แต่ค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงกว่า 93 % เมื่อทำการเปลี่ยนค่าความถี่ 50, 45, 40 Hz พบว่า ระบบยังคงสามารถทำงานในสภาวะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ แต่กำลังไฟฟ้าที่ได้จะมีค่าแปรผันตรงกับความถี่

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

โครงงานนี้นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบคอนเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริด ควบคุมโดยการใช้หลักการแปลงแกน สำหรับควบคุมกระแสและแรงดันที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง (V_{dc}) เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากกริดเข้าสู่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะที่ทำงานในสภาวะมอเตอร์ และจากเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำเข้าสู่กริด ขณะที่ทำงานในสภาวะเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เริ่มจากการจำลองการทำงานของระบบทั้งสองแบบเพื่อยืนยันผลการออกแบบ โดยใช้โปรแกรม MATLAB Simulink จากนั้นทำการออกแบบสร้างวงจรไฟฟ้าทั้งวงจรภาคกำลังและวงจรภาคควบคุม แล้วทำการเขียนโปรแกรมการควบคุมระบบ เมื่อระบบเป็นที่น่าพอใจแล้วจึงเริ่มทำการทดลองโดยแบ่งการทดลองเป็นสองส่วนดังนี้

ส่วนแรกเป็นการทดลองคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด ในโหมดเรียงกระแส ทดลองโดยการต่อหลอดไฟที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง ซึ่งจากผลการทดลองพบว่าคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงได้ที่ระดับต่างๆ ได้ และสามารถควบคุมกระแสให้อินเฟสกับแรงดันที่กริดได้ ส่วนในโหมดอินเวอร์เตอร์ ทดลองโดยการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง จากผลการทดลองพบว่าสามารถถ่ายโอนพลังงานไฟฟ้ากลับคืนสู่กริดได้ โดยมุมเฟสของกระแสและแรงดันต่างกัน 180 องศา

ส่วนที่สองเป็นการทดลองคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยการจ่ายไฟกระแสตรงเข้าสู่คอนเวอร์เตอร์ฝั่งเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และต่อหลอดไฟที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง ซึ่งจากผลการทดลองสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดอินเวอร์เตอร์คือสามารถขับมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ต้องการ สามารถปรับความถี่ไฟฟ้าที่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ และในโหมดเรียงกระแส คือ เมื่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงมาที่หลอดไฟได้

จากการทดลองต่างๆ ที่กล่าวมานั้น พบว่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองฝั่งอยู่ในระดับที่น่าพอใจ คือ มากกว่า 87 เปอร์เซ็นต์ ส่วนประสิทธิภาพรวมของระบบมีค่าสูงขึ้นตามต้นกำลังทางกลที่จ่ายให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส ($\%THD_i$) ของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดก็อยู่ในระดับที่ดี และดีขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้นหรือค่าของกระแสมากขึ้น แต่ไม่สามารถทำการทดลองคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองฝั่งพร้อมกันได้ รวมทั้งไม่สามารถทำการทดลองที่ระดับแรงดันไฟตรง และกำลังไฟฟ้าตามที่กำหนดไว้ได้ เนื่องจากระบบควบคุมในส่วนตรวจจับกระแสเพื่อแปลงแกนยังมีเสถียรภาพไม่เพียงพอต่อการทดลอง จากผลการทดลองทั้งหมดคณะผู้จัดทำมีความเห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะพัฒนาโครงงานนี้ต่อไปเพื่อให้สามารถนำมาใช้งานได้จริงทั้งระบบ โดยมีข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนาโครงงานนี้ต่อไป

ข้อเสนอแนะ

1. การเปลี่ยนรูปแบบการสวิตช์ของ IGBT จากแบบไบโพลาร์ (Bipolar) มาเป็นแบบยูนิโพลาร์(Unipolar) สามารถลดขนาดตัวเหนี่ยวนำได้
2. ควรมีการสร้างวงจรสนับเบอร์หรือวิธีการอื่นๆ เพื่อป้องกันสวิตช์ IGBT เสียหาย เนื่องจากในการทดลองมีสวิตช์ IGBT เสียหาย จำนวนมาก
3. ต้องมีการสร้างวงจรเดดไทม์เพื่อป้องกันการลัดวงจร ระหว่างกิ่งของสวิตช์ IGBT เพราะทำให้สวิตช์ IGBT ชำรุด
4. ควรมีการตรวจสอบเซนเซอร์ให้ดีก่อนที่จะมีการทดลอง โดยเฉพาะการปรับค่าอัตราส่วนของค่าจริงที่ต้องการวัดกับค่าที่เข้าสู่ไมโครคอนโทรเลอร์ เพราะมีผลทำให้การทำงานของระบบควบคุมเกิดการผิดเพี้ยน อาจก่อให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์อื่นๆได้ โดยเฉพาะสวิตช์ IGBT
5. ควรมีการสร้างวงจรป้องกันสำหรับสวิตช์ IGBT เนื่องจากโครงงานนี้ไม่มีการป้องกันที่ IGBT ทำให้ IGBT เสียหายจำนวนมาก
6. ควรลดความยาวของสายสัญญาณ เพื่อลดสัญญาณรบกวน ถ้าเป็นไปได้ควรใช้สายที่สามารถ ป้องกันสัญญาณรบกวนได้
7. ควรใช้ฟิลเตอร์ป้องกันการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) เพื่อไม่ให้เกิดฮาร์มอนิกส์ไหลเข้าสู่ระบบไฟฟ้า
8. ควรเขียนโปรแกรมในส่วนตรวจกระแสมาเพื่อทำการแปลงแกนให้มีเสถียรภาพมากขึ้นกว่าเดิม

เอกสารอ้างอิง

[1] Huynh, P. Cho, and B.H., "Design and analysis of a Microprocessor-Controlled Peakpower-Tracking System," Aerospace and Electronic Systems IEEE Trans, Vol.32, No.1, 1998, pp. 182-190.

[2] Kaura, V. and Blasko, "Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Condition," IEEE on Industry Application, Vol.33, No.1, 1997, pp. 58-63.

[3] B Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D.P. Kothari, "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," IEEE *Transactions on Industrial Electronics*, 2003, pp. 962-981.

[4] นิธร ธนะภักดิ์, บัณฑูร นาคะศิริ, วิธิวัต โคตรโมลี, และ วุฒิพันธุ์ ปริโยทัย, "การต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับระบบโครงข่ายไฟฟ้า," ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.

[5] คณะกรรมการกรมพัฒนาพลังงานทดแทนและอนุรักษ์พลังงานกระทรวงพลังงาน, "โครงการศึกษาวิจัยและพัฒนาระบบควบคุมกังหันลมผลิตไฟฟ้าขนาดเล็กแบบเชื่อมต่อกริด," รายงานฉบับสมบูรณ์, วิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2554.

[6] วชิรวิชญ์ ศรีจันทร์, วรพงษ์ ทานะ, วิทยา มูลดี, และ ศรัญญู เหมหงษ์, "ระบบอันเวอร์เตอร์เชื่อมต่อเซลล์แสงอาทิตย์กับแหล่งจ่ายกการไฟฟ้า," ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.

[7] ภมร อรุณโรจรพรรณ, ภัทรินท์ ตีรเลิศพานิช, และ มานพ ชมชื่น, "การเชื่อมต่อระบบกริด," ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.

[8] พลกฤต อักษรแก้ว, พิบูลย์ บรรพตสกุล, วรกันต์ แก้วบัวดี, และ องอาจ สันติจิตรุ่งเรือง, "การปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสโดยใช้ไทริสเตอร์ควบคุมเฟสสำหรับโหลดแบบต่างๆ," ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2554.

[9] เกียรติขจร วรปรัชญา, และคณะ, “เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ,” ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543.

[10] การัณย์ วันทอง, “การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบพกพาโดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ต่อภาระแบบอนุกรม,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549.

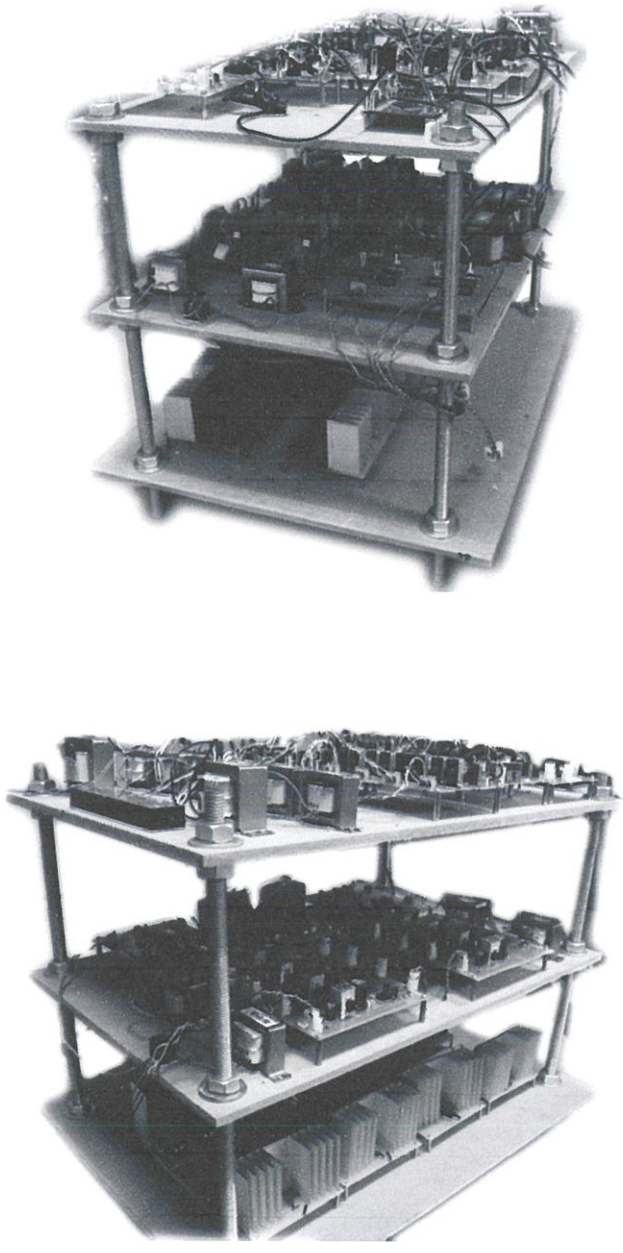
[11] พิชิต ลำยอง, เครื่องจักรกลไฟฟ้า, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.

[12] วีระเชษฐ์ ขันเงิน, Power Electronics, พิมพ์ครั้งที่9. กรุงเทพฯ :สำนักพิมพ์ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พริ้นติ้ง. 2553.

ภาคผนวก ก

ข้อมูลอุปกรณ์

ก.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง

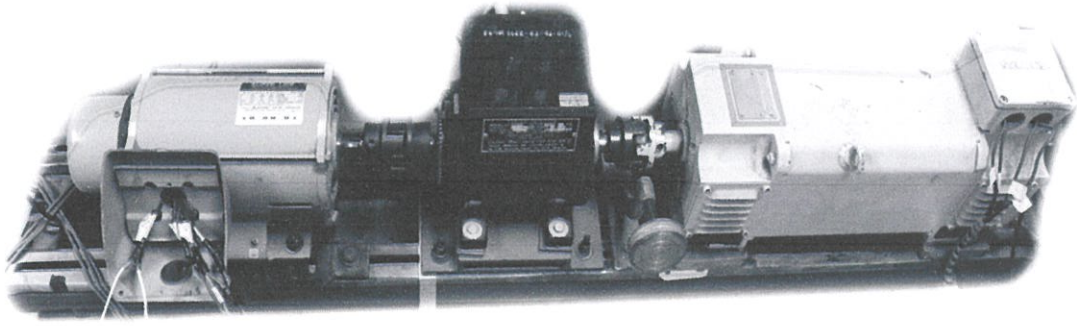


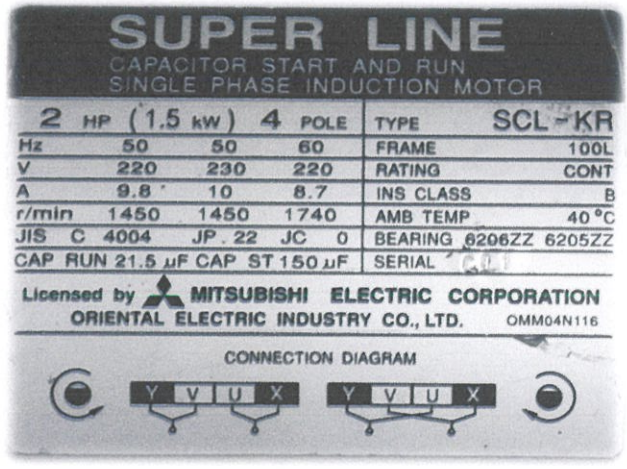
รูปที่ ก.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง

ก.2 เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส (Single Phase Induction Machine)

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสที่ใช้ในการทดสอบ

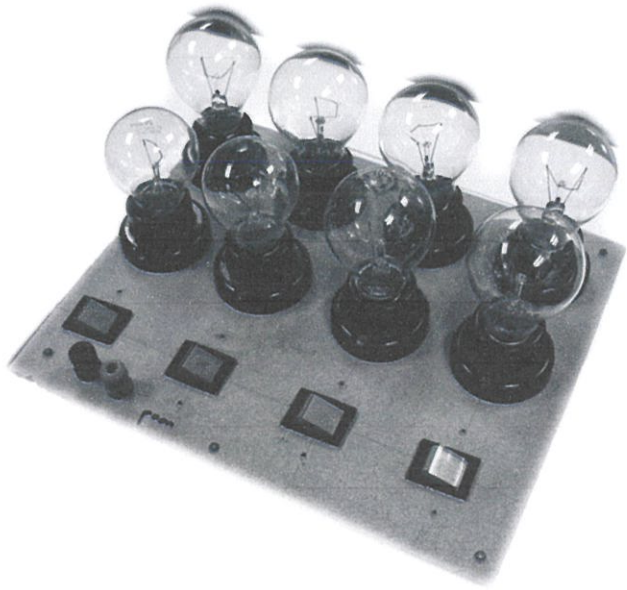
พิกัด 2 HP (1.5 kW) , 4 Pole , 1450 RPM , 50 Hz , 220 Volt , 9.8 A





รูปที่ ก.2 เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส (Single Phase Induction Machine)

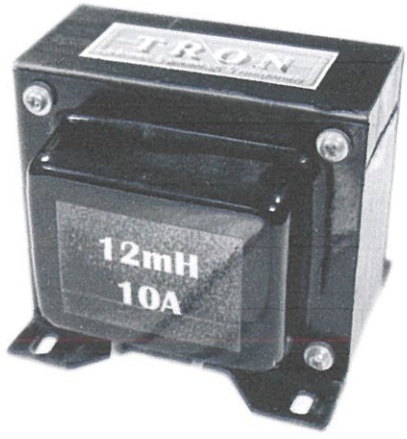
ก.3 ภาระทางไฟฟ้าความต้านทาน (Resistance Load)



รูปที่ ก.3 ภาระทางไฟฟ้าความต้านทาน (Resistance Load)

ก.4 ตัวเหนี่ยวนำ (inductor)

ตัวเหนี่ยวนำใช้ขนาดพิกัด 12 mH , 10 A



รูปที่ ก.4 ตัวเหนี่ยวนำ (inductor)

ก.5 ตัวเก็บประจุ (Capacitor)

ตัวเก็บประจุใช้ขนาดพิกัด 4700 μF , 450 V_{dc}

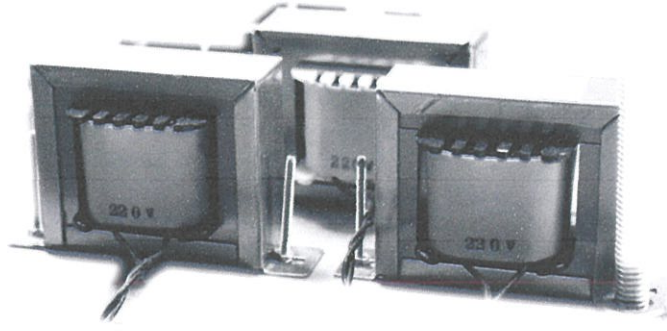


รูปที่ ก.5 ตัวเก็บประจุ (Capacitor)

