

อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์
Sinusoidal Output Inverter



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2556

อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์
Sinusoidal Output Inverter



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SINUSOIDAL OUTPUT INVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2556

อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์
SINUSOIDAL OUTPUT INVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.วรชาติ สุวรรณงาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์

ผู้จัดทำ



1. นางสาว เพชุดา กฤษประจันต์
2. นาย ภูเงิน กำจร
3. นาย มานะ อร่ามรัตนา
4. นาย เมธี ศิริพรประसार



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. วรชาติ สุวรรณงาม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์

นางสาว เพชดา กฤษประจันต์
นาย ภูเงิน กำจร
นาย มานะ อร่ามรัตนา
นาย เมธี ศิริพรประสาร
ผศ.ดร. วรชาติ สุวรรณงาม อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2556

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์ชนิดหนึ่งเฟส ขนาดพิกัดกำลัง 1 kVA ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ตลอดการจ่ายภาระไฟฟ้าที่ขนาดต่างสำหรับใช้งานในห้องปฏิบัติการ อินเวอร์เตอร์นี้ประกอบด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟตรง-ไฟสลับแบบฟูลบริดจ์หนึ่งเฟสและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิด LC อินเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะถูกควบคุมด้วยคอนโทรลเลอร์ชนิด PI ด้วยการควบคุมเวกเตอร์ วงจรกำลังและวงจรควบคุมถูกออกแบบโดยการจำลองผลทางคอมพิวเตอร์ผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink จากนั้นจึงนำอัลกอริธึมที่ได้ไปใช้ในการประกอบสร้างวงจรการทำงานจริงและวงจรควบคุมโดยการโปรแกรมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ ARM Cortex M4 STM32F407 และนำผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบจริงมาเปรียบเทียบกันเพื่อแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องในการออกแบบและปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

Sinusoidal Output Inverter

Ms. Paychuda Kritprajun

Mr. Phungeon Kamjorn

Mr. Mana Aramrattana

Mr. Meathee Siripornprasarn

Ast.Prof.Dr.Warachart Suwan-ngam Supervisor

Year 2013

ABSTRACT

This thesis presents a construction of a 1 kVA single – phase sinusoidal output inverter. This inverter can regulate the output voltage under any conditions. The inverter is made from a single – phase full bridge DC – AC converter connecting to the LC low pass filter. The closed loop vector control with PI controller is applied to control the inverter. The inverter system is first simulated by using MATLAB/Simulink program. The algorithm used in the simulation is then applied to the real system to substantiate the design and improve the performance of the inverter.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ได้รับการสนับสนุนจากผู้มีพระคุณหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วราชาติ สุวรรณงาม อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ให้ความรู้ คำแนะนำข้อเสนอแนะในการดำเนินโครงการวิจัยนี้ในทุกขั้นตอน ให้คำแนะนำแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการทำงาน ควบคุมการดำเนินงานให้เป็นไปตามขั้นตอนอย่างเหมาะสม รวมทั้งอำนวยความสะดวกและอุปการะต่างๆ สำหรับนักศึกษาในการดำเนินงานได้อย่างดี

ขอขอบคุณ นายพงศธร ชูสุน และ นายพฤกษาพันธ์ มานวกุล ที่มีส่วนในการให้ข้อเสนอแนะและคำปรึกษาในการแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นตลอดการทำโครงการวิจัย

ขอขอบคุณ คุณเกรียงศักดิ์ อุดมธำรงค์ ผู้จัดการ บริษัท เอส.ค. อีเลคตริกเทรคติ้ง จำกัด ที่ให้คำปรึกษาด้านการพิมพ์และตัวเหนียวน้ำ

ขอขอบคุณ คุณสุรสิงห์ อยู่สุข ผู้เขียนวิทยานิพนธ์ เรื่อง การควบคุมแบบป้อนกลับ และป้อนไปข้างหน้าของอินเวอร์เตอร์ชนิดสามเฟส ซึ่งสามารถนำไปแนวทางในการดำเนินโครงการได้เป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ แสงสี เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่ให้บริการการยืมอุปกรณ์เครื่องมือ และเจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่อำนวยความสะดวกในการเบิกเงิน

ขอขอบคุณผู้มีพระคุณทุกท่าน บิดา มารดา และครอบครัว ที่ให้การสนับสนุนด้านการศึกษาและการเงินตลอดมา รวมถึงเพื่อนๆ ที่ร่วมกันทำงานและให้คำปรึกษากัน ตลอดจนผู้ที่มีส่วนเกี่ยวข้องในโครงการขั้นนี้ทุกท่านที่ไม่ได้กล่าวถึง ขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	2
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 บทนำ	4
2.2 อินเวอร์เตอร์	4
2.3 การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม	5
2.3.1 การสวิตช์แบบไปโพลาร์	6
2.3.2 การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์	7
2.4 การสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก	11
2.4.1 การห้วงเวลาสัญญาณขาเข้า	12
2.4.2 การแปลงกลับของปาร์ค	12
2.4.3 การแปลงโดยใช้ Second Order Generalized Integrator (SOGI)	13
2.5 ทฤษฎีกรอบอ้างอิง	15
2.5.1 การแปลงของปาร์ค	15
2.5.2 การแปลงกลับของปาร์ค	15
2.6 การเริ่มเดินวงจรด้วยการลดระดับแรงดัน	16

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	16
บทที่ 3 การออกแบบและการประกอบสร้าง	18
3.1 บทนำ	18
3.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์	18
3.3 การจำลองทางคอมพิวเตอร์	19
3.3.1 ส่วนสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก	21
3.3.2 วงรอบควบคุมแรงดันและกระแส	23
3.3.3 การสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม	24
3.4 การออกแบบวงจรจริงที่ใช้ในการทดสอบ	24
3.4.1 การออกแบบวงจรกำลัง	24
3.4.1.1 อุปกรณ์ตัดต่อวงจรและอุปกรณ์ป้องกัน	24
3.4.1.2 วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ไดโอด	26
3.4.1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	26
3.4.1.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและหม้อแปลง	27
3.4.2 การออกแบบวงจรควบคุม	30
3.4.2.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์	30
3.4.2.2 วงจรขั้วเกต	31
3.4.2.3 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า	32
3.4.2.4 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า	32
3.4.2.5 วงจรบัฟเฟอร์	33
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดสอบ	35
4.1 บทนำ	35
4.2 อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ	35
4.3 วิธีการทดสอบและผลการทดสอบ	35
4.3.1 ภาระไฟฟ้าประเภทความต้านทาน	37
4.3.1.1 การทดสอบเปลี่ยนแปลงภาระความต้านทานแบบ ขั้นบันไดขั้นละ 200 W	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.1.2 การทดสอบเปลี่ยนแปลงภาระไฟฟ้าแบบขั้นบันไดชั้นละ 500 W	44
4.3.2 ภาระไฟฟ้าประเภทความต้านทานกับความเหนี่ยวนำ	49
4.3.3 ภาระไฟฟ้าประเภทความต้านกับตัวเก็บประจุ	53
4.4 ประสิทธิภาพของระบบ	57
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ	58
5.1 สรุปผล	58
5.2 ข้อเสนอแนะ	58
เอกสารอ้างอิง	59
ภาคผนวก	60
ภาคผนวก ก สมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก	61
ภาคผนวก ข การทดสอบหม้อแปลง	68
ภาคผนวก ค การทดสอบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ	73
ภาคผนวก ง อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวงจรการทดสอบจริง	79
ภาคผนวก จ บทความทางวิชาการ	115
ประวัติผู้เขียน	120