ก.6 หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)

หม้อแปลงไฟฟ้าขนาดพิกัด

220/6V 0.5A , 220/9V 0.5A , 220/15V 1A , 220/18V 1A



รูปที่ ก.6 หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)

ก.7 หม้อแปลงไฟฟ้าปรับค่าได้ (Variable Voltage Transformer / Variac)

หม้อแปลงไฟฟ้าปรับค่าได้ เป็นหม้อแปลงที่สามารถปรับเลื่อนค่าได้ (Variable) โดยที่ขดลวดทุติยภูมิและปฐมภูมิจะเป็นขดลวดขดเดียวกัน



รูปที่ ก.7 หม้อแปลงไฟฟ้าปรับค่าได้ (Variable Voltage Transformer / Variac)

ก.8 เครื่องวัดสัญญาณและรูปคลื่นทางไฟฟ้า

เครื่องมือที่ใช้วัดสัญญาณและรูปคลื่นทางไฟฟ้าเทียบกับเวลา



รูปที่ ก.8 Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1620

ก.9 เครื่องวิเคราะห์พลังงานไฟฟ้า (Power Analyzer)

เครื่องมือที่ใช้วัดค่าต่างๆทางไฟฟ้า



รูปที่ ก.9.1 Power Analyzer ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น PZ4000



รูปที่ ก.9.2 Power Analyzer ยี่ห้อ Fluke รุ่น 43B

ก.10 Torque Converter

เครื่องมือที่ใช้วัดค่าแรงบิดทางกล และความเร็วรอบของโรเตอร์



รูปที่ ก.10 Torque Converter ยี่ห้อ ONO SOKKI รุ่น TS-2700

ก.11 Multimeter

Multimeter เป็นเครื่องมือวัดค่าปริมาณทางไฟฟ้าที่ประกอบด้วย แอมมิเตอร์ (Ammeter) ที่ใช้วัดค่ากระแส , โวลต์มิเตอร์ (Voltmeter) ที่ใช้วัดค่าแรงดัน และโอห์มมิเตอร์ (Ohmmeter) ที่ใช้วัดค่าความต้านทาน รวมอยู่ในเครื่องวัดตัวเดียว



รูปที่ ก.11 Multimeter

ก.12 Differential Probe

Differential Probe เป็นอุปกรณ์สำคัญในการใช้ร่วมกันกับ Oscilloscope ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ช่วยลดทอนแรงดันลง นอกจากนั้นยังสามารถส่งสัญญาณที่มีความถี่สูงได้ ประโยชน์ในการแยกกราวน์ของ CHI , CHI ออกจากกันในขณะที่วัดคร่อมกันอยู่ จะช่วยป้องกัน Oscilloscope เกิดความเสียหาย



รูปที่ ก.12 Differential Probe

ก.13 Current Probe

Current Probe เมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านลวดตัวนำ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นรอบๆตัวนำนั้นซึ่ง Current Probe จะถูกออกแบบให้ตรวจจับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและแปลงให้อยู่ในรูปของแรงดันที่สัมพันธ์กันก่อนจะส่งไปที่ Oscilloscope



รูปที่ ก.13 Current Probe

ก.14 Passive Voltage Probe

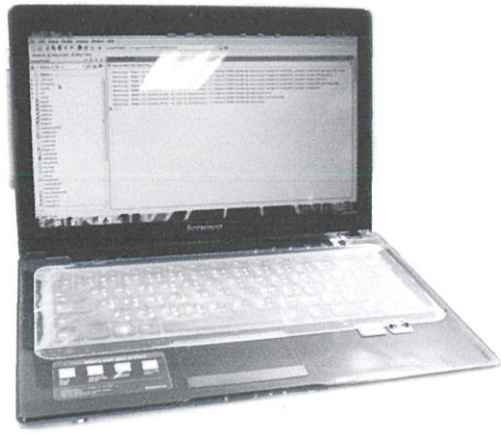
Passive Voltage Probe เป็นอุปกรณ์สำคัญในการใช้ร่วมกันกับ Oscilloscope ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ช่วยลดทอนแรงดันก่อนจะส่งไปที่ Oscilloscope



รูปที่ ก-14 Passive Voltage Probe

ก.15 คอมพิวเตอร์ (Computer)

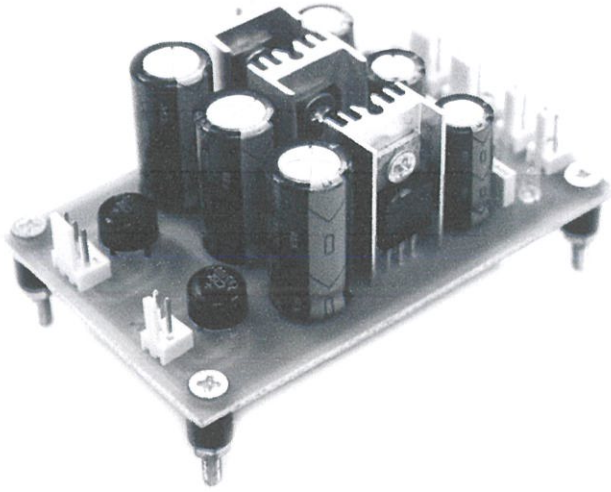
Computer ใช้สำหรับเขียนโค้ดโปรแกรมสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์



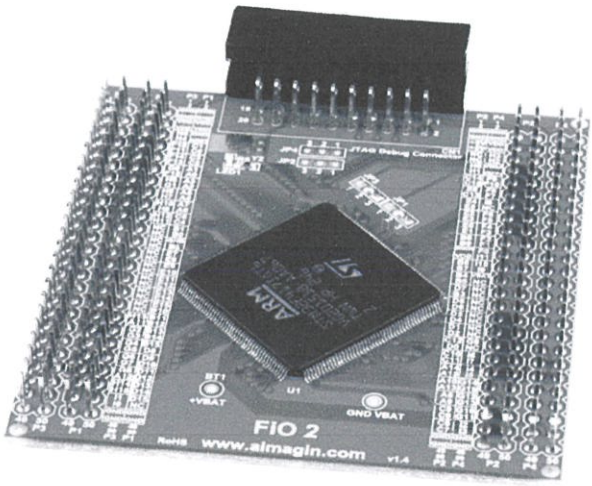
รูปที่ ก.15 คอมพิวเตอร์ (Computer)

ภาคผนวก ข

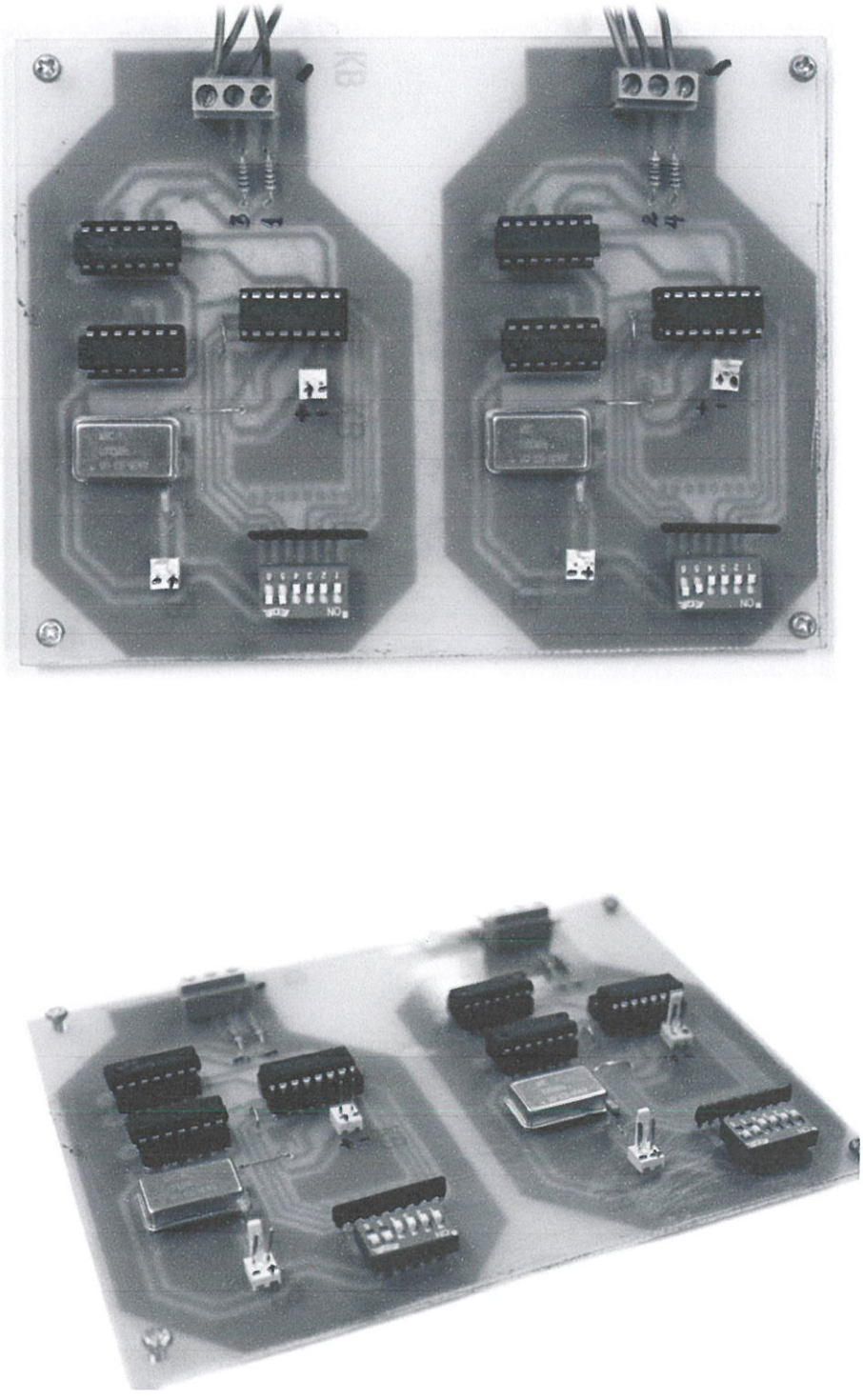
แผงวงจรต่างๆ



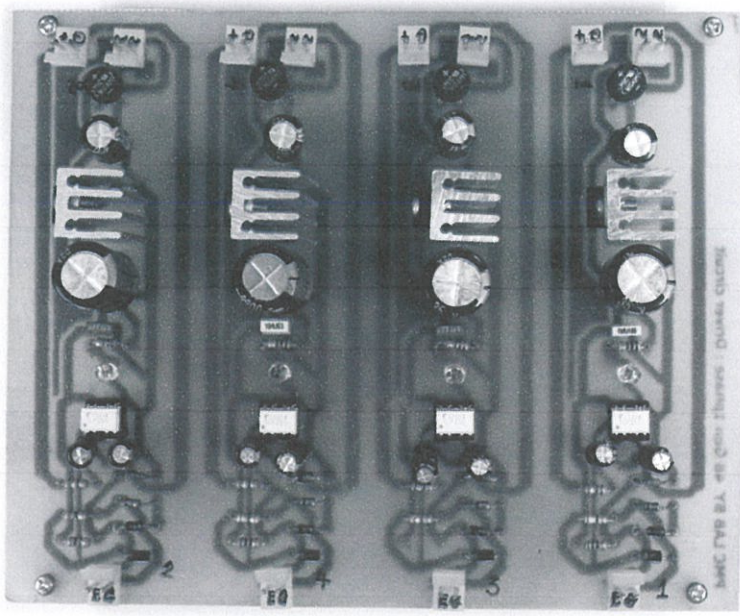
รูปที่ ข.1 แผงวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 , +5 , -5 , +15 , -15 โวลต์

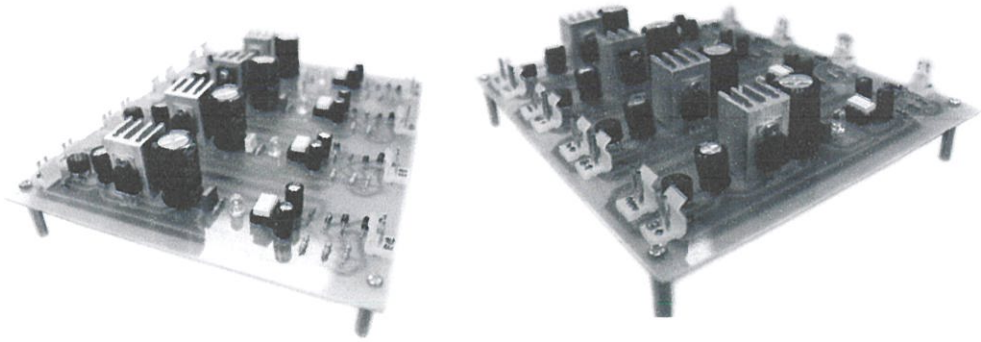


รูปที่ ข.2 แผงวงจร FiO2

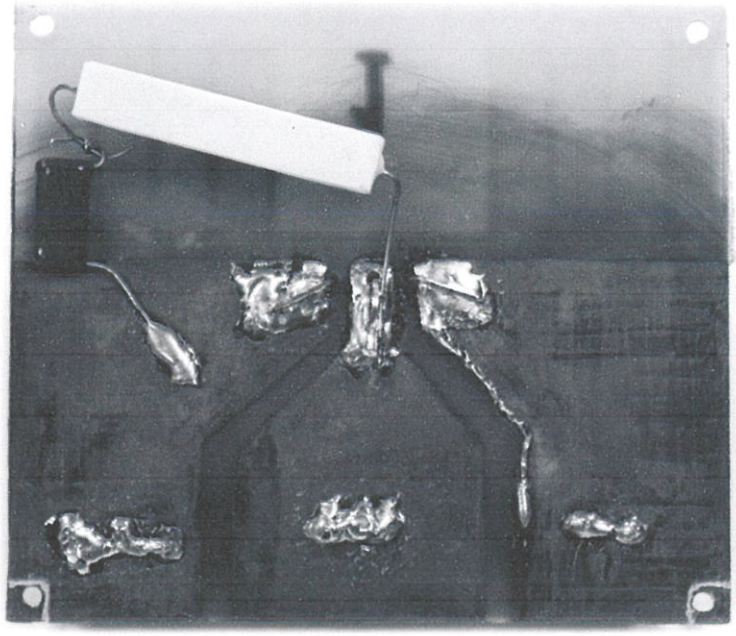


รูปที่ ข.3 แผงวงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)

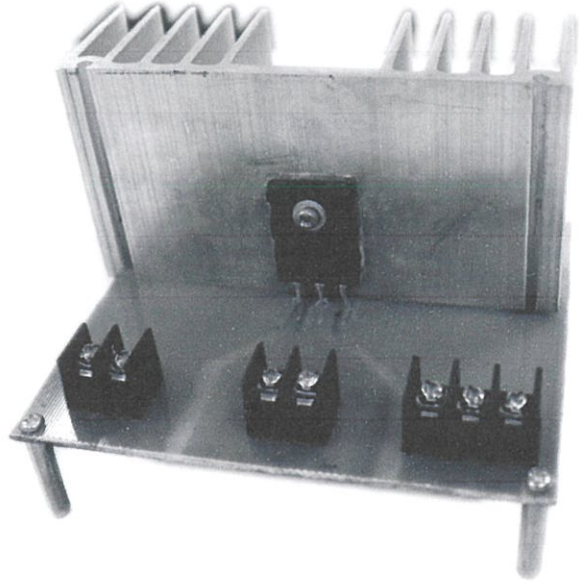




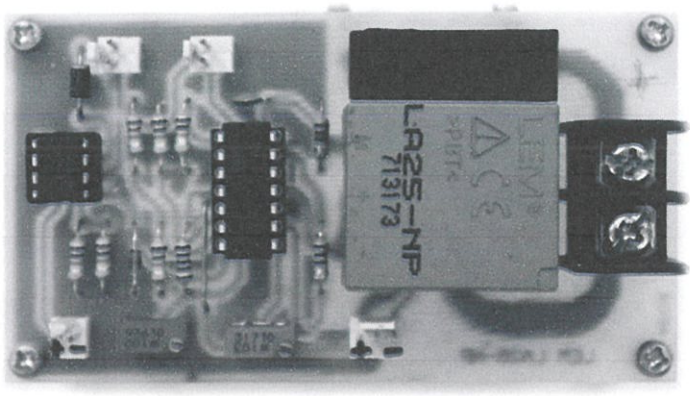
รูปที่ ข.4 แผงวงจรขับเกต

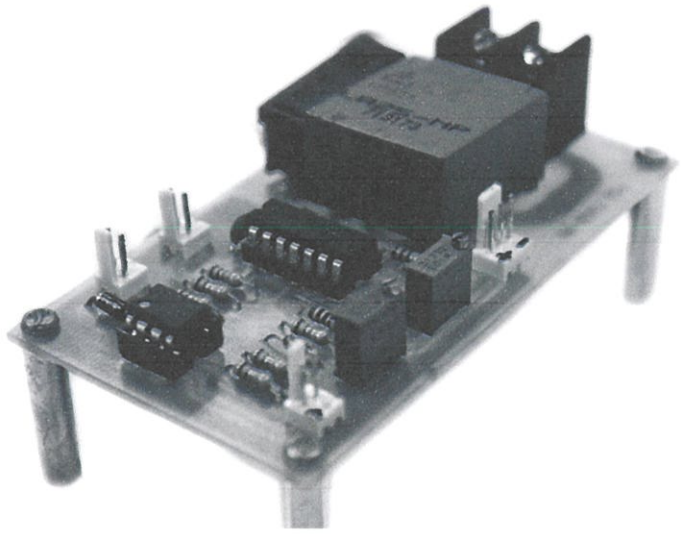


รูปที่ ข.5 แผงวงจรอาร์ซีสนับเบอร์ (RC Snubber)

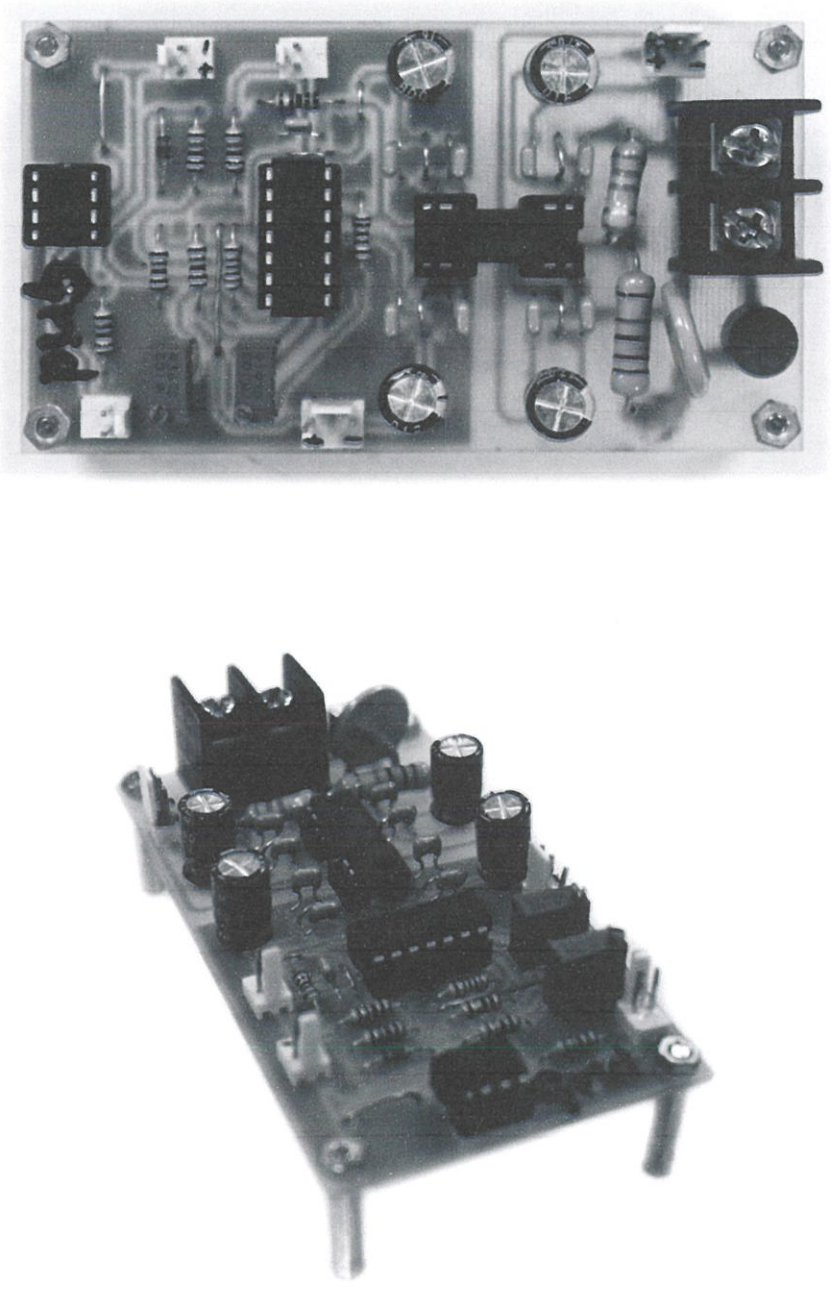


รูปที่ ข.6 แผงวงจรสวิตช์กำลังไอจีบีที (IGBT)

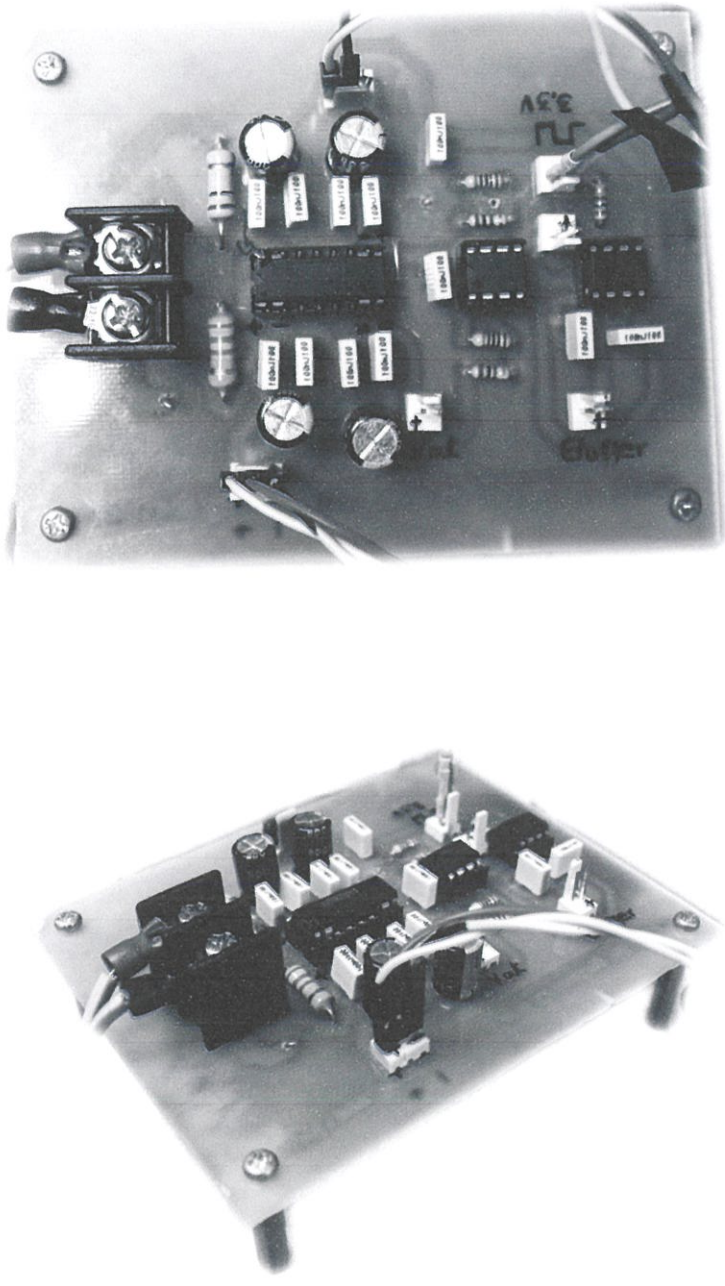




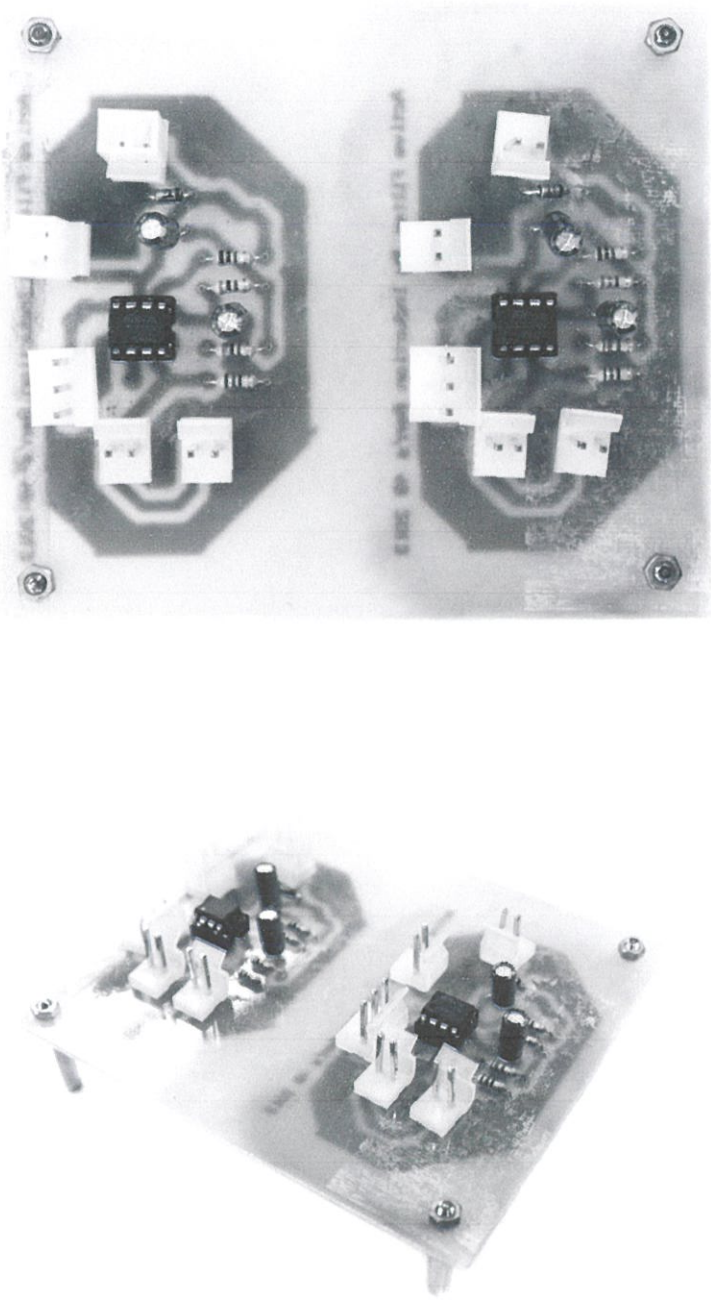
รูปที่ ข.7 แผงวงจรตรวจจับกระแส



รูปที่ ข.8 แผงวงจรตรวจจับแรงดัน



รูปที่ ข.9 แผงวงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)

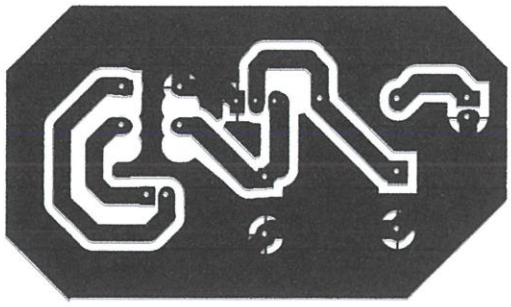


รูปที่ ข.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Active Filter)

ภาคผนวก ค

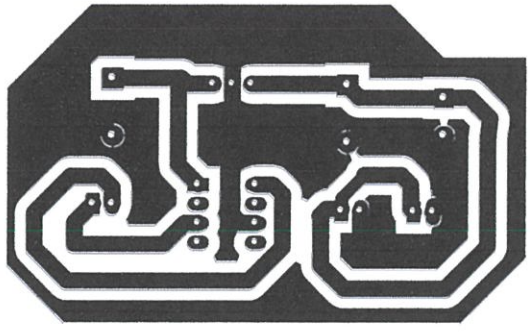
ลายวงจรต่างๆ

ค.1 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์



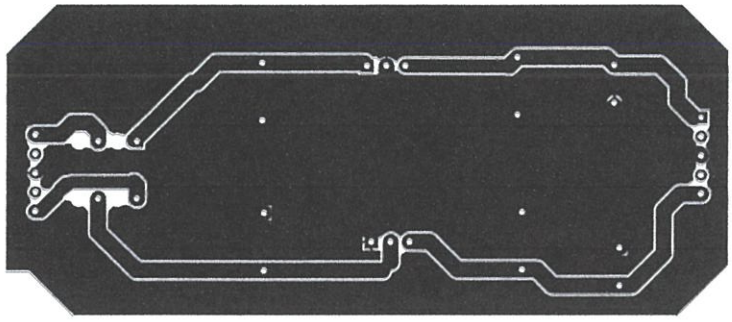
รูปที่ ค.1 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์

ค.2 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์



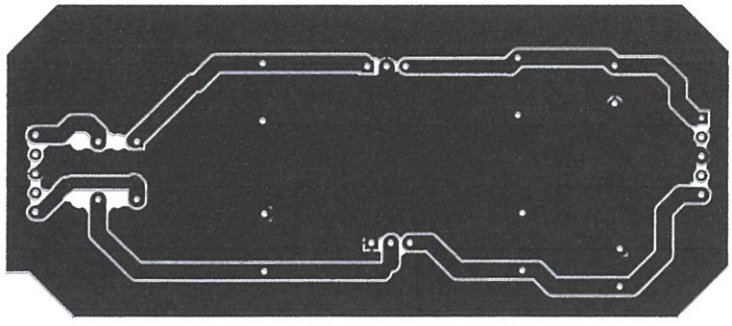
รูปที่ ค.2 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +3.3 โวลต์

ค.3 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 , -15 โวลต์



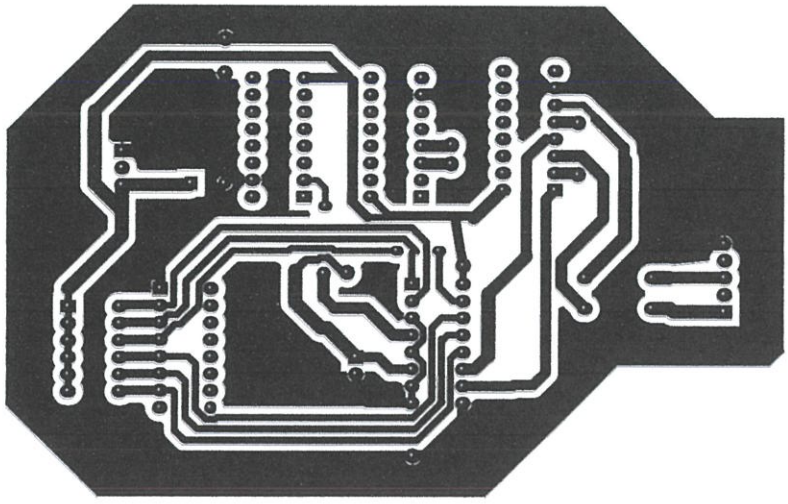
รูปที่ ค.3 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 , -15 โวลต์

ค.4 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 , -5 โวลต์



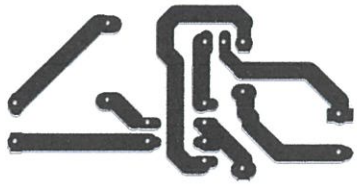
รูปที่ ค.4 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง +15 , -5 โวลต์

ค.5 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)