สารบัญญรูปภาพ

รูปที่		หน้า
2.1	อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (ก) แบบฮาล์ฟบริดจ์ และ (ข) แบบฟลูบริดจ์	5
2.2	(ก) การเปรียบเทียบสัญญาณรูปคลื่นไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม และ (ข) สเปกตรัมฮาร์มอนิกจากสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์	8
2.3	(ก) การเปรียบเทียบสัญญาณรูปคลื่นไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม และ (ข) สเปกตรัมฮาร์มอนิกจากสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์	10
2.4	บล็อกไดอะแกรมเฟสล็อกกลุ่	11
2.5	บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากด้วยการหน่วงเวลา	12
2.6	บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากด้วยการแปลงกลับของปาร์ค	12
2.7	บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากด้วยการใช้ SOGI	13
2.8	แผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอน H_d ที่ค่า k ต่างๆ	14
2.9	ผลตอบสนองแบบขั้นของฟังก์ชันถ่ายโอน H_d ที่ค่า k ต่างๆ	14
2.10	วงจรมุมลของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	16
3.1	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์	18
3.2	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์แบบหนึ่งเฟส	20
3.3	(ก) วงจรกำลัง (ข) บล็อกไดอะแกรมการสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉาก (ค) บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม และ (ง) บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมชนิดพีโอจากวงจรการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์โดยโปรแกรม MATLAB/Simulink	21
3.4	(ก) การแปลงแรงดันและกระแสหนึ่งเฟสเป็นสองเฟสในกรอบอ้างอิงที่สร้างขึ้น (ข) การสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉากในระบบ $\alpha\beta$ ของแรงดันขาออก และ (ค) การแปลงของปาร์คของแรงดันตั้งฉากในส่วนบล็อกการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก	22
3.5	บล็อกไดอะแกรมวงรอบควบคุมแรงดันและกระแส	23
3.6	บล็อกไดอะแกรมการสร้างแรงดันชดเชยในแนวแกน dq	23
3.7	บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม	24
3.8	วงจรกำลัง	25
3.9	(ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงอุปกรณ์ตัดต่อและอุปกรณ์ป้องกัน วงจรกำลัง	25

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.10	(ก) วงจรไดโอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสแบบฟูลบริดจ์	26
3.11	(ก) วงจรไดโอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	27
3.12	แรงดันขาออกจากวงจรถวายอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	28
3.13	วงจรสมมูลของหม้อแปลง (ก) เมื่ออ้างอิงค่ามาทางด้านปฐมภูมิ และ (ข) เมื่อยุบรวมอิมพีแดนซ์	29
3.14	(ก) วงจรสมมูล และ (ข) วงจรสมมูลเมื่อยุบรวมอิมพีแดนซ์ และ (ค) รูปชิ้นงานของหม้อแปลงต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	30
3.15	แผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอน G(S)	30
3.16	ไมโครคอนโทรลเลอร์	31
3.17	(ก) วงจรไดโอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์	31
3.18	(ก) วงจรไดโอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า	32
3.19	(ก) วงจรไดโอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า	33
3.20	(ก) วงจรไดโอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรบัฟเฟอร์	34
4.1	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงที่เพิ่มขึ้นแบบขั้น, แรงดันขาออกในแนวแกน d, แรงดันขาออก, และกระแสขาออก	36
4.2	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุในสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า	37
4.3	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 200 W	38
4.4	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 200 W เป็น 400 W	39

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.5	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 400 W เป็น 600 W	40
4.6	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 600 W เป็น 800 W	41
4.7	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 800 W เป็น 1000 W	42
4.8	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะคงตัวขณะจ่ายภาระความต้านทานขนาด 1000 W	43
4.9	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของ (ก) แรงดันขาออก และ (ข) กระแสขาออกขณะจ่ายภาระความต้านทานพิกัดขนาด 1 kW	44
4.10	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 500 W	45
4.11	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 500 W	46
4.12	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 500 W เป็นสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า	47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.13	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 500 W เป็นสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า	48
4.14	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA	50
4.15	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA	51
4.16	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะคงตัวขณะจ่ายภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA	52
4.17	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA	54
4.18	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA	55
4.19	(ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะคงตัวขณะจ่ายภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA	56
ข.1	(ก) วงจรทดสอบ และ (ข) วงจรสมมูลทางด้านแรงต่ำแสดงการทดสอบแบบเปิดวงจร	69

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
ข.2	(ก) วงจรทดสอบ และ (ข) วงจรสมมูลทางด้านแรงต่ำแสดงการทดสอบแบบ ลัดวงจร	70
ข.3	วงจรสมมูลของหม้อแปลงเมื่ออ้างอิงค่ามาทางด้านแรงดันต่ำ	71
ง	อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวงจรการทดสอบจริง	76



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า	
2.1	เงื่อนไขการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์	9
2.2	ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์	11
4.1	ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ	57
ข.1	พิกัดของหม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 1.5 kVA	69
ข.2	ผลการทดสอบแบบเปิดวงจร	70
ข.3	ผลการทดสอบแบบลัดวงจร	71
ข.4	ผลการทดสอบประสิทธิภาพของหม้อแปลง	72
ข.5	ผลการทดสอบ Voltage Regulation ของหม้อแปลง	72
ค.1	ผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำทางด้านขาเข้าของวงจร	74
ค.2	ผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำที่วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	74



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงการ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังเข้ามามีบทบาทในการพัฒนาอุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทต่างๆ เป็นอย่างมากซึ่งนับเป็นส่วนสำคัญของกระบวนการผลิตทางด้านอุตสาหกรรม อุปกรณ์ที่พัฒนาด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังนี้มีความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของลักษณะไฟฟ้าหรือคุณภาพไฟฟ้าเป็นอย่างมาก คุณลักษณะของไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจึงถือมีความสำคัญอย่างยิ่งต่ออุปกรณ์ไฟฟ้า ปัญหาทางไฟฟ้าประการหนึ่งที่มีผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าคือการจ่ายไฟที่ไม่ต่อเนื่องของแหล่งจ่ายไฟฟ้า ซึ่งอาจเกิดขึ้นในขณะที่ระบบไฟฟ้าเกิดสภาวะความผิดปกติและเป็นเหตุให้เกิดไฟฟ้าดับต่อมา

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรทางไฟฟ้าชนิดหนึ่งที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการพัฒนาอุปกรณ์เพื่อการป้องกันปัญหาที่มักเกิดขึ้นขณะแหล่งจ่ายไฟฟ้าเกิดเหตุขัดข้อง และไม่สามารถจ่ายไฟฟ้าได้ตามปกติ ตัวอย่างเช่น อุปกรณ์สำรองไฟฟ้า (UPS) ซึ่งทำการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เก็บไว้ในแบตเตอรี่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อจ่ายให้แก่อุปกรณ์ไฟฟ้า นอกจากนี้ยังมีการประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์ในงานด้านอื่นๆ อีกเช่น การใช้งานทางด้านพลังงานทางเลือก ได้แก่ การผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์หรือกังหันลม เป็นต้น

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้นมักไม่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ได้ตามที่ต้องการเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของภาระไฟฟ้า ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ดีนั้นต้องสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกให้คงที่และมีผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระทางไฟฟ้า การสร้างอินเวอร์เตอร์ที่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ได้ตลอดการจ่ายภาระไฟฟ้าที่ขนาดต่าง ๆ นั้นเป็นสิ่งน่าสนใจ โครงการนี้จึงเน้นไปที่การจำลองการทำงานและการประกอบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดรูปลิ้นไซน์ ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่ได้

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสสำหรับสร้างแรงดันรูปลิ้นไซน์
2. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส เพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ตลอดการจ่ายภาระไฟฟ้า
3. เพื่อศึกษาวิธีการออกแบบวงจรรองรับให้เหมาะสมกับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อสร้างแรงดันที่มีรูปลิ้นใกล้เคียงไซน์มากที่สุด

4. ประยุกต์ใช้ความรู้ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังให้เกิดประโยชน์สูงสุดในการพัฒนาเทคโนโลยีทางไฟฟ้า

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

สร้างอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดรูปลิ้นไซน์พิกัด 1 kVA แรงดันขาออก 230 Vrms โดยจำลองผลการทำงานทางคอมพิวเตอร์ผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink ควบคุมการทำงานโดยการโปรแกรมผ่าน Microcontroller ARM Cortex M4 STM32F407

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

1. รวบรวมข้อมูลทางทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง และศึกษาผลงานการวิจัยต่างๆ ที่สอดคล้องกับโครงการ
2. กำหนดออกแบบวงจรเบื้องต้นรวมถึงวงจรควบคุม และจำลองผลการทำงานทางคอมพิวเตอร์โดยอาศัยโปรแกรม MATLAB/Simulink
3. จัดหาวัสดุอุปกรณ์ ทำการสร้างระบบการทำงานจริง และทดสอบการทำงานของระบบ
4. เขียนโปรแกรมซอฟต์แวร์สำหรับวงจรควบคุม โดยอาศัยไมโครคอนโทรลเลอร์
5. ทดสอบการทำงานของวงจรที่สร้าง และเปรียบเทียบกับผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์
6. วิเคราะห์และประเมินผลการทำงานของวงจร ปรับปรุงแก้ไขวงจร
7. สรุปผลการดำเนินโครงการและนำเสนอโครงการ

1.5 แผนการดำเนินงาน

การดำเนินงาน	2556							2557		
	มี.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.
1. รวบรวมทฤษฎีและศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง										
2. ออกแบบวงจรและการ ควบคุม จำลองการทำงาน ผ่าน MATLAB / Simulink										
3. นำเสนอโครงการครั้งที่ 1										
4. จัดหาอุปกรณ์ สร้างและ ทดสอบวงจรฮาร์ดแวร์										
5. เขียนโปรแกรมซอฟต์แวร์ โดยไมโครคอนโทรลเลอร์										
6. ทดสอบการทำงาน และ เปรียบเทียบกับผลการจำลอง ทางคอมพิวเตอร์										
7. วิเคราะห์และประเมินผล การทำงานของวงจร ปรับปรุง แก้ไขวงจร										
8. สรุปผลการทำงาน										
9. นำเสนอโครงการครั้งที่ 2										

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

- ใช้เป็นแนวทางในการพัฒนางจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อสร้างเสถียรภาพให้แก่แหล่งจ่ายไฟฟ้า
ซึ่งเป็นการเพิ่มความปลอดภัยให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้า
- สร้างความเข้าใจในการออกแบบวงจรควบคุมแบบป้อนกลับให้เหมาะสมกับวงจรไฟฟ้า
- ประยุกต์ใช้ซอฟต์แวร์ด้านไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับวงจรทางไฟฟ้าให้เกิดประโยชน์
สูงสุด
- ใช้ความรู้ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ได้ศึกษามาพัฒนาเทคโนโลยีทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

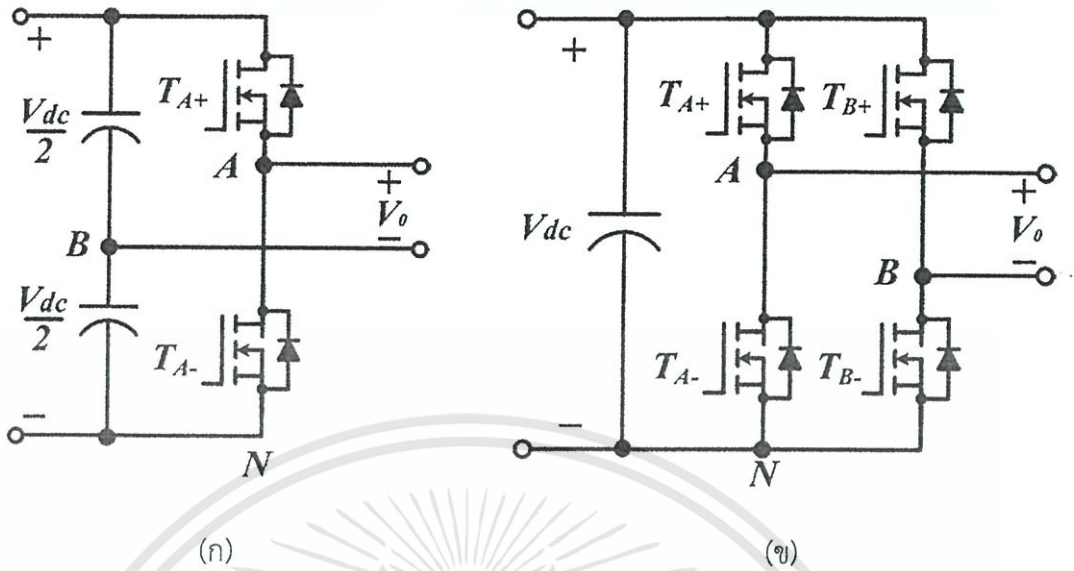
บทนี้นำเสนอทฤษฎีเกี่ยวกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ควบคุมด้วยสัญญาณแบบพีดับเบิลยูเอ็มโดยผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) เพื่อให้สัญญาณที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากที่สุด และได้ระดับแรงดันตามที่ต้องการ ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในบทนี้จะเริ่มจากคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์และหลักการทำงานโดยการควบคุมแบบสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มวิธีการที่ใช้ในการควบคุมการทำงาน และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.2 อินเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับ หรือ อินเวอร์เตอร์ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆ เช่น ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ และ อุปกรณ์สำรองไฟฟ้า เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นไซน์ วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่สร้างแรงดันกระแสสลับที่สามารถควบคุมขนาดและความถี่ได้ ดังนั้นจึงเป็นวงจรหลักที่นำมาใช้งานในการรักษาระดับแรงดันให้คงที่สำหรับโครงการนี้

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งได้สองกลุ่มคืออินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันซึ่งเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าไม่สูงมากนัก และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสสำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงที่นิยมโดยทั่วไปคือชนิดแหล่งจ่ายกระแสแบ่งเป็นแบบพีดับเบิลยูเอ็มและแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน แต่มีข้อเสียคือขนาดของฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆจะมีค่าสูง อินเวอร์เตอร์ในโครงการนี้เป็นแบบหนึ่งเฟสที่ควบคุมด้วยสัญญาณแบบพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับจ่ายภาระไฟฟ้าหนึ่งเฟส

อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส มี 2 ประเภท ได้แก่ อินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter) และ แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge Inverter) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 เงื่อนไขการทำงานที่สำคัญของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ คือสวิตช์ T_{A+} , T_A และ T_{B+} , T_B ต้องไม่ทำงานพร้อมกันในทุกช่วงเวลา มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัสบวกและบัสลบ ดังนั้นต้องมีเวลาที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแส ซึ่งเรียกว่าเดดไทม์ (Dead Time) โดยเดดไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนมีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ซึ่งเวลาเดดไทม์ดังกล่าวจะต้องมีความเหมาะสม คือหากมีค่าน้อยเกินไปจะมีโอกาสลัดวงจรได้ง่ายหรือถ้าหากมีค่ามากเกินไปก็อาจทำให้แรงดันไฟฟ้าขาออกของอินเวอร์เตอร์มีรูปคลื่นผิดเพี้ยนไปข้อเสียของเดดไทม์คือการเกิดฮาร์มอนิกที่ความถี่รอบข้างความถี่สวิตช์และเกิดความถี่ที่ฮาร์มอนิกลำดับต่ำๆอันจะเป็นผลเสียต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ ถ้าไม่มีเดดไทม์จะทำให้เวลาที่สวิตช์ทั้งคู่นำกระแสพร้อมกันทำให้เกิดการลัดวงจร



รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส (ก) แบบฮาล์ฟบริดจ์ และ (ข) แบบฟูลบริดจ์

2.3 การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม

การสร้างแรงดันไฟฟ้าขาออกชนิดรูปคลื่นไซน์ที่ปรับขนาดและความถี่ด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ กรณีปรับขนาดรูปคลื่นไซน์สามารถทำได้โดยการปรับความกว้างของพัลส์ของสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์ ($V_{control}$) และสัญญาณควบคุมรูปคลื่นสามเหลี่ยม (V_{tri}) ซึ่งนำมาเปรียบเทียบกัน โดยที่ความถี่ของการสวิตช์ (f_s) จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม [1] กรณีปรับความถี่ของแรงดันขาออกที่ต้องการของอินเวอร์เตอร์ทำได้โดยกำหนดความถี่ของสัญญาณอ้างอิง (f_1) อัตราการมอดูเลตด้าน แอมพลิจูดตั้งสมการที่ (2.1) และอัตราการมอดูเลตด้านความถี่ได้ตั้งสมการที่ (2.2) ตามลำดับ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.1)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.2)$$

$\hat{V}_{control}$	คือค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปไซน์
\hat{V}_{tri}	คือค่ายอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
f_1	คือความถี่หลักมูลทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์
f_s	คือความถี่ของการสวิตช์ซิงของอินเวอร์เตอร์
m_a	คืออัตราการมอดูเลตด้านแอมพลิจูด
m_f	คืออัตราการมอดูเลตด้านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตรากรมอดูเลตด้านแอมพลิฟิเคชันแบ่งได้เป็น 2 กรณี

1. ค่า $0 \leq m_a \leq 1$ จะเป็นการควบคุมมอดูเลตเชิงเส้น ซึ่งแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะแปรผันเชิงเส้นกับค่า m_a

2. $m_a > 1$ จะเป็นการควบคุมแบบโอเวอร์มอดูเลต ซึ่งแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกสูงกว่าช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น

การสวิตช์แบบพีคเบิ้ลยูเอ็มมี 2 ประเภท ดังนี้

2.3.1 การสวิตช์แบบไบโพลาร์

การสวิตช์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Switching) คือการควบคุมให้สวิตช์แบบบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่โดยใช้สัญญาณควบคุมเป็นรูปไซน์ (v_{control}) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม (v_{tri}) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) จะได้สัญญาณควบคุมไปขับขาเกตมอสเฟสในรูปที่ 2.3 (ข) โดยการทำงานของสวิตช์ T_{A+} และ T_{B-} จะถูกควบคุมให้ทำงานพร้อมกันในแต่ละช่วงเวลา อีกคู่หนึ่งคือการทำงานของสวิตช์ T_{A-} และ T_{B+} ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าขาออกของกิ่ง A จะแสดงได้ดังสมการที่ (2.3) และ (2.4)

$$V_{AO} = \frac{1}{2} V_d \quad (2.3)$$

เมื่อ $V_{\text{control}} > V_{\text{tri}}$; สวิตช์ T_{A+} และ T_{B-} จะนำกระแส

$$V_{AO} = -\frac{1}{2} V_d \quad (2.4)$$

เมื่อ $V_{\text{control}} < V_{\text{tri}}$; สวิตช์ T_{A-} และ T_{B+} จะนำกระแส

เมื่อคิดอีกหนึ่งกิ่งของอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของกิ่ง B จะเท่ากับค่าลบของแรงดันไฟฟ้าด้านออกของกิ่ง A จะได้ดังสมการที่ (2.5)

$$V_{BO} = -V_{AO} \quad (2.5)$$

ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์หรือแรงดันไฟฟ้าระหว่างกิ่ง A เทียบกับกิ่ง B ได้ดังสมการที่ (2.6) – (2.8)

$$V_O = V_{AO} - V_{BO} = 2V_{AO} \quad (2.6)$$

$$\hat{V}_{O1} = m_a \cdot V_d \quad (2.7)$$

เมื่อ $m_a \leq 1.0$

$$V_d < \hat{V}_{O1} < \frac{4}{\pi} \cdot V_d \quad (2.8)$$

เมื่อ $m_a > 1.0$

ดังนั้นอาจจะสรุปได้ว่าแรงดันไฟฟ้ายอดด้านออกของอินเวอร์เตอร์จะเท่ากับสมการที่(2.7) เมื่อ m_a อยู่ในย่านมอดูเลตเชิงเส้น และ แรงดันไฟฟ้ายอดด้านออกจะเท่ากับสมการที่ (2.4) เมื่อ m_a อยู่ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชัน ซึ่งจะได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะสวิตช์อยู่ระหว่าง $+V_d$ และ $-V_d$ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ส่วนไฮสเตรนจ์โมดจะเกิดขึ้นรอบๆ $m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์ซึ่งแบบไบโพลาร์ คือ