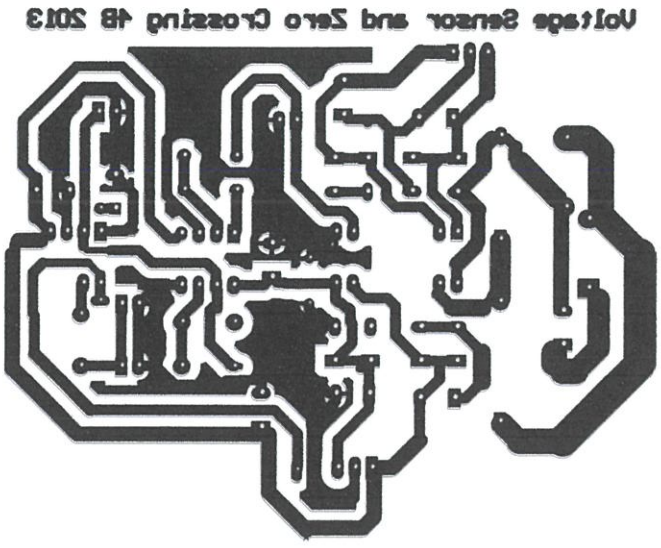
รูปที่ ค.5 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรสร้างช่วงการหน่วงเวลา (Dead Time)

ค.6 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรขับเกต



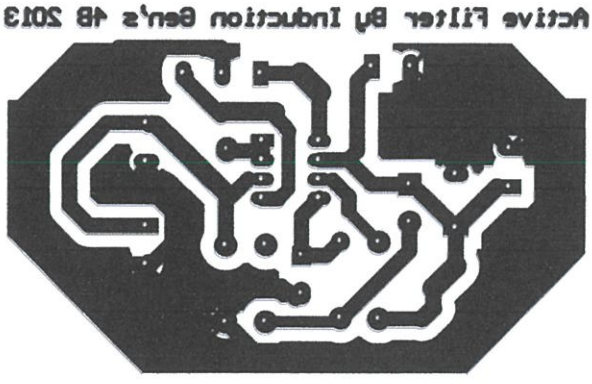
รูปที่ ค.6 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรขับเกต

ค.7 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)



รูปที่ ค.7 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรซีโร่ครอสซิ่ง (Zero Crossing)

ค.8 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Active Filter)



รูปที่ ค.8 ลายแผ่นปริ้นท์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Active Filter)

ภาคผนวก ง

DATA SHEET ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

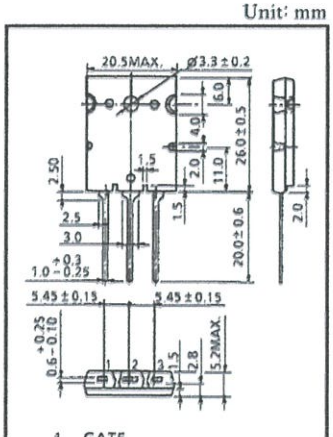
TOSHIBA INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR SILICON N CHANNEL IGBT

GT60M303

HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS

- The 4th Generation
- FRD Included Between Emitter and Collector
- Enhancement-Mode
- High Speed I_{GBT} : $t_f = 0.25\mu s$ (TYP.)
  FRD : $t_{rr} = 0.7\mu s$ (TYP.)
- Low Saturation Voltage : $V_{CE\ (sat)} = 2.1V$ (TYP.)

Unit: mm



1. GATE
2. COLLECTOR (HEAT SINK)
3. EMITTER

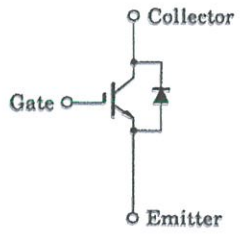
JEDEC	—
JEITA	—
TOSHIBA	2-21F2C

Weight : 9.75g

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	
Emitter-Collector Foward Current	DC	I_{ECF}	15	A
	1ms	I_{ECFP}	120	
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



Current Transducer LA 25-NP

I_{PN} = 5-6-8-12-25 A

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current		25		At
I_P	Primary current, measuring range		0 .. ± 36		At
R_M	Measuring resistance		$R_{M\,min}$	$R_{M\,max}$	
	with ± 15 V	@ ± 25 At_{max}	100	320	Ω
		@ ± 36 At_{max}	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current		25		mA
K_N	Conversion ratio		1-2-3-4-5 : 1000		
V_C	Supply voltage (± 5 %)		± 15		V
I_C	Current consumption		10 + I_S		mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn		2.5		kV
V_b	R.m.s. rated voltage [1], safe separation		600		V
		basic isolation	1700		V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN}, T_A = 25°C		± 0.5		%
ε_L	Linearity		< 0.2		%
			Typ	Max	
I_O	Offset current [2] @ I_P = 0, T_A = 25°C		± 0.05	± 0.15	mA
I_{OM}	Residual current [3] @ I_P = 0, after an overload of 3 x I_{PN}		± 0.05	± 0.15	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time [4] @ 90 % of $I_{P\,max}$		< 1		µs
di/dt	di/dt accurately followed		> 50		A/µs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)		DC .. 150		kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature		0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature		- 25 .. + 85	°C
R_P	Primary resistance per turn @ T_A = 25°C		< 1.25	mΩ
R_S	Secondary coil resistance @ T_A = 70°C		110	Ω
R_{IS}	Isolation resistance @ 500 V, T_A = 25°C		> 1500	MΩ
m	Mass		22	g
	Standards [5]		EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated 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.

Applications

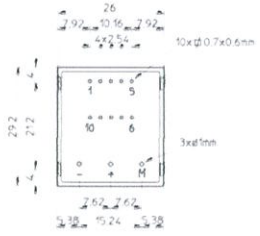
- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : [1] Pollution class 2
[2] Measurement carried out after 15 mn functionning
[3] The result of the coercive field of the magnetic circuit
[4] With a di/dt of 100 A/µs
[5] A list of corresponding tests is available

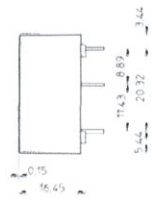
980909/8

Dimensions LA 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

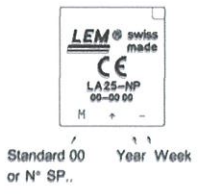
Bottom view

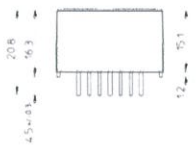


Right view



Top view





Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 15 V
Terminal M: measure
Terminal - : supply voltage - 15 V

Connection



Number of primary turns	Primary current nominal I_{PN} [A]	Primary current maximum I_P [A]	Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [µH]	Recommended connections
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	5 4 3 2 1 IN OUT 6 7 8 9 10
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	5 4 3 2 1 IN OUT 6 7 8 9 10
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	5 4 3 2 1 IN OUT 6 7 8 9 10
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	5 4 3 2 1 IN OUT 6 7 8 9 10
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	5 4 3 2 1 IN OUT 6 7 8 9 10

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 ∅ 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.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

Burr-Brown Products
from Texas Instruments

ISO124



SBOS074C – SEPTEMBER 1997 – REVISED SEPTEMBER 2005

Precision Lowest-Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: V_O = ±10V
- DIP-16 AND SO-28
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- ±4.5V to ±18V SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

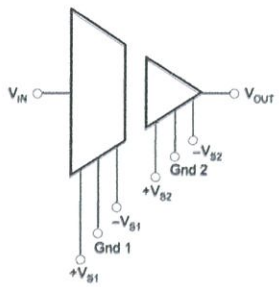
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4-20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, 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% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and 200 V/ C V_{OS} drift. A power supply range of ±4.5V to ±18V and quiescent currents of 5.0mA on V_{S1} and 5.5mA on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO124 is available in DIP-16 and SO-28 plastic surface mount packages.



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.

All trademarks are the property of their respective owners.

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

Copyright © 1997-2005, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS[1]

Supply Voltage	18V
V_{IN}	100V
Continuous Isolation Voltage	1500Vrms
Junction Temperature	+150 C
Storage Temperature	+125 C
Output Short to Common	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability.

ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

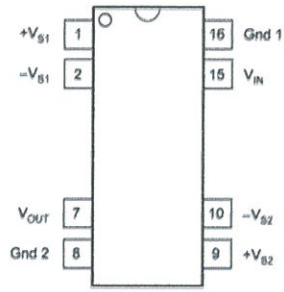
PACKAGE/ORDERING INFORMATION[1]

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
ISO124P	Plastic DIP-16	NVF	–25 C to +85 C	ISO124P	ISO124P	Rails, 50
ISO124U	Plastic SO-28	DVA	–25 C to +85 C	ISO124U	ISO124U	Rails, 28
"	"	"	"	ISO124U	ISO124U/1K	Tape and Reel, 1000

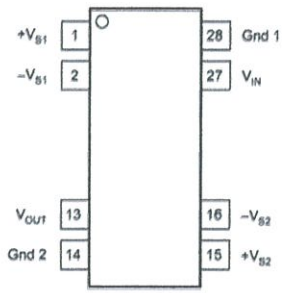
NOTE: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI website at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS

Top View DIP



Top View SO



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 = 15nV/√ 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 : 13V/µs (typ)



N
DIP14
(Plastic Package)



D
SO14
(Plastic Micropackage)

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.

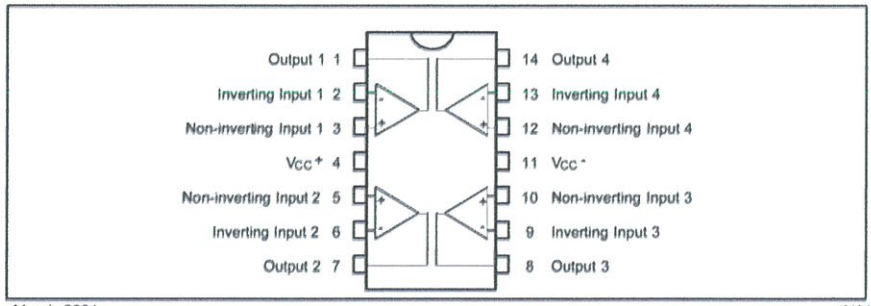
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODE

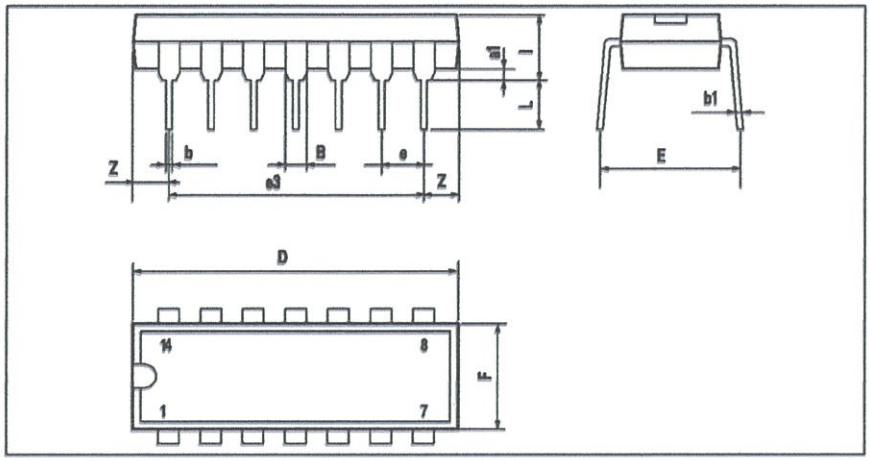
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL074M/AM/BM	-55°C, +125°C	ω	ω
TL074I/AI/BI	-40°C, +105°C	ω	ω
TL074C/AC/BC	0°C, +70°C	ω	ω
Example : TL074IN			

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

PIN CONNECTIONS (top view)



PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
i			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

TL072
TL072A - TL072B

LOW NOISE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE e_n = 15nV/√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 : 16V/µs (typ)



N
DIP8
(Plastic Package)



D
SO8
(Plastic Micropackage)

DESCRIPTION

The TL072, TL072A and TL072B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

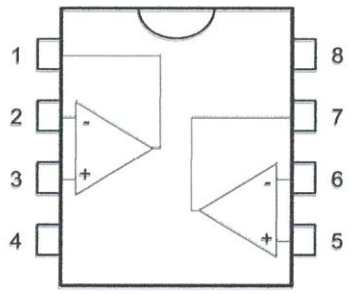
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL072M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL072I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL072C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•
Example : TL072CN			

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

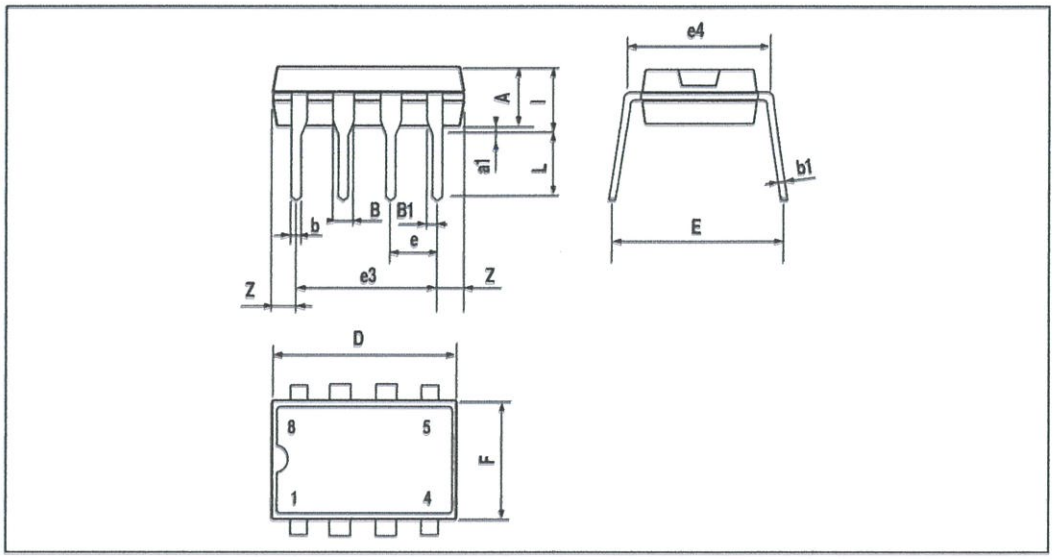
PIN CONNECTIONS (top view)



1 - Offset null 1
2 - Inverting input 1
3 - Non-inverting input 1
4 - V_{CC}^-
5 - Non-inverting input 2
6 -Inverting input 2
7 - Output 2
8 - V_{CC}^+

PACKAGE MECHANICAL DATA

8 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

TL082
TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/µs (typ)



N
DIP8
(Plastic Package)



D
SO8
(Plastic Micropackage)



P
TSSOP8
(Thin Shrink Small Outline Package)

ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	ω	ω	ω
TL082I/AI/BI	-40°C, +105°C	ω	ω	ω
TL082C/AC/BC	0°C, +70°C	ω	ω	ω
Example : TL082CD, TL082IN				

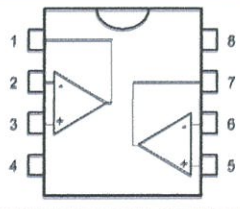
N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

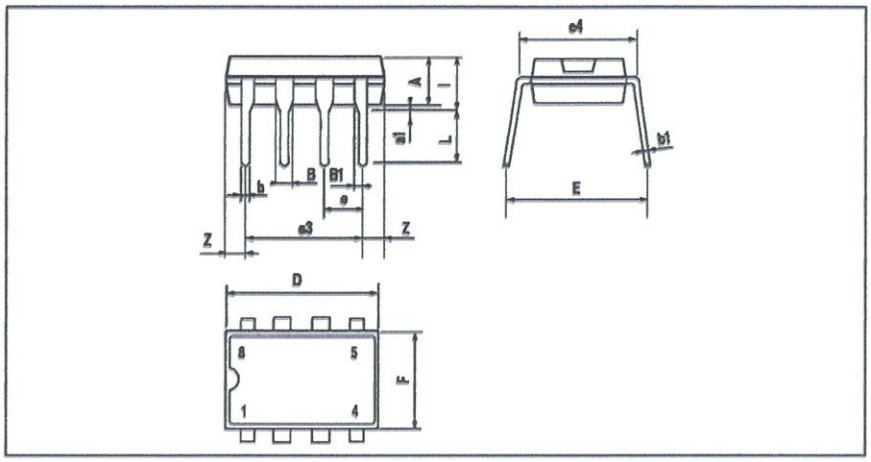
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

PIN CONNECTIONS (top view)



1 - Offset null 1
2 - Inverting input 1
3 - Non-inverting input 1
4 - V_{CC}^-
5 - Non-inverting input 2
6 - Inverting input 2
7 - Output 2
8 - V_{CC}^+

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

MC14557B

1-to-64 Bit Variable Length Shift Register

The MC14557B is a static clocked serial shift register whose length may be programmed to be any number of bits between 1 and 64. The number of bits selected is equal to the sum of the subscripts of the enabled Length Control inputs (L1, L2, L4, L8, L16, and L32) plus one. Serial data may be selected from the A or B data inputs with the A/B select input. This feature is useful for recirculation purposes. A Clock Enable (CE) input is provided to allow gating of the clock or negative edge clocking capability.

The device can be effectively used for variable digital delay lines or simply to implement odd length shift registers.

- 1–64 Bit Programmable Length
- Q and $\overline{Q}$ Serial Buffered Outputs
- Asynchronous Master Reset
- All Inputs Buffered
- No Limit On Clock Rise and Fall Times
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low–power TTL Loads or one Low–power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- These Devices are Pb–Free and are RoHS Compliant

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	–0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	–0.5 to V_{DD} + 0.5	V
I_{in}, I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient) per Pin	±10	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 2)	500	mW
T_A	Ambient Temperature Range	–55 to +125	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	–65 to +150	°C
T_L	Lead Temperature (8–Second Soldering)	260	°C

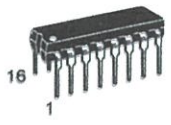
Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.
2. Temperature Derating:
   Plastic "P and D/DW" Packages: – 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

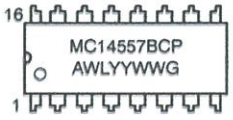
ON Semiconductor®

http://onsemi.com

MARKING DIAGRAMS

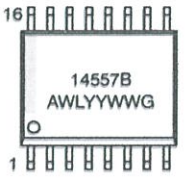


PDIP–16
P SUFFIX
CASE 648



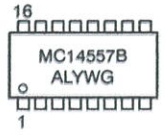


SO–16 WB
DW SUFFIX
CASE 751G





SOEIAJ–16
F SUFFIX
CASE 966



A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week
G = Pb–Free Package

ORDERING INFORMATION

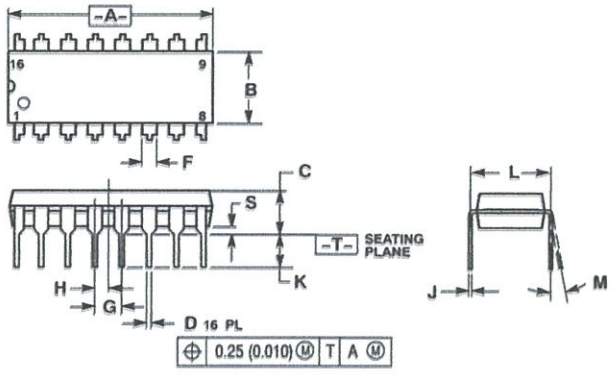
See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2011

MC14557B

PACKAGE DIMENSIONS

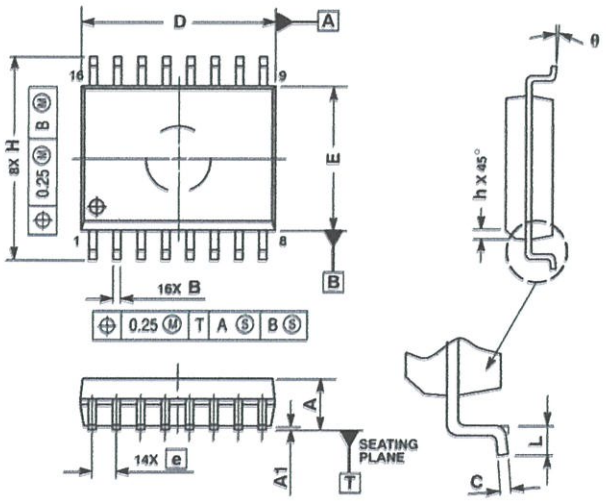
PDIP-16
P SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE T



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SO-16 WB
DW SUFFIX
CASE 751G-03
ISSUE C



NOTES:
1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
2. INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 1994.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INLCUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

	MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX
A	2.35	2.65
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.23	0.32
D	10.15	10.45
E	7.40	7.60
e	1.27 BSC	
H	10.05	10.55
h	0.25	0.75
L	0.50	0.90
q	0°	7°

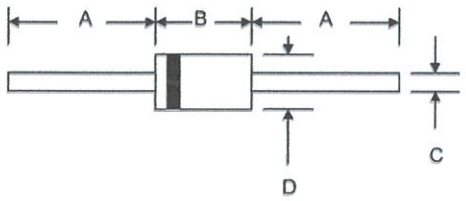
WTE
POWER SEMICONDUCTORS

UF4001 – UF4007

1.0A ULTRAFAST RECOVERY RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability



DO-41		
Dim	Min	Max
A	25.4	—
B	4.06	5.21
C	0.71	0.864
D	2.00	2.72
All Dimensions in mm		

Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.34 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T_A=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	UF 4001	UF 4002	UF 4003	UF 4004	UF 4005	UF 4006	UF 4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @T_A = 55°C	I_O	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	30							A
Forward Voltage @I_F = 1.0A	V_{FM}	1.0			1.3	1.7			V
Peak Reverse Current @T_A = 25°C At Rated DC Blocking Voltage @T_A = 100°C	I_{RM}	5.0 100							μA
Reverse Recovery Time (Note 2)	t_{rr}	50				75			nS
Typical Junction Capacitance (Note 3)	C_j	20				10			pF
Operating Temperature Range	T_j	-65 to +125							°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150							°C

***Glass passivated forms are available upon request**

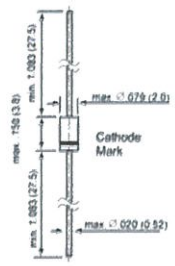
Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case
2. Measured with IF = 0.5A, IR = 1.0A, IRR = 0.25A. See figure 5.
3. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.

© 2002 Won-Top Electronics

1N5225 THRU 1N5267

ZENER DIODES

DO-35



Dimensions are in inches and (millimeters)

FEATURES

- Silicon Planar Power Zener Diodes
- Standard Zener voltage tolerance is ± 5% with a "B" suffix. Other tolerances are available upon request.



- These diodes are also available in Mini-MELF case with the type designation ZMM5225 ... ZMM5267, SOT-23 case with the type designation MMBZ5265 ... MMBZ5267 and SOD-23 case with the types designation MMSZ5225 ... MMSZ5267.

MECHANICAL DATA

Case: DO-35 Glass Case
Weight: approx. 0.13 g

MAXIMUM RATINGS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOL	VALUE	UNIT
Zener Current (see Table "Characteristics")			
Power Dissipation at T_{amb} = 75°C	P_{tot}	500(1)	mW
Maximum Junction Temperature	T_j	175	°C
Storage Temperature Range	T_S	– 65 to +175	°C

	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	$R_{\Theta JA}$	–	–	300(1)	°C/W
Forward Voltage at I_F = 200 mA	V_F	–	–	1.1	Volts

NOTES:
Valid provided that leads at a distance of 10 mm from case are kept at ambient temperature.

GENERAL SEMICONDUCTOR®

GOOD-ARK

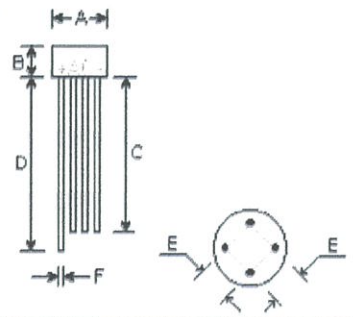
W005M THRU W10M

SINGLE-PHASE SILICON BRIDGE
Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts
Forward Current - 1.5 Amperes

Features

- Surge overload rating - 50 amperes peak
- Ideal for printed circuit board
- Reliable low cost construction utilizing molded plastic technique results in inexpensive product
- Mounting Position: Any

WOM



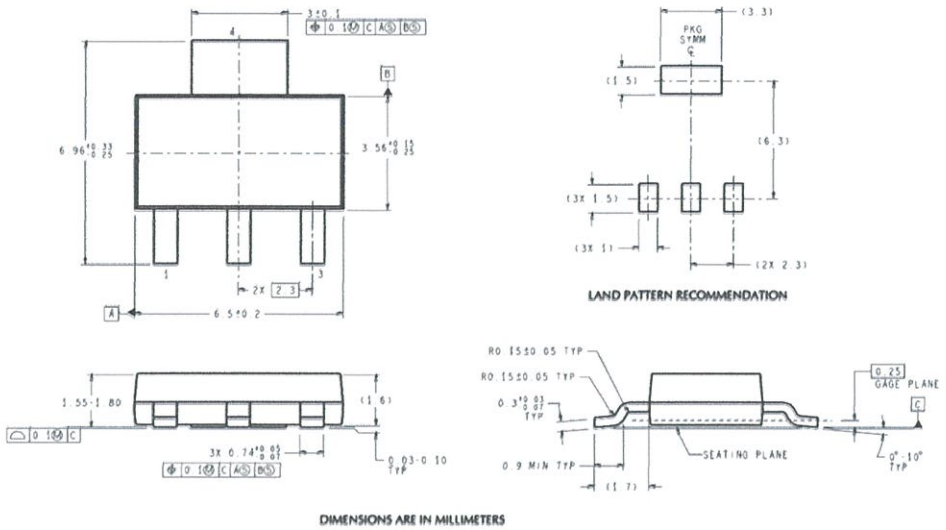
DIMENSIONS					
DIM	inches		mm		Note
	Min.	Max.	Min.	Max.	
A	0.300	0.340	7.6	8.6	ф
B	0.180	0.220	4.6	5.6	
C	1.20	-	30.5	-	
D	1.27	-	32.3	-	
E	0.180	0.220	4.6	5.6	
F	0.028	0.032	0.71	0.81	ф

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

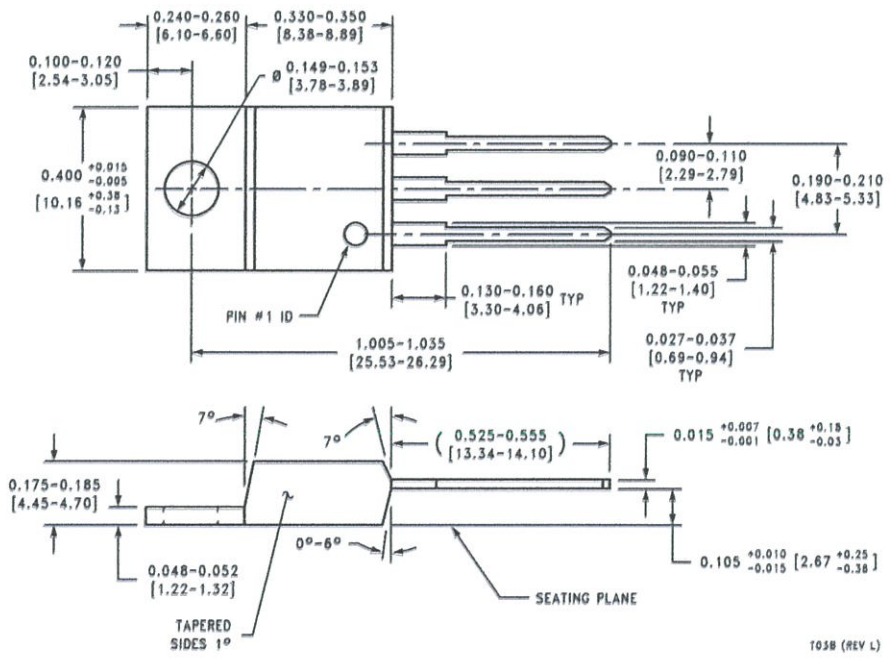
Ratings at 25℃ ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

	Symbols	W005M	W01M	W02M	W04M	W06M	W08M	W10M	Units
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum average forward rectified current T_A=25℃	$I_{(AV)}$	1.5							Amps
Peak forward surge current, 8.3mS single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	50.0							Amps
I^2t Rating for fusing (t<8.35ms)	I^2t	5.0							A^2t
Maximum forward voltage drop per element at 1.0A peak	V_F	1.0							Volt
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage per element T_A=25℃ / T_A=100℃	I_R	10.0 1.0							μA mA
Operating temperature range	T_J	-55 to +125							℃
Storage temperature range	T_{STG}	-55 to +150							℃

Physical Dimensions inches (millimeters)
unless otherwise noted



3-Lead SOT-223
NS Package Number MP04A



3-Lead TO-220
NS Package Number T03B

National Semiconductor

June 2004

LM1117/LM1117I
800mA Low-Dropout Linear Regulator

General Description

The LM1117 is a series of low dropout voltage regulators with a dropout of 1.2V at 800mA of load current. It has the same pin-out as National Semiconductor's industry standard LM317.

The LM1117 is available in an adjustable version, which can set the output voltage from 1.25V to 13.8V with only two external resistors. In addition, it is also available in five fixed voltages, 1.8V, 2.5V, 2.85V, 3.3V, and 5V.

The LM1117 offers current limiting and thermal shutdown. Its circuit includes a zener trimmed bandgap reference to assure output voltage accuracy to within ±1%.

The LM1117 series is available in LLP, TO-263, SOT-223, TO-220, and TO-252 D-PAK packages. A minimum of 10µF tantalum capacitor is required at the output to improve the transient response and stability.

Features

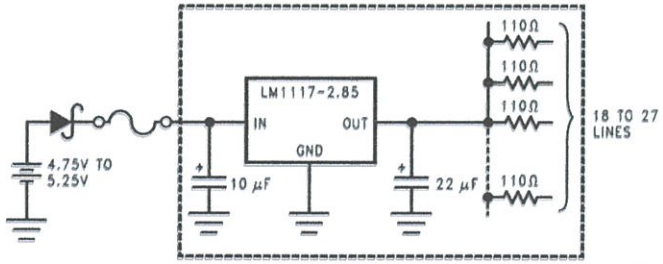
- Available in 1.8V, 2.5V, 2.85V, 3.3V, 5V, and Adjustable Versions
- Space Saving SOT-223 and LLP Packages
- Current Limiting and Thermal Protection
- Output Current 800mA
- Line Regulation 0.2% (Max)
- Load Regulation 0.4% (Max)
- Temperature Range
  - — LM1117 0°C to 125°C
  - — LM1117I −40°C to 125°C

Applications

- 2.85V Model for SCSI-2 Active Termination
- Post Regulator for Switching DC/DC Converter
- High Efficiency Linear Regulators
- Battery Charger
- Battery Powered Instrumentation

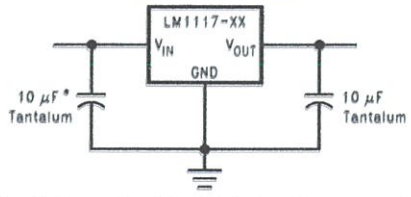
Typical Application

Active Terminator for SCSI-2 Bus



10091905

Fixed Output Regulator



*Required if the regulator is located far from the power supply filter.

10091926

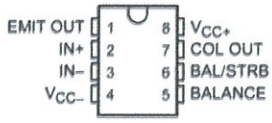
© 2004 National Semiconductor Corporation

LM111, LM211, LM311
DIFFERENTIAL COMPARATORS WITH STROBES

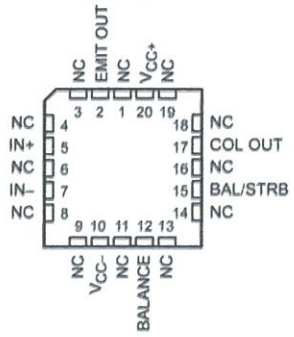
SLCS007H – SEPTEMBER 1973 – REVISED AUGUST 2003

- Fast Response Times
- Strobe Capability
- Maximum Input Bias Current . . . 300 nA
- Maximum Input Offset Current . . . 70 nA
- Can Operate From Single 5-V Supply
- Available in Q-Temp Automotive
  - High-Reliability Automotive Applications
  - Configuration Control/Print Support
  - Qualification to Automotive Standards

LM111 . . . JG PACKAGE
LM211 . . . D, P, OR PW PACKAGE
LM311 . . . D, P, PS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



LM111 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

description/ordering information

The LM111, LM211, and LM311 are single high-speed voltage comparators. These devices are designed to operate from a wide range of power-supply voltages, including ±15-V supplies for operational amplifiers and 5-V supplies for logic systems. The output levels are compatible with most TTL and MOS circuits. These comparators are capable of driving lamps or relays and switching voltages up to 50 V at 50 mA. All inputs and outputs can be isolated from system ground. The outputs can drive loads referenced to ground, V_{CC+} or V_{CC-}. Offset balancing and strobe capabilities are available, and the outputs can be wire-OR connected. If the strobe is low, the output is in the off state, regardless of the differential input.