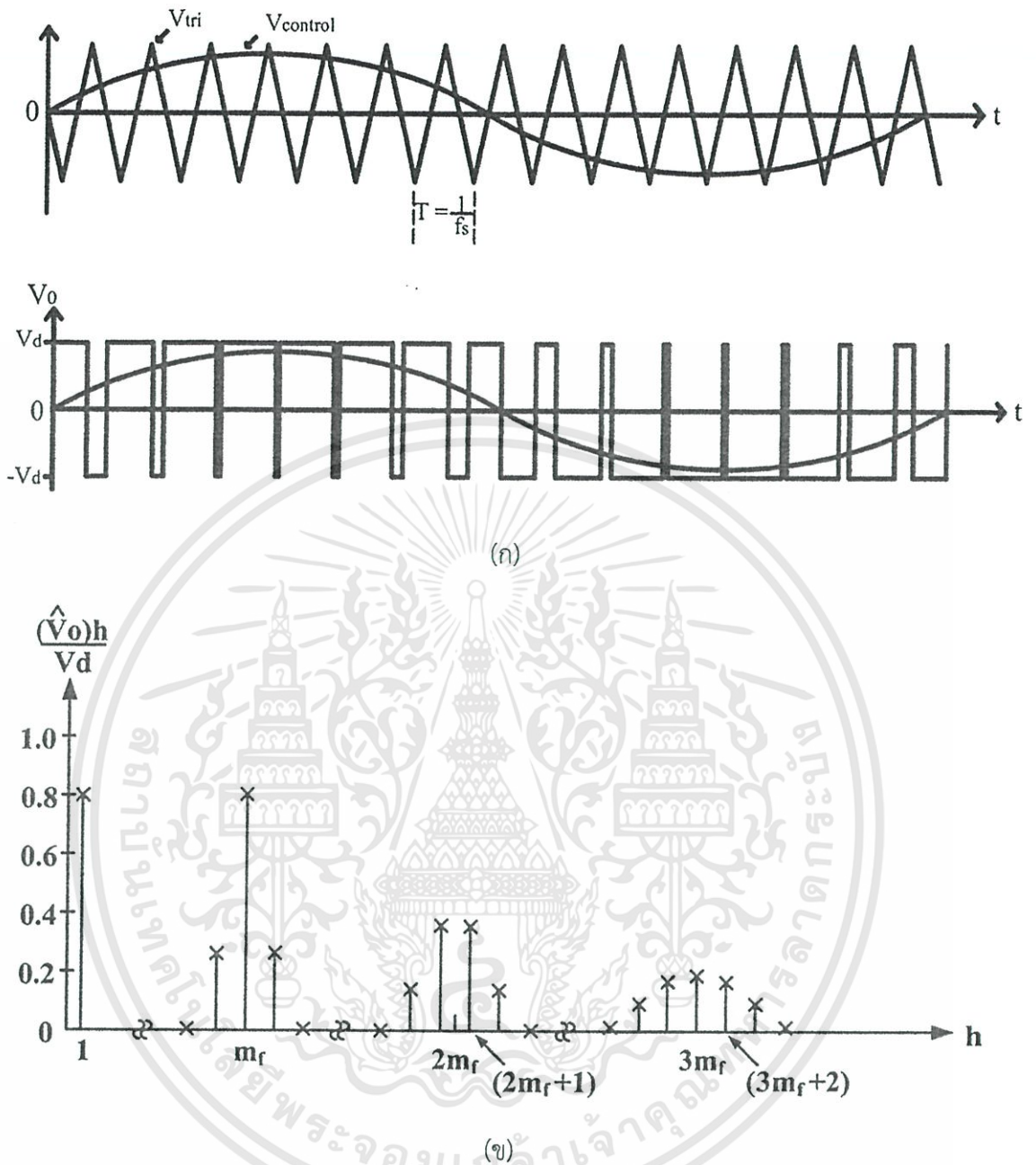
1. มีสัญญาณควบคุมสองสัญญาณคือ สัญญาณรูปคลื่นไซน์และรูปคลื่นสามเหลี่ยมอย่างละรูปคลื่น

2. ในการควบคุมการสวิตช์ T_{A+}, T_{B-} จะทำงานพร้อมกันที่เวลาเดียวกันและ T_{A-}, T_{B+} ก็ทำงานพร้อมกันที่เวลาเดียวกันโดยใช้สัญญาณในการสวิตช์คนละสัญญาณ

3. จะเกิดความถี่จากสเปคตรา คือ เริ่มต้นที่รอบๆ f_s และ จำนวนเท่าของ f_s

2.3.2 การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์

การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Switching) เป็นการควบคุมสวิตช์ในกึ่ง A กับ กึ่ง B ซึ่งจะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือสวิตช์ในกึ่ง A จะถูกควบคุมโดยสัญญาณควบคุม $V_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tri}) ขณะเดียวกันการสวิตช์ในกึ่ง B จะถูกควบคุมโดยสัญญาณควบคุม $-V_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tri}) การสวิตช์มีเงื่อนไขดังสมการที่ (2.9) – (2.12)



รูปที่ 2.2 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณรูปคลื่นไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม และ (ข) สเปกตรัมฮาร์มอนิก จากการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{an} = +V_d \quad (2.9)$$

เมื่อ $V_{\text{control}} > V_{\text{tri}}$; สวิตช์ T_{A+} จะนำกระแส

$$V_{an} = 0 \quad (2.10)$$

เมื่อ $V_{\text{control}} < V_{\text{tri}}$; สวิตช์ T_{A-} จะนำกระแส

$$V_{bn} = +V_d \quad (2.11)$$

เมื่อ $-(V_{\text{control}}) > V_{\text{tri}}$; สวิตช์ T_{B+} จะนำกระแส

$$V_{bn} = 0 \quad (2.12)$$

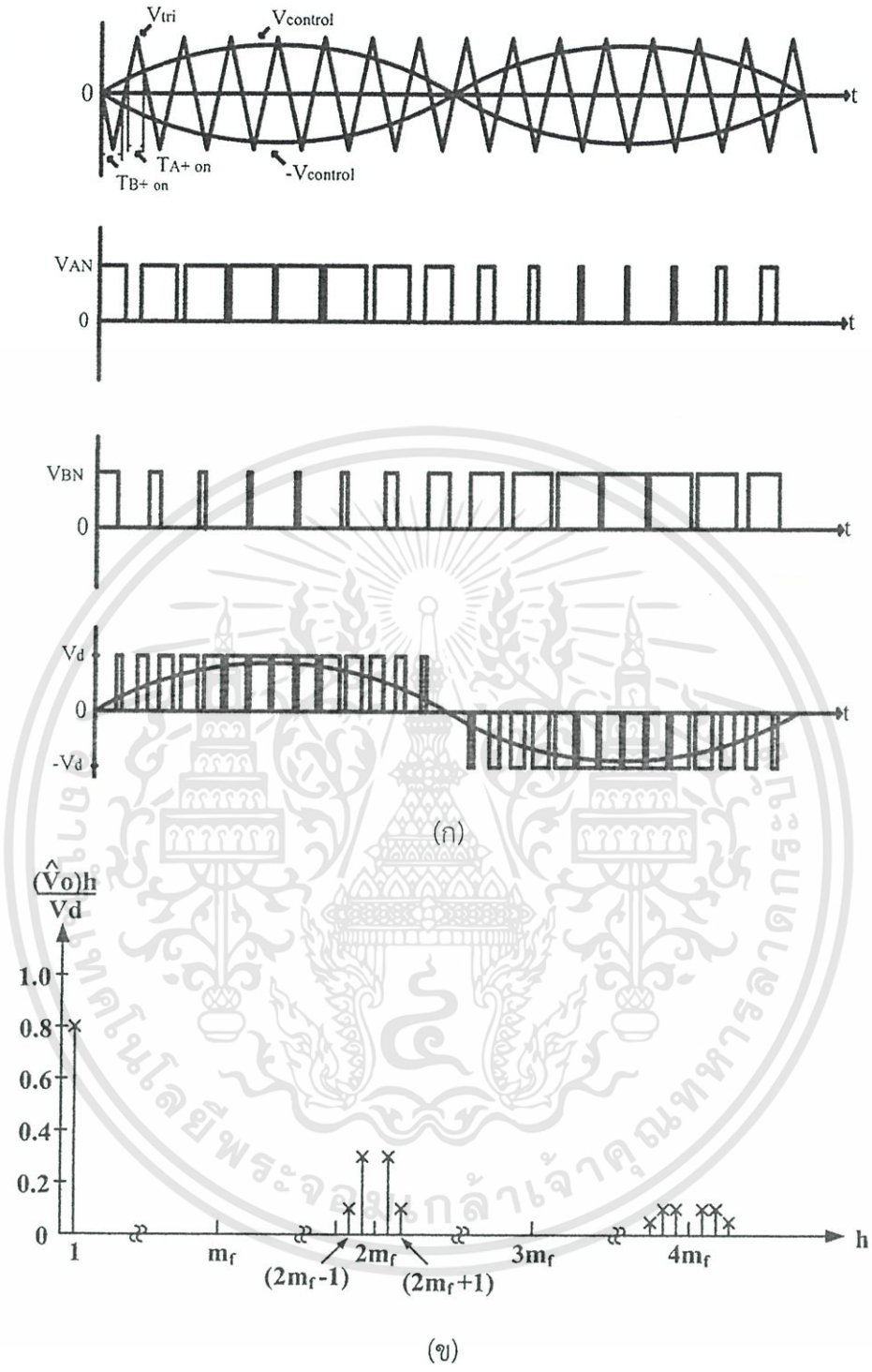
เมื่อ $-(V_{\text{control}}) < V_{\text{tri}}$; สวิตช์ T_{B-} จะนำกระแส