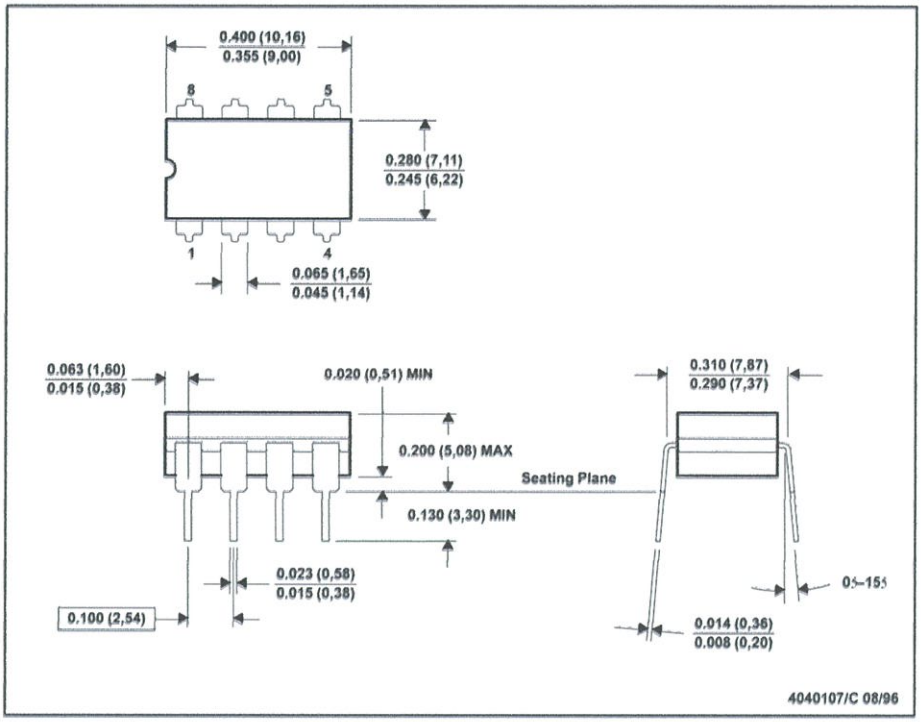
Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

MCER001A – JANUARY 1995 – REVISED JANUARY 1997

JG (R-GDIP-T8) **CERAMIC DUAL-IN-LINE**

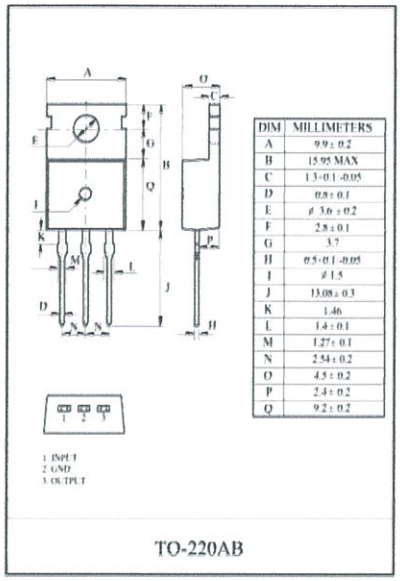


NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
B. This drawing is subject to change without notice.
C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
D. Index point is provided on cap for terminal identification.
E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

THREE TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS 5V, 6V, 7V, 8V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V, 20V, 24V.

FEATURES

- Internal Thermal Overload Protection.
- Internal Short Circuit Current Limiting.
- Output Current up to 1.5A.
- Satisfies IEC-65 Specification. (International Electronical Commission).
- Package is TO-220AB



DIM	MILLIMETERS
A	9.9 ± 0.2
B	15.95 MAX
C	1.3 +0.1 -0.05
D	0.8 ± 0.1
E	ϕ 3.6 ± 0.2
F	2.8 ± 0.1
G	3.7
H	0.5 +0.1 -0.05
I	ϕ 1.5
J	13.08 ± 0.3
K	1.46
L	1.4 ± 0.1
M	1.27 ± 0.1
N	2.54 ± 0.2
O	4.5 ± 0.2
P	2.4 ± 0.2
Q	9.2 ± 0.2

TO-220AB

LINE-UP

ITEM	OUTPUT VOLTAGE (Typ.)	UNIT
KIA7805AP	5	V
KIA7806AP	6	
KIA7807AP	7	
KIA7808AP	8	
KIA7809AP	9	
KIA7810AP	10	
KIA7812AP	12	
KIA7815AP	15	
KIA7818AP	18	
KIA7820AP	20	
KIA7824AP	24	

MAXIMUM RATINGS (Ta=25℃)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT
Input Voltage	KIA7805 ~ KIA7815	V_{IN}	35	V
	KIA7818 ~ KIA7824		40	
Power Dissipation-1 (No Heatsink)	AP	P_{D2}	1.9	W
Power Dissipation-2 (Infinite Heatsink)	AP	P_{D2}	30	
Operating Junction Temperature		T_j	-40 ~ 150	℃
Storage Temperature		T_{stg}	-55 ~ 150	℃
Maximum Junction Tamperature		$T_{j(max)}$	150	℃

KIA7805AP~KIA7824AP

KIA7805AP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{IN}=10V, I_{OUT}=500mA, 0℃ ≤T_j ≤125℃)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	T_j=25℃, I_{OUT}=100mA		4.8	5.0	5.2	V
Input Regulation	Reg line	Fig. 1	T_j=25℃	7.0V ≤ V_{IN} ≤25V	-	3	100	mV
				8.0V ≤ V_{IN} ≤12V	-	1	50	
Load Regulation	Reg load	Fig. 1	T_j=25℃	5mA ≤ I_{OUT} ≤1.5A	-	15	100	mV
				250mA ≤ I_{OUT} ≤750mA	-	5	50	
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	7.0V ≤ V_{IN} ≤20V		4.75	-	5.25	V
Quiescent Current	I_B	Fig. 1	T_j=25℃, I_{OUT}=5mA		-	4.2	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_B	Fig. 1	7.0V ≤ V_{IN} ≤25V		-	-	1.3	mA
Output Noise Voltage	V_{NO}	Fig. 2	Ta=25℃, 10Hz ≤ f ≤100kHz		-	50	-	μV_{rms}
Ripple Rejection Ratio	RR	Fig. 3	f=120Hz, 8.0V ≤ V_{IN} ≤18V,		62	78	-	dB
Dropout Voltage	V_D	Fig. 1	I_{OUT}=1.0A, T_j=25℃		-	2.0	-	V
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Fig. 1	T_j=25℃		-	1.6	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC_{VO}	Fig. 1	I_{OUT}=5mA, 0℃ ≤ T_j ≤125℃		-	-0.6	-	mV/℃

KIA7805AP~KIA7824AP

KIA7815AP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{IN}=23V, I_{OUT}=500mA, 0℃ ≤T_j≤125℃)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	T_j=25℃, I_{OUT}=100mA		14.4	15.0	15.6	V
Input Regulation	Reg line	Fig. 1	T_j=25℃	17.5V ≤V_{IN} ≤30V	-	11	300	mV
				20V ≤V_{IN} ≤26V	-	3	150	
Load Regulation	Reg load	Fig. 1	T_j=25℃	5mA ≤I_{OUT} ≤1.5A	-	12	300	mV
				250mA ≤I_{OUT} ≤750mA	-	4	150	
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	17.5V ≤V_{IN} ≤30V		14.25	-	15.75	V
Quiescent Current	I_B	Fig. 1	T_j=25℃, I_{OUT}=5mA		-	4.4	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_B	Fig. 1	17.5V ≤V_{IN} ≤30V		-	-	1.0	mA
Output Noise Voltage	V_{NO}	Fig. 2	Ta=25℃, 10Hz ≤f≤100kHz		-	110	-	μV_{rms}
Ripple Rejection Ratio	RR	Fig. 3	f=120Hz, 18.5V ≤V_{IN} ≤28.5V,		54	70	-	dB
Dropout Voltage	V_D	Fig. 1	I_{OUT}=1.0A, T_j=25℃		-	2.0	-	V
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Fig. 1	T_j=25℃		-	0.5	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC_{VO}	Fig. 1	I_{OUT}=5mA, 0℃ ≤T_j ≤125℃		-	-2.0	-	mV/℃

KIA7805AP~KIA7824AP

KIA7824AP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{IN}=33V, I_{OUT}=500mA, 0℃ ≤ T_j ≤ 125℃)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	T_j=25℃, I_{OUT}=100mA		23.0	24.0	25.0	V
Input Regulation	Reg line	Fig. 1	T_j=25℃	27V ≤ V_{IN} ≤ 38V	-	18	480	mV
				30V ≤ V_{IN} ≤ 36V	-	6	240	
Load Regulation	Reg load	Fig. 1	T_j=25℃	5mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A	-	12	480	mV
				250mA ≤ I_{OUT} ≤ 750mA	-	4	240	
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	27V ≤ V_{IN} ≤ 38V		22.8	-	25.2	V
Quiescent Current	I_B	Fig. 1	T_j=25℃, I_{OUT}=5mA		-	4.6	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_B	Fig. 1	27V ≤ V_{IN} ≤ 38V		-	-	1.0	mA
Output Noise Voltage	V_{NO}	Fig. 2	Ta=25℃, 10Hz ≤ f ≤ 100kHz		-	150	-	μV_{rms}
Ripple Rejection Ratio	RR	Fig. 3	f=120Hz, 28V ≤ V_{IN} ≤ 38V,		50	66	-	dB
Dropout Voltage	V_D	Fig. 1	I_{OUT}=1.0A, T_j=25℃		-	2.0	-	V
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Fig. 1	T_j=25℃		-	0.3	-	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC_{VO}	Fig. 1	I_{OUT}=5mA, 0℃ ≤ T_j ≤ 125℃		-	-3.5	-	mV/℃

National Semiconductor

November 1994

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of −5V, −8V, −12V, and −15V. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

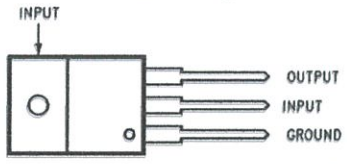
For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% tolerance on preset output voltage

Connection Diagrams

TO-220 Package



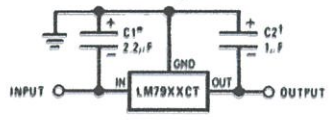
TL/H/7340–14

Front View

Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT
See NS Package Number TO3B

Typical Applications

Fixed Regulator



TL/H/7340–3

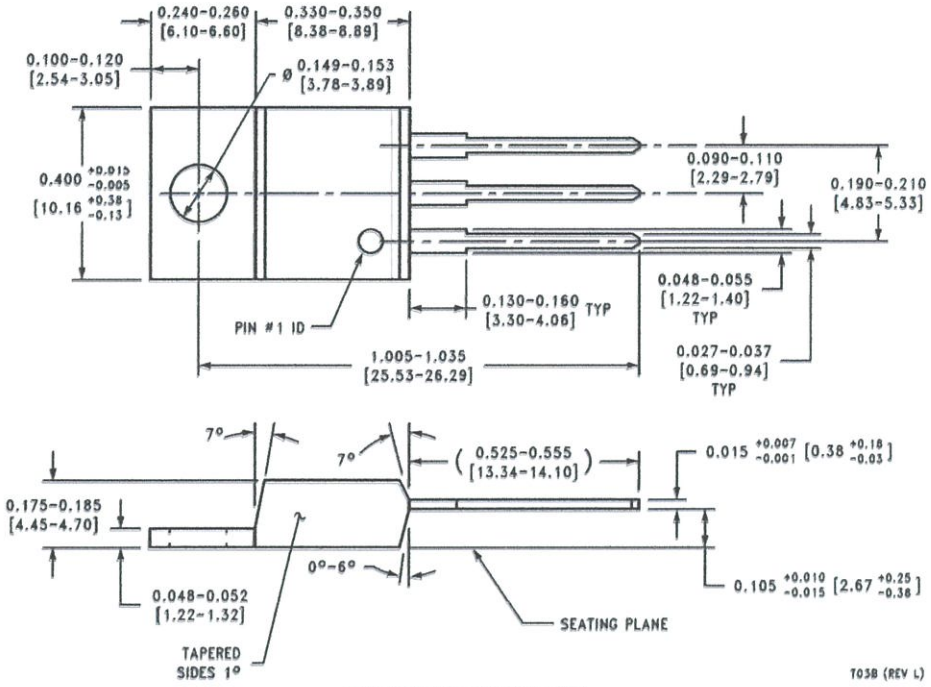
*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 µF aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. 25 µF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100 µF, a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.

© 1995 National Semiconductor Corporation RRD-B30M115/Printed in U. S. A.

Physical Dimensions inches (millimeters)



TO-220 Outline Package (T)
Order Number LM7905CT, LM7912CT or LM7915CT
NS Package Number T03B

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

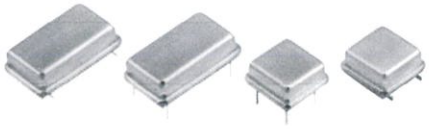
National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

CRYSTAL OSCILLATORS HCMOS/TTL 3.3V



FULL SIZE D I L
M package
M1380, M1381, M1382, M1388, M1389 M3390, M3391, M3392, M3398, M3399

HALF SIZE D I L
H package
H1380, H1381, H1382, H1388, H1389 H3390, H3391, H3392, H3398, H3399

Thru-Hole / Gull Wing

Commercial: 0° to 70°C
FIXED FREQUENCY, 1 KHz to 125 MHz
TRISTATE, 32.768 KHz to 125 MHz

FEATURES

- Frequency from 1 KHz to 125 MHz
- Choice of Thru-hole packages
  - DIL Full Size ("M")
  - Half Size DIL ("H")
  - Gull Wing SMD
- Tristate option available
- Very low power when tristated
- Start up time less than 5 ms
- Stability options from ±100 ppm to ±20 ppm
- Guaranteed start-up with ramping DC Supply
- 45/55 symmetry is standard
- Internal bypass capacitor delivers superior waveform characteristics
- Output jitter from positive edge to positive edge is 50 ps RMS max

TYPICAL APPLICATIONS

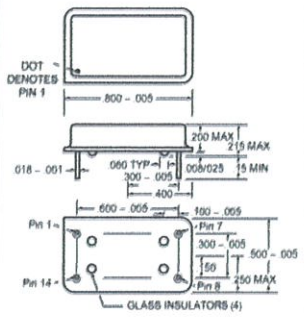
- Any thru-hole PCB that requires a standard HCMOS/TTL 3.3V clock, including microprocessors and microcontrollers.

Description

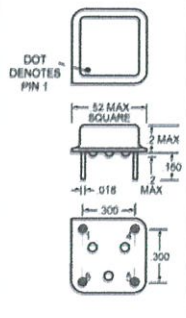
Our thru-hole fixed frequency 3.3 volt oscillators embody 25 years of design and manufacturing know-how. They are available in full size and half size package, all hermetically sealed with welded stainless steel cover. These 3.3V oscillators are intended for new designs that take advantage of their low dissipation and reduced temperature rise. They cover 0°C to 70°C operation and provide frequency selection from 1 KHz to 125 MHz and have excellent long-term reliability, plus superior startup, loading and waveshape characteristics.