จากสมการ (2.9) – (2.12) สามารถแบ่งการสวิตช์ได้ 4 กรณีได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เงื่อนไขการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์

กรณี	สวิตช์นำกระแส	สวิตช์นำกระแส	V_{an}	V_{bn}	V_o
1	T_{A+}	T_{B-}	$+V_d$	0	$+V_d$
2	T_{A-}	T_{B+}	0	$+V_d$	$-V_d$
3	T_{A+}	T_{B+}	$+V_d$	$+V_d$	0
4	T_{A-}	T_{B-}	0	0	0

จากตารางข้างต้น จะเห็นว่าการเปลี่ยนสถานะของแรงดันระหว่างสาย (V_o หรือ V_{ab}) จะเป็นการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันในช่วงศูนย์ไปยังบวกและศูนย์ไปยังลบ จึงทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากการสวิตช์สูง จุดเด่นของยูนิโพลาร์ คือ การเกิดความถี่ด้านออกจะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตช์ของแต่ละเฟส สอดคล้องดังรูปที่ 2.3 ทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ เล็ก ง่าย และประหยัด



รูปที่ 2.3 (ก) การเปรียบเทียบสัญญาณรูปคลื่นและสัญญาณสามเหลี่ยม และ (ข) สเปกตรัมฮาร์มอนิกจากการสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

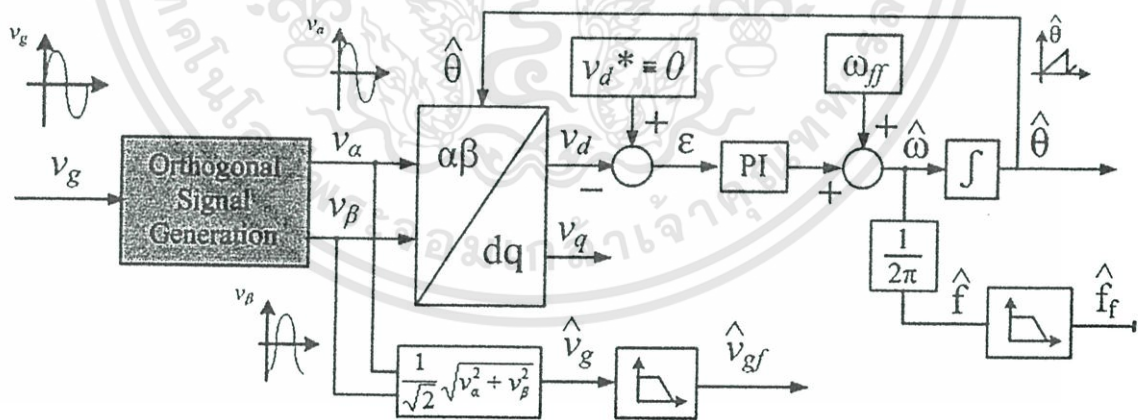
การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์มีข้อแตกต่างดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์

ประเด็น	ไบโพลาร์	ยูนิโพลาร์
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_o)	$V_d \leftrightarrow (-V_d)$	$V_d \leftrightarrow 0$ $(-V_d) \leftrightarrow 0$
ไซด์แบนฮาร์โมนิก	$m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$	$2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$
การกรองความถี่สูง	ดี	ดีมาก
การควบคุม	ง่าย	ซับซ้อน

2.4 การสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก

การสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉากของสัญญาณ (Orthogonal Signal Generation) เป็นวิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในส่วนของการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ วิธีการนี้มักนำมาใช้ร่วมกับวงจรถ่ายเฟสล็อกกลูป (Phase Locked Loop) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งทำการตรวจจับมุมเฟสของแรงดันของระบบไฟฟ้า (Grid) สำหรับใช้ในการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากับระบบ วิธีการนี้ใช้ได้กับอินเวอร์เตอร์ทั้งชนิดสามเฟสและหนึ่งเฟส



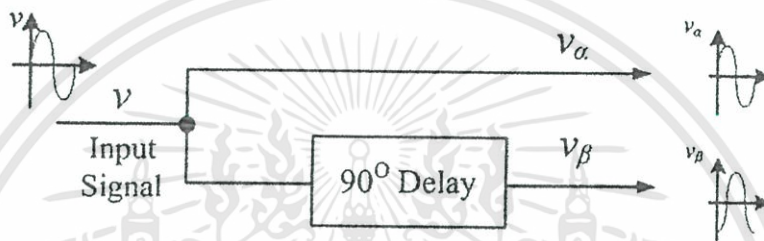
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมเฟสล็อกกลูป

อินเวอร์เตอร์ที่ทำการศึกษาเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส และควบคุมการทำงานด้วยหลักการการควบคุมทางเวกเตอร์ โดยมีการป้อนสัญญาณกลับให้วงจรควบคุม ได้แก่ กระแสที่ไหลผ่าน ตัวเก็บประจุในวงจรกรอง และแรงดันขาออก ซึ่งในการควบคุมเวกเตอร์นั้นต้องใช้สัญญาณ 2 สัญญาณในการควบคุม เนื่องจากสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ตรวจจับมีองค์ประกอบเพียงแนวแกน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดียดังนั้นจึงต้องทำการแยกองค์ประกอบของสัญญาณออกเป็น 2 ส่วน โดยได้นำหลักการการสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉากมาประยุกต์ใช้ การสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากสามารถทำได้หลายวิธี [2] ดังต่อไปนี้

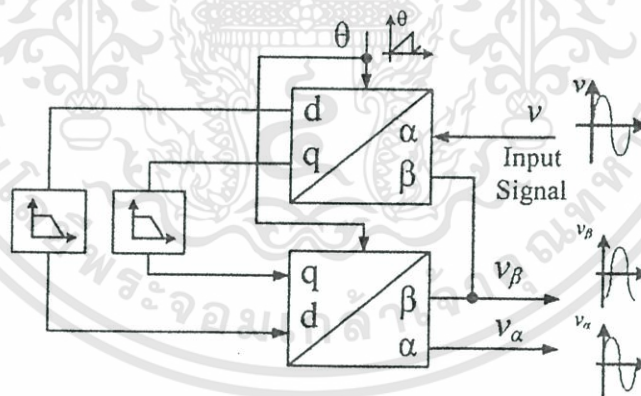
2.4.1 การหน่วงเวลาสัญญาณขาเข้า

การหน่วงเวลาสัญญาณขาเข้าทำให้ได้สัญญาณที่มีมุมเฟสล่าช้าหลังจากสัญญาณขาเข้า 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าการสร้างสัญญาณตั้งฉากด้วยวิธีนี้จะทำให้เวลาในการทำงานรวมของระบบเพิ่มขึ้นถึง $\frac{1}{4}$ เท่าของลูกคลื่นซึ่งเป็นข้อเสียของวิธีการนี้