CONNECTIONS — All models

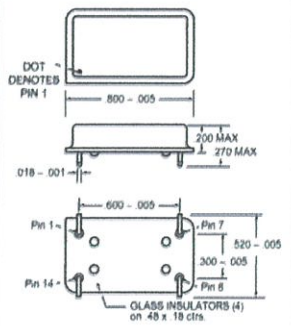
	FULL SIZE	HALF SIZE	M1380 s H1380 s	M3390 s, H3390 s Tristate
PIN	1	1	NOT USED	Floating or 1 : Oscillator runs Ground or 0 : Disable or Tristate
PIN	7	4	Ground and Case	
PIN	8	5	Output	
PIN	14	8	+3.3V, V_{DD}	



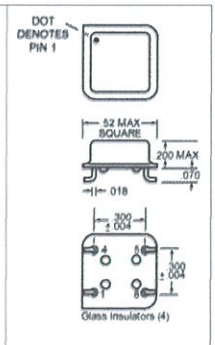
"M" Package



"H" Package



"M" Package with Gull Wing



"H" Package with Gull Wing

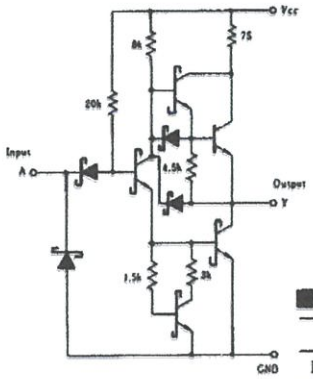
MF ELECTRONICS

International Sales: +1.914-712-2200 · USA Sales: +1.800.331.1236 · Fax: 914.712.2290 · www.mfelectronics.com · email:sales@mfelectronics.com

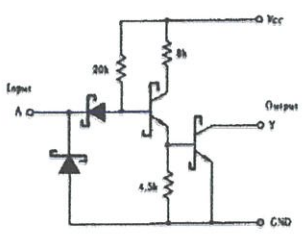
HD74LS04/HD74LS05 ●Hex Inverters ●Hex Inverters (with Open Collector Outputs)

■CIRCUIT SCHEMATIC(1/6)

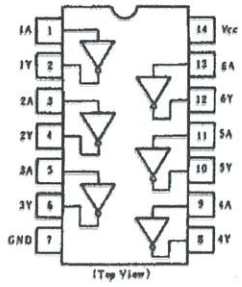
HD74LS04



HD74LS05



■PIN ARRANGEMENT



■HD74LS05 RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Item	Symbol	min	typ	max	Unit
High level output voltage	V_{OH}	–	–	5.5	V
Low level output current	I_{OL}	–	–	8	mA

■ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($Ta=-20\sim+75°C$)

Item	Symbol	Test Conditions		HD74LS04 min	HD74LS04 typ*	HD74LS04 max	HD74LS05 min	HD74LS05 typ*	HD74LS05 max	Unit
Input voltage	V_{IH}			2.0	–	–	2.0	–	–	V
	V_{IL}			–	–	0.8	–	–	0.8	V
Output voltage	V_{OH}	$V_{CC}=4.75V$, $V_{IL}=0.8V$, $I_{OH}=-400\mu A$		2.7	–	–	–	–	–	V
	V_{OL}	$V_{CC}=4.75V$, $V_{IH}=2V$	$I_{OL}=8mA$	–	–	0.5	–	–	0.5	V
			$I_{OL}=4mA$	–	–	0.4	–	–	0.4	
Output current	I_{OH}	$V_{CC}=4.75V$, $V_{IL}=0.8V$, $V_{OH}=5.5V$		–	–	–	–	–	100	μA
Input current	I_{IH}	$V_{CC}=5.25V$, $V_I=2.7V$		–	–	20	–	–	20	μA
	I_{IL}	$V_{CC}=5.25V$, $V_I=0.4V$		–	–	−0.4	–	–	−0.4	mA
	I_I	$V_{CC}=5.25V$, $V_I=7V$		–	–	0.1	–	–	0.1	mA
Short-circuit output current	I_{OS}	$V_{CC}=5.25V$		−20	–	−100	–	–	–	mA
Supply current	I_{CCH}	$V_{CC}=5.25V$		–	1.2	2.4	–	1.2	2.4	mA
	I_{CCL}			–	3.6	6.6	–	3.6	6.6	
Input clamp voltage	V_{IK}	$V_{CC}=4.75V$, $I_{IN}=-18mA$		–	–	−1.5	–	–	−1.5	V

* $V_{CC}=5V$, $Ta=25°C$

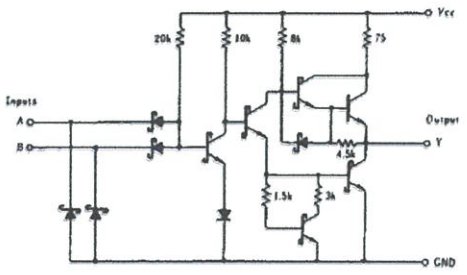
■SWITCHING CHARACTERISTICS ($V_{CC}=5V$, $Ta=25°C$)

Item	Symbol	Test Conditions	HD74LS04 min	HD74LS04 typ	HD74LS04 max	HD74LS05 min	HD74LS05 typ	HD74LS05 max	Unit
Propagation delay time	t_{PLH}	$C_L=15pF$, $R_L=2k\Omega$	–	9	15	–	17	32	ns
	t_{PHL}		–	10	15	–	15	28	

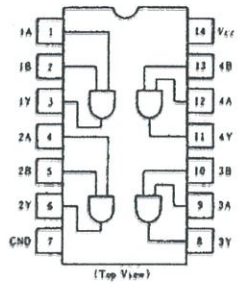
Note) Refer to Test Circuit and Waveform of the Common Item

HD74LS08 ●Quadruple 2-input Positive AND Gates

■CIRCUIT SCHEMATIC(¼)



■PIN ARRANGEMENT



■ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($Ta=-20\sim+75°C$)

Item	Symbol	Test Conditions		min	typ*	max	Unit
Input voltage	V_{IH}			2.0	–	–	V
	V_{IL}			–	–	0.8	V
Output voltage	V_{OH}	$V_{CC}=4.75V$, $V_{IH}=2V$, $I_{OH}=-400\mu A$		2.7	–	–	V
	V_{OL}	$V_{CC}=4.75V$, $V_{IL}=0.8V$	$I_{OL}=8mA$	–	–	0.5	V
			$I_{OL}=4mA$	–	–	0.4	
Input current	I_{IH}	$V_{CC}=5.25V$, $V_I=2.7V$		–	–	20	μA
	I_{IL}	$V_{CC}=5.25V$, $V_I=0.4V$		–	–	−0.4	mA
	I_I	$V_{CC}=5.25V$, $V_I=7V$		–	–	0.1	mA
Short-circuit output current	I_{OS}	$V_{CC}=5.25V$		−20	–	−100	mA
Supply current	I_{CCH}	$V_{CC}=5.25V$		–	2.4	4.8	mA
	I_{CCL}			–	4.4	8.8	
Input clamp voltage	V_{IK}	$V_{CC}=4.75V$, $I_{IN}=-18mA$		–	–	−1.5	V

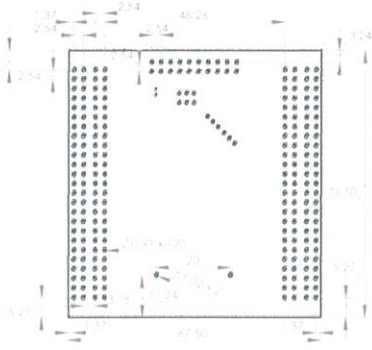
* $V_{CC}=5V$, $Ta=25°C$

■SWITCHING CHARACTERISTICS ($V_{CC}=5V$, $Ta=25°C$)

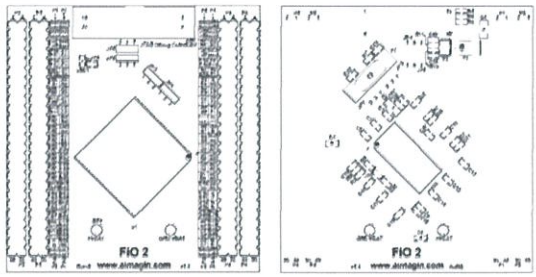
Item	Symbol	Test Conditions	min	typ	max	Unit
Propagation delay time	t_{PLH}	$C_L=15pF$, $R_L=2k\Omega$	–	8	15	ns
	t_{PHL}		–	10	20	

Note) Refer to Test Circuit and Waveform of the Common Item

ENGINEERING DRAWINGS (Units: mm)



Dimension

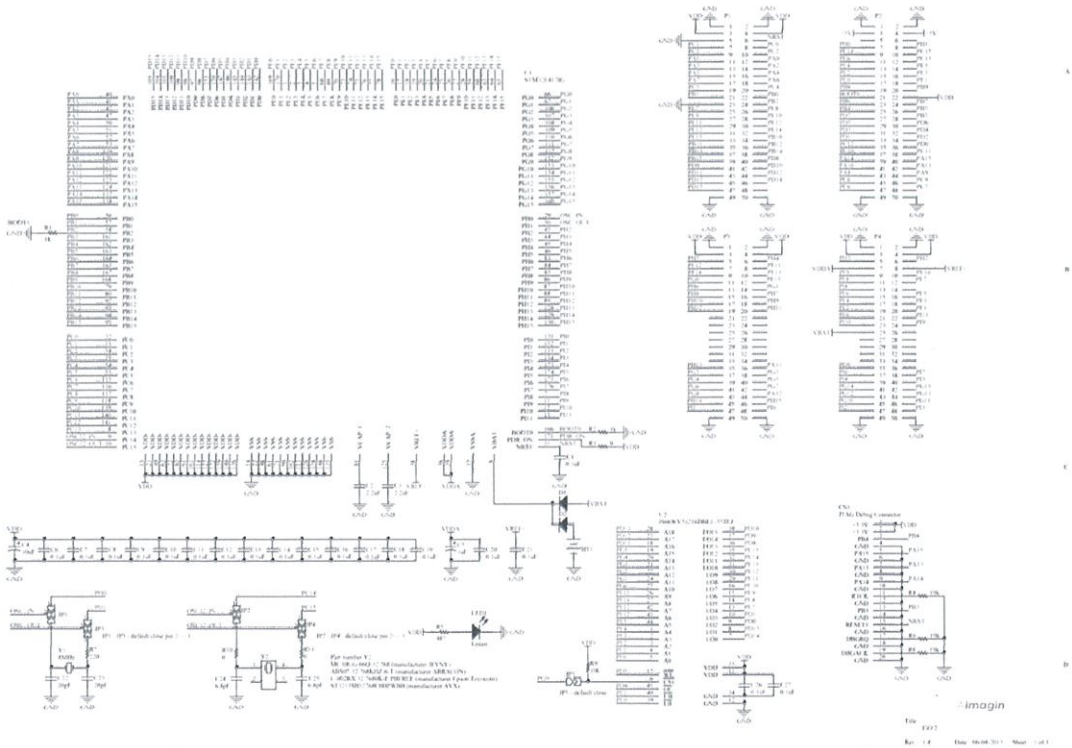


Outline

Aimagin

Title :
FIO 2

Rev : 1.4 Date : 06-04-2013 Sheet : 1 of 1



ภาคผนวก จ

บทความทางวิชาการ

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส เชื่อมต่อกริด

SINGLE PHASE GRID CONNECTED INDUCTION GENERATOR

นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช, นฤพงศ์ คงเกิด, ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์, ปาณิศา ก่อกิจความดี

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอยฉลองกรุง1 เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร/ โทรสาร.02-329-8000

E-mail :nukleng_nobility@hotmail.com, intropoom@hotmail.com, siwon_ez-za@hotmail.com, narupong1991@hotmail.com

บทคัดย่อ

ปัจจุบันพลังงานทดแทนกำลังได้รับความนิยมและถูกสนับสนุนให้ใช้พลังงานทดแทนในการผลิตพลังงานไฟฟ้า ซึ่งพลังงานทดแทนพลังงานลมส่วนใหญ่จะใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ในการแปลงรูปพลังงานจากพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า บทความฉบับนี้จึงนำเสนอรูปแบบและโครงสร้างการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริดการไฟฟ้า โดยทำการศึกษาระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทางทั้งส่งพลังงานไฟฟ้าให้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำและถ่ายโอนพลังงานกลับคืนสู่กริดการไฟฟ้า โดยการควบคุมแบบเทคนิคการแปลงแกนเพื่อถ่ายพลังงาน ส่วนระบบควบคุมนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM Cortex M4 ในการประมวลผลการทำงาน ซึ่งจากการจำลองและทดลอง ทำให้ทราบถึงการทำงานของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งพลังงานได้สองทิศทางในช่วงที่เหมาะสม เพื่อให้การจ่ายกำลังไฟฟ้ามีประสิทธิภาพสูงสุดและเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อให้ใช้งานได้จริง

คำสำคัญ : คอนเวอร์เตอร์แบบส่งกำลังสองทิศทาง, เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส, การควบคุมแบบเวกเตอร์

ABSTRACT

At present, renewable energy is popular and has been encouraged to use the renewable energy to produce electricity. Most wind energy use the single phase induction generator to convert energy from mechanical energy to electrical energy. This paper proposes the formation and operating structure of single phase grid connected induction generator. The research and development of the single phase converter control system that able to transfer bidirectional power flow which flow power to the single phase induction machine and generate the power to grid. The control of the power flow by using axis transformation technique uses a Microcontroller ARM Cortex M4. The experiment showed that the operation of the system able to control a single-phase converter for the highest efficiency of the power flow and to be guidance to develop the single phase induction generator control system for real using.

Keywords : Back to back converter, Single phase induction machine, Vector control

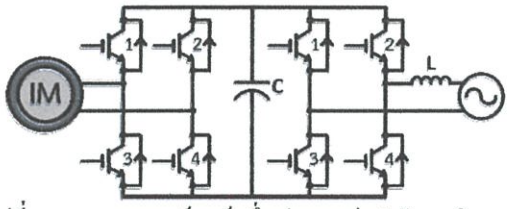
1.บทนำ

ปัจจุบันการใช้พลังงานไฟฟ้ามีเพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ชัดจากการดำเนินชีวิตประจำวันล้วนเกี่ยวข้องกับพลังงานไฟฟ้าทั้งสิ้น ไม่ว่าจะเป็นการทำงานหรือสิ่งอำนวยความสะดวกต่างๆ โดยแหล่งกำเนิดไฟฟ้านั้นต้องใช้เชื้อเพลิง เชื้อเพลิงที่ใช้นั้นมีหลายชนิด เช่น น้ำมัน ก๊าซธรรมชาติ ถ่านหิน ฯลฯซึ่งก่อให้เกิดมลพิษอีกทั้งยังมีจำนวนลดลงอย่างรวดเร็วทำให้ราคาของเชื้อเพลิงดังกล่าวมีแนวโน้มสูงขึ้นอย่างต่อเนื่องและกำลังจะหมดไป จึงเกิดแนวคิดหาพลังงานทดแทนเป็นพลังงานทางเลือกเช่น พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม ซึ่งเป็นพลังงานที่ได้จากธรรมชาติและเป็นพลังงานสะอาดไม่ส่งผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม

สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสกับกริดนั้น จำเป็นต้องมีการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทางที่ทำงานในโหมดของวงจรเรียงกระแส (การแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง) และวงจรอินเวอร์เตอร์(การแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ) เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำและจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับคืนสู่กริด โดยการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทางให้สามารถทำงานได้จากการสั่งงานของไมโครคอลโทรลเลอร์ และสามารถนำไปพัฒนาระบบเพื่อนำไปใช้งานทางด้านอื่นได้อีกเช่นกัน

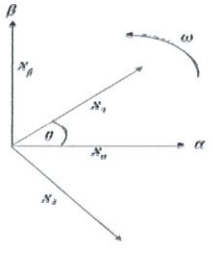
2.ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

หลักการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้า เมื่อต่อเข้ากับกริดจะแสดงพฤติกรรมเป็นมอเตอร์โดยโรเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วโรเตอร์ซึ่งต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส เมื่อโรเตอร์หมุนจนความเร็วของโรเตอร์มากกว่าความเร็วซิงโครนัสโดยหมุนในทิศทางเดิมจะทำให้ค่าสลิปติดลบทำให้กำลังไฟฟ้าไหลกลับเข้าสู่กริด ซึ่งในสภาวะนี้เครื่องจักรกลเหนี่ยวนำแสดงพฤติกรรมเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีข้อจำกัดคือจ่ายได้เฉพาะกำลังไฟฟ้าจริงเข้าสู่กริดและต้องการกำลังไฟฟ้าเสมือนจากกริดเพื่อใช้สร้างสนามแม่เหล็กที่ส่วนกระตุ้นสำหรับแรงดันไฟฟ้าและความถี่จะขึ้นอยู่กับกริด แต่จะไม่ขึ้นกับความเร็วโรเตอร์ข้อดีคือ มีระบบการทำงานที่ง่ายไม่ซับซ้อนและไม่จำเป็นต้องมีตัวต้นกำลังที่มีความเร็วคงที่ แต่ต้องการตัวต้นกำลังที่มีความเร็วของโรเตอร์มากกว่าความเร็วซิงโครนัสเท่านั้น