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากด้วยการหน่วงเวลา

2.4.2 การแปลงกลับของปาร์ค



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากด้วยการแปลงกลับของปาร์ค

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าสัญญาณ v_β และ สัญญาณขาเข้า v คือสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่บล็อกการแปลงของปาร์ค ($\alpha\beta - dq$) ซึ่งสัญญาณขาออกในแนวแกน d ที่ได้จากการแปลงนี้จะใช้ในการหามุมเฟสและความถี่ของสัญญาณขาเข้า v

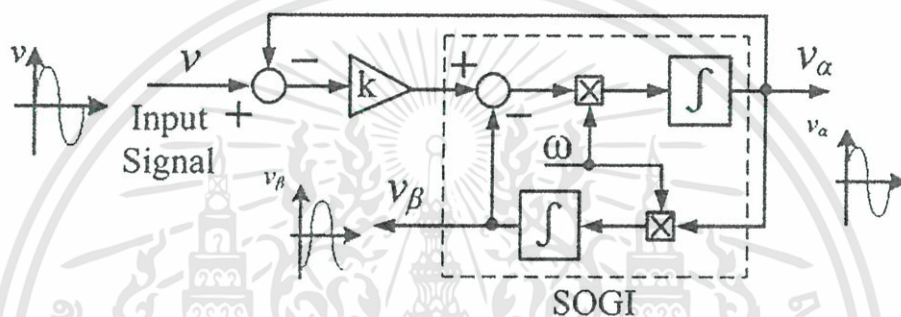
v_α หาได้โดยอาศัยการแปลงกลับของปาร์ค ($dq - \alpha\beta$) ซึ่งมีสัญญาณป้อนเข้าคือสัญญาณขาออกในแนวแกน d และ q จากบล็อกการแปลงของปาร์ค ($\alpha\beta - dq$) โดยป้อนผ่านวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งจากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นได้ว่าการสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉากด้วยวิธีการนี้จะทำให้เกิดวงรอบที่ไม่เป็นเชิงเส้นถึง 2 วงรอบ เป็นผลให้การกำหนดค่าของตัวควบคุมชนิดพีโอและการเลือกค่าคงตัวของเวลาสำหรับวงจรกรองนั้นมีความซับซ้อนและยากมากขึ้นกว่าวิธีการอื่นๆ

2.4.3 การแปลงโดยใช้ Second Order Generalized Integrator (SOGI)

Second Order Generalized Integrator [3] มีบล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 2.7 และนิยามโดยสมการที่ 2.13 ซึ่งวิธีการนี้เป็นวิธีการที่นำมาใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่ทำการศึกษา



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากด้วยการใช้ SOGI

จากรูปที่ 2.7 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ 2.13 และ 2.14

$$H_d(s) = \frac{v_\alpha}{v}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (2.13)$$

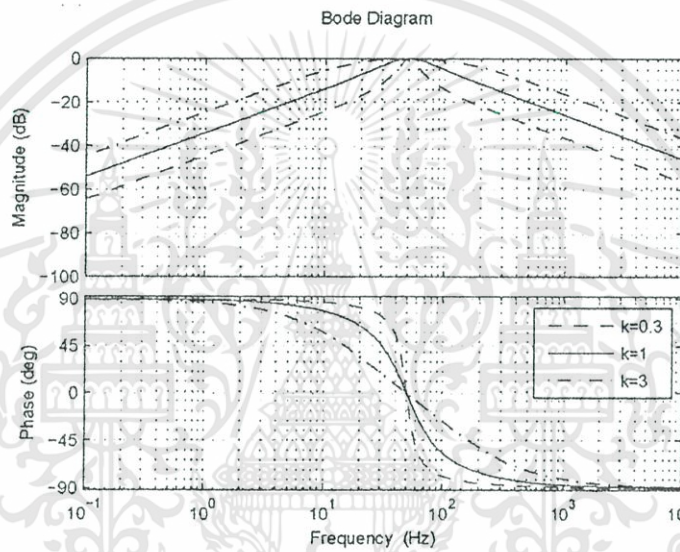
$$H_q(s) = \frac{v_\beta}{v}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (2.14)$$

โดยที่ ω แทนความถี่เรโซแนนซ์ของ SOGI

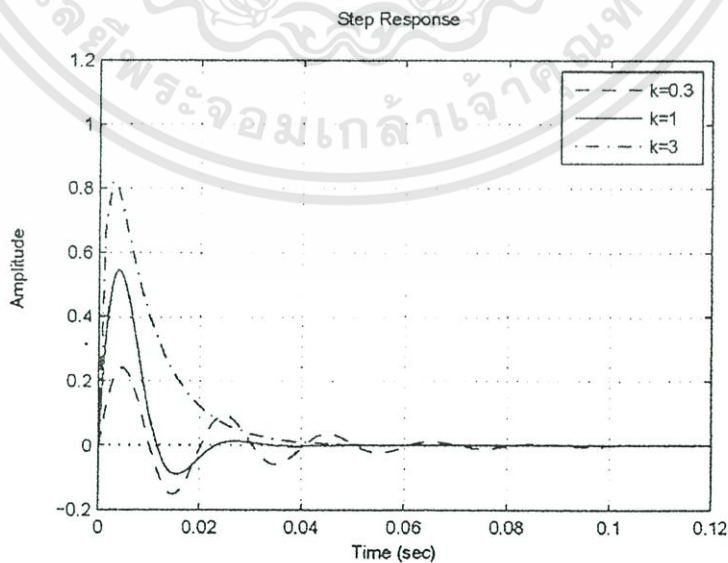
จากสมการที่ 2.13 และ 2.14 จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนมีค่าขึ้นกับความถี่ (ω) ดังนั้นในทางปฏิบัติอาจเกิดปัญหาขึ้นได้หากความถี่ของระบบไฟฟ้า มีความผันผวนในการกำหนดค่า จึงกำหนดให้เป็นค่าที่ปรับเปลี่ยนได้โดยปรับตามความถี่ที่ได้จากส่วนของวงจรเฟสล็อกกลูบ สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ในงานชิ้นนี้เป็นการสร้างแรงดันไซน์ที่มีความถี่คงที่ 50 Hz ดังนั้นจึงกำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าคงที่เป็น 50 Hz

การสร้างสัญญาณตั้งฉากด้วย SOGI โดยทำที่ความถี่เรโซแนนซ์ (ω) จะทำให้สัญญาณขาเข้าถูกรองจนได้เป็นสัญญาณขาออกสองสัญญาณที่รูปคลื่นไม่ผิดเพี้ยนและขนาดแอมพลิจูดไม่ถูกลดทอนดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยมีค่า k เป็นค่าคงที่ที่กำหนดระดับของการกรองสัญญาณ กล่าวคือ เมื่อ k มีค่าลดลง แถบความถี่ผ่าน (Band Pass) ของวงจรกรองจะแคบลง และมีการกรองที่มากขึ้น แต่ทำให้ระบบมีการตอบสนองเชิงพลวัตที่ช้าลงดังแสดงในรูปที่ 2.8 และ 2.9