รูปที่ 2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบส่งกำลังสองทิศทาง (back-to-back converter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทาง (back-to-back converter) มีคุณสมบัติเป็นได้ทั้งวงจรเรียงกระแสและอินเวอร์เตอร์ โดยการควบคุมระดับแรงดันที่บัสดีซีลิงค์ให้คงที่ตลอดเวลา สวิตช์แต่ละตัวถูกควบคุมโดยสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ทำให้พลังงานไฟฟ้าสามารถไหลไปกลับได้ทั้งสองทิศทางระหว่างกริดกับเครื่องจักรกลไฟฟ้า



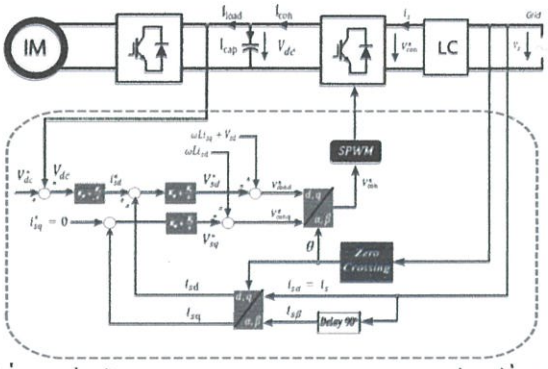
รูปที่ 2.3 เวกเตอร์ V และ I บนแกนอ้างอิงซึ่งหมุนไปด้วยความถี่ ω

สมการแปลงแกนในรูปของเมตริกซ์ดังสมการที่ (2.1) และ(2.2) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & -cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\omega t) & sin(\omega t) \\ sin(\omega t) & -cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

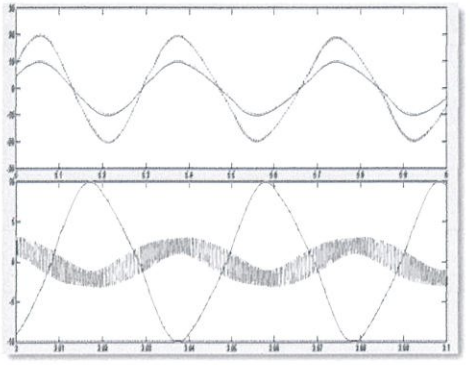
3. บล็อกไดอะแกรม และผลการจำลอง



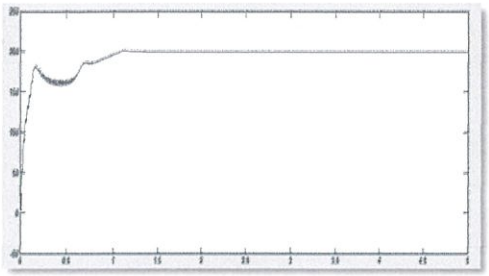
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริด

พารามิเตอร์	รายละเอียด
ระบบไฟฟ้า	1 เฟส 2 สาย, 50 Hz
แรงดันระหว่างสาย (rms)	100 V
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	200 V
กำลังไฟฟ้าสูงสุด	230 วัตต์
ตัวเก็บประจุ	2350μF
ตัวเหนี่ยวนำ	12mH

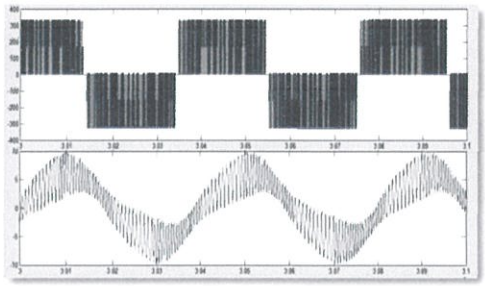
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 3.2 การจำลองคลื่น V และ I ทางฝั่งกริด



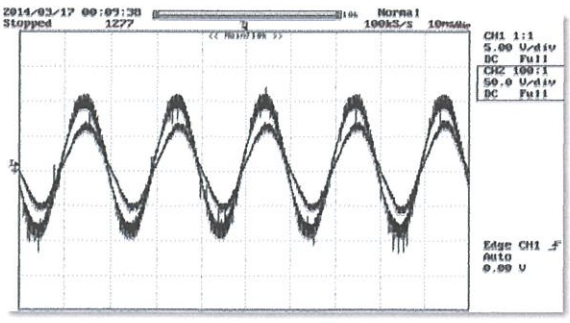
รูปที่ 3.3 การจำลองการตอบสนอง Vdc ของระบบ



รูปที่ 3.4 การจำลอง V และ I เมื่อแรงบิดของต้นกำลังทางกลเท่ากับ 3.6 N-m ที่ความถี่ 50 Hz ทางฝั่งเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

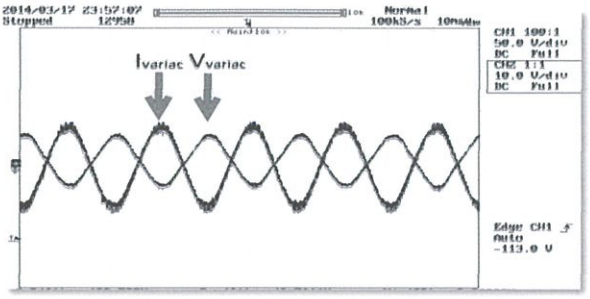
4. ผลการทดลอง

การทดลองเป็นการจำลองการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่สามารถส่งกำลังได้สองทิศทางโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulinkเปรียบเทียบกับการทดลองชุดทดสอบจริง ซึ่งการทดลองแบ่งออกเป็นสองส่วน โดยส่วนแรกเป็นการทดลองคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งกริดในโหมดเรียงกระแส เพื่อทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟตรงและสามารถควบคุมกระแสให้อินเฟสกับแรงดันที่กริดได้ ส่วนในโหมดของอินเวอร์เตอร์ ทดสอบโดยการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง เพื่อให้กำลังไฟฟ้าสามารถคืนกลับสู่กริดได้ ทำให้เฟสของกระแสและแรงดันต่างกันอยู่ 180 องศา และหาค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส(THDi)ของฝั่งกริดส่วนที่สองเป็นการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ทางฝั่งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ทดสอบโดยการเพิ่มค่าแรงบิดทางกล(Tm) ให้กับต้นกำลังทางกลที่ต่างกัน 8 ค่า และทำการเปลี่ยนค่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ 50, 45 และ 40 เฮิร์ต ตามลำดับ เพื่อหาแนวโน้มของค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายคืนกลับสู่กริด และหาค่าประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ,วงจรคอนเวอร์เตอร์และชุดทดลอง

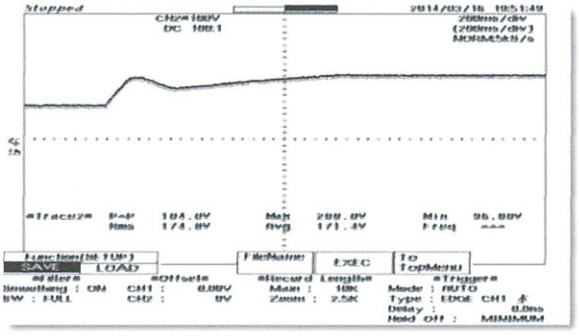


รูปที่ 4.1 คลื่น V และ I เมื่อจ่ายโหลดหลอดไฟ 8 หลอดที่ Vdc อ้างอิง 200 V การทำงานในโหมดเรียงกระแสฝั่งกริด

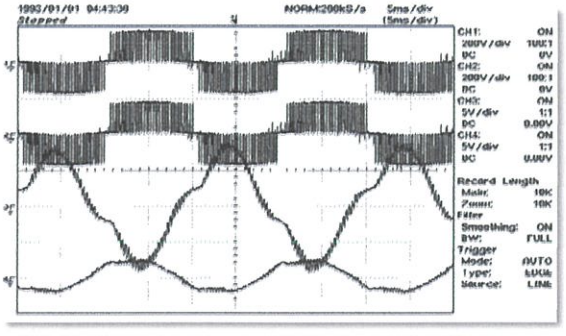
รูปที่ 4.2 คลื่น V และ I หลอดที่ Vdc อ้างอิง 200 V



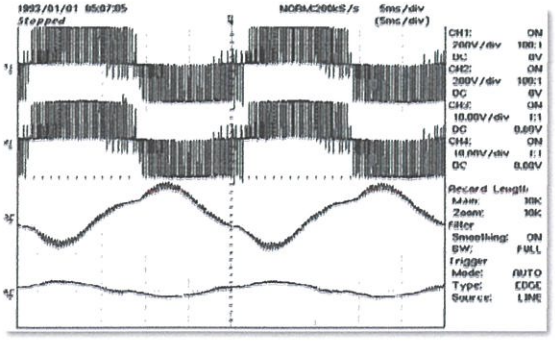
การทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ฝั่งกริด



รูปที่ 4.3 การตอบสนองของ Vdc ของระบบ ที่แรงดันอ้างอิง 200 V



รูปที่ 4.4 คลื่น V และ I เมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 50 Hz



รูปที่4.5 คลื่น V และ I เมื่อ Tm = 3.6 ที่ความถี่ 40 Hz

5. สรุปผลการทดลอง

โครงงานนีนำเสนอเกียวกับการออกแบบคอนเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟสเชื่อมต่อกริด ควบคุมโดยใช้หลักการแปลงแกนสำหรับควบคุมกระแสและแรงดันที่จุดเชื่อมร่วมไฟตรง (V_{dc}) เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากกริดเข้าสู่เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ขณะที่ทำงานในสภาวะมอเตอร์ และจากเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำเข้าสู่กริด ขณะที่ทำงานในสภาวะเครื่องกำเนิดไฟฟ้า การทดลองเริ่มจากการจำลองการทำงานของระบบทั้งสองแบบเพื่อยืนยันผลการออกแบบ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink จากนั้นทำการออกแบบสร้างวงจรไฟฟ้าทั้งวงจรภาคกำลังและวงจรภาคควบคุม แล้วทำการเขียนโปรแกรมการควบคุมระบบ เมื่อระบบเป็นที่น่าพอใจแล้วจึงเริ่มทำการทดลอง โดยแบ่งการทดลองออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกเป็นการทดลองคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเชื่อมต่อกริดส่วนที่สองเป็นการทดลองคอนเวอร์เตอร์ฝั่งเชื่อมต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ซึ่งจากการทดลองต่างๆ ที่กล่าวมานั้น พบว่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองฝั่งอยู่ในระดับที่น่าพอใจ คือ มากกว่า 90 เปอร์เซ็นต์ และประสิทธิภาพของระบบจะสูงขึ้นตามต้นกำลังทางกลที่จ่ายให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (%THD$_i$) ของคอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดก็อยู่ในระดับที่ดี และจะมีค่าที่ดีขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มากขึ้นหรือค่าของกระแสที่มากขึ้น แต่ไม่สามารถทำการทดลองคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองฝั่งพร้อมกันได้ รวมทั้งไม่สามารถทำการทดลองที่ระดับแรงดันไฟตรงและกำลังไฟฟ้าตามที่กำหนดไว้ได้เนื่องจากระบบควบคุมในส่วนตรวจจับกระแสเพื่อแปลงแกนยังมีเสถียรภาพไม่เพียงพอต่อการทดลอง

6. กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ส่งเสริมในเรื่องของการทำวิจัยของนักศึกษา และขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิฌเรศ และ ผศ.ดร.เฉลิมชาติ มานพ อาจารย์ที่ปรึกษา รวมทั้งทุกท่านในห้องโครงงาน PMC ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำและอำนวยความสะดวกทุกในทุกๆด้าน

7. เอกสารอ้างอิง

[1] นิธร ธนะภักดิ์, บัณฑูร นาคะศิริ, วิธิวัต โคตรโมลี, และ วุฒิพันธุ์ ปริโยทัย, "การต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับระบบโครงข่ายไฟฟ้า," ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.

[2] คณะกรรมการกรมพัฒนาพลังงานทดแทนและอนุรักษ์พลังงาน กระทรวงพลังงาน, "โครงการศึกษาวิจัยและพัฒนาระบบควบคุมกังหันลมผลิตไฟฟ้าขนาดเล็กแบบเชื่อมต่อกริด," รายงานฉบับสมบูรณ์, วิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2554.

[3] ภมร อรุณโรจรพรรณ, ภัทรินท์ ตีรเลิศพานิช, และ มานพ ชมชื่น, "การเชื่อมต่อระบบกริด,"ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.

[4] วีระเชษฐ์ ขันเงิน, Power Electronics, พิมพ์ครั้งที่9. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พริ้นติ้ง. 2553.

8. ประวัติผู้เขียน



นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช รหัสนักศึกษา 53010809
ที่อยู่ : 138/1 ถนนกลางเมือง ตำบลในเมือง
อ.เมืองขอนแก่น จ.ขอนแก่น 40000
เกิด: 9 ก.ค. 2534 , มือถือ : 087-6416710
Email : nukleng_nobility@hotmail.com



นฤพงศ์ คงเกิด รหัสนักศึกษา 53010818
อ.พุนพิน จ.สุราษฎร์ธานี 84130
ที่อยู่ : 17 ซอย1 ถนนต้นโพธิ์ ตำบลท่าข้าม
เกิด: 8 มี.ค. 2534 , มือถือ : 086-8956722
Email : narupong1991@hotmail.com

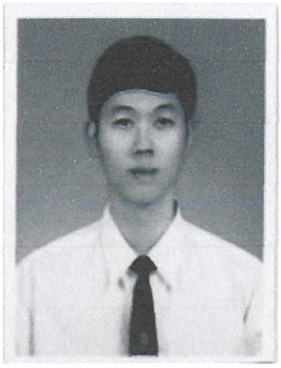


ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์ รหัสนักศึกษา 53010898
ที่อยู่ : 20 หมู่ 2 ตำบลโคกหล่อ อ.เมือง จ.ตรัง
92000
เกิด: 19 เม.ย. 2535 , มือถือ : 089-6875630
Email : intropoom@hotmail.com

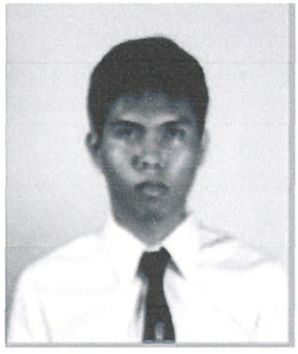


ปาณิศา ก่อกิจความดี รหัสนักศึกษา 53010978
ที่อยู่ : 6 หมู่ 2 ตำบลหนองโสน อ.เมือง
เพชรบุรี จ.เพชรบุรี 76000
เกิด: 18 เม.ย. 2534 , มือถือ : 084-6754670
Email : siwon_ez-za@hotmail.com

ประวัติผู้เขียน



นาย นเรนทร์ฤทธิ์ จันทร์เดช รหัสนักศึกษา 53010809
เกิดวันที่ 9 ก.ค. 2534
ที่อยู่ : 138/1 ถนนกลางเมือง ตำบลในเมือง อำเภอเมืองขอนแก่น
จังหวัดขอนแก่น 40000
โทรศัพท์ : 087-6416710
Email : nukleng_nobility@hotmail.com



นาย นฤพงศ์ คงเกิด รหัสนักศึกษา 53010818
เกิดวันที่ 8 มี.ค. 2534
ที่อยู่ : 17 ซอย1 ถนนต้นโพธิ์ ตำบลท่าข้าม อำเภอพุนพิน
จังหวัดสุราษฎร์ธานี 84130
โทรศัพท์ : 086-8956722
Email : narupong1991@hotmail.com



นาย ปฏิญญา รังษีพลาสวัสดิ์ รหัสนักศึกษา 53010898
เกิดวันที่ 19 เม.ย. 2535
ที่อยู่ : 20 หมู่ 2 ตำบลโคกหล่อ อำเภอเมือง จังหวัดตรัง 92000
โทรศัพท์ : 089-6875630
Email : intropoom@hotmail.com



นางสาว ปาณิศา ก่อกิจความดี รหัสนักศึกษา 53010978
เกิดวันที่ 18 เม.ย. 2534
ที่อยู่ : 6 หมู่ 2 ตำบลหนองโสน อำเภอเมืองเพชรบุรี
จังหวัดเพชรบุรี 76000
โทรศัพท์ : 084-6754670
Email : siwon_ez-za@hotmail.com