การสร้างสัญญาณตั้งฉากด้วยวิธีนี้มีข้อได้เปรียบมากกว่าวิธีการอื่นๆ คือ โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน สามารถกรองสัญญาณขาเข้าได้โดยไม่มีการหน่วงเวลา และปรับเปลี่ยนได้ตามความถี่ของระบบ



รูปที่ 2.8 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอน H_d ที่ค่า k ต่างๆ [3]



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองแบบขั้นของฟังก์ชันถ่ายโอน H_d ที่ค่า k ต่างๆ [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเหตุผลดังกล่าว จึงได้เลือกใช้วิธีของ SOGI ในการสร้างสัญญาณตั้งฉากของ กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในวงจรกรองและแรงดันขาออกแล้วจึงป้อนเข้าสู่ตัวควบคุมชนิดพีโอ ต่อไป การกำหนดค่าคงที่และสมการการสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉากสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ในงานชิ้นนี้ อธิบายไว้ในภาคผนวก ก

2.5 ทฤษฎีกรอบอ้างอิง

ในการควบคุมการทำงานของวงจรโดยอาศัยการป้อนกลับของสัญญาณในวงจรมานั้น จะทำให้เกิดความยุ่งยากในการควบคุมเนื่องจากการคัปปลิงกันของตัวแปร ซึ่งการควบคุมตัวแปรแต่ละตัวจะมีผลกระทบต่อกัน วิธีการควบคุมทางเวกเตอร์ที่นำมาใช้ในการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ใช้หลักการของทฤษฎีกรอบอ้างอิง (Reference frame Theory) [4] ซึ่งมีประโยชน์ในการลดรูปสมการและจำนวนตัวแปรให้น้อยลง กำจัดองค์ประกอบที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา และสามารถทำให้ตัวแปรอยู่ในรูปของ dc ได้เมื่อพิจารณาในกรอบอ้างอิงที่เหมาะสม อินเวอร์เตอร์ในงานชิ้นนี้เป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟสการแปลงแกนที่นำมาใช้ในการควบคุมเวกเตอร์ ได้แก่

2.5.1 การแปลงของพาร์ค

การแปลงของพาร์ค (Park's Transform) เป็นการแปลงตัวแปรจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปสู่กรอบอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็ว $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ โดยมีการแปลงดังสมการที่ 2.15

$$\begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd}^s \\ f_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

โดยที่ θ แทนมุมระหว่างกรอบอ้างอิงหมุนกับกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง
 f แทนตัวแปรใดๆ

2.5.2 การแปลงกลับของพาร์ค

การแปลงกลับของพาร์ค (Inverse Park's Transform) เป็นการแปลงกลับจากกรอบอ้างอิงใดๆ หรือกรอบอ้างอิงซิงโครนัสไปสู่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งโดยมีการแปลงดังสมการที่ 2.16

$$\begin{bmatrix} f_{sd}^s \\ f_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

โดยที่ θ แทนมุมระหว่างกรอบอ้างอิงหมุนกับกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง
 f แทนตัวแปรใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การเริ่มเดินวงจรด้วยการลดระดับแรงดัน

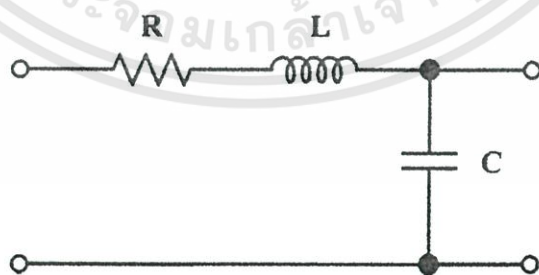
การลดระดับแรงดันที่ป้อนเข้าสู่วงจรกำลัง (Reduced Voltage Starting) เป็นวิธีการที่ใช้นิยมใช้สำหรับการเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์เพื่อลดการกระชากของกระแสไฟฟ้าในช่วงแรกซึ่งอาจขึ้นไปสูงถึง 4 - 10 เท่าของกระแสที่พิกัดภาระไฟฟ้า วิธีการนี้สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการเริ่มเดินวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อลดกระแสกระชากในช่วงแรกได้เช่นเดียวกัน

ขนาดของกระแสมีค่าขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรกำลังขณะเริ่มเดิน ตามกฎของโอห์ม ($I = E / Z$) เมื่อ I คือ กระแสขณะเริ่มเดิน, E คือ แรงดันที่ป้อนเข้า และ Z คือ อิมพีแดนซ์ของวงจร ดังนั้นหากสามารถลดระดับแรงดันที่ป้อนเข้าวงจรกำลังได้ กระแสจะมีขนาดลดลง ซึ่งการลดระดับแรงดันนั้นสามารถทำได้หลายวิธี ได้แก่ การต่อตัวต้านทานทางด้านขาเข้า การใช้หม้อแปลงแบบออโต้ การต่อวงจรแบบสตาร์-เดลต้า การใช้วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ไทริสเตอร์ เป็นต้น เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่ทำการศึกษาเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส จึงเลือกใช้การต่อตัวต้านทานทางด้านขาเข้าเพื่อลดระดับแรงดันในช่วงแรก เนื่องจากทำได้ง่ายและสามารถควบคุมได้ด้วยแมกเนติกคอนแทกเตอร์

การต่อตัวต้านทานเพิ่มเข้าทางด้านขาเข้าจะทำให้แรงดันบางส่วนตกคร่อมตัวต้านทานเป็นผลให้แรงดันที่ป้อนเข้าสู่วงจรกำลังลดระดับลง จากนั้นจึงตัดตัวต้านทานดังกล่าวออกด้วยแมกเนติกคอนแทกเตอร์เพื่อเดินวงจรตามปกติ

2.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือวงจรที่ยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนด หรือ ความถี่ตัดผ่าน (Cutoff Frequency) ผ่านไปได้ และลดขนาดสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ตัดผ่าน วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่เลือกใช้ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ดังแสดงในรูปที่ 2.10 โดยที่ R แสดงค่าความต้านทานภายในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ (Ω)



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 2.10 เขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่ได้ดังสมการที่ 2.17

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (2.17)$$

- โดยที่ L คือ ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ (H)
 C คือ ขนาดของตัวเก็บประจุ (F)
 R คือ ความต้านทานในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ (Ω)

การเลือกขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสำหรับวงจรรองสัญญาณที่เหมาะสมมีความจำเป็นอย่างยิ่ง [5] ทั้งนี้เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่เหมาะสมจะทำให้แรงดันขาออกที่ได้มีลักษณะรูปคลื่นดังที่ต้องการซึ่งอาจพิจารณาได้จากร้อยละความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่น (Total Harmonic Distortion, %THD) หากความถี่ตัดผ่านมีค่าสูงเกินไป รูปคลื่นอาจยังคงมีความผิดเพี้ยนอยู่มากเนื่องจากสัญญาณความถี่สูงๆ ถูกกรองออกไม่หมด แต่หากความถี่ตัดผ่านมีค่าต่ำเกินไปอาจมีผลให้ขนาดแอมพลิจูดของรูปคลื่นถูกลดทอนไปจนต่ำกว่าระดับที่ต้องการได้ ความถี่ตัดผ่านสัมพันธ์กับขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุดังสมการที่ 2.18

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.18)$$

- โดยที่ f_c คือ ความถี่ตัดผ่าน (Hz)
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (H)
 C คือ ค่าตัวเก็บประจุ (F)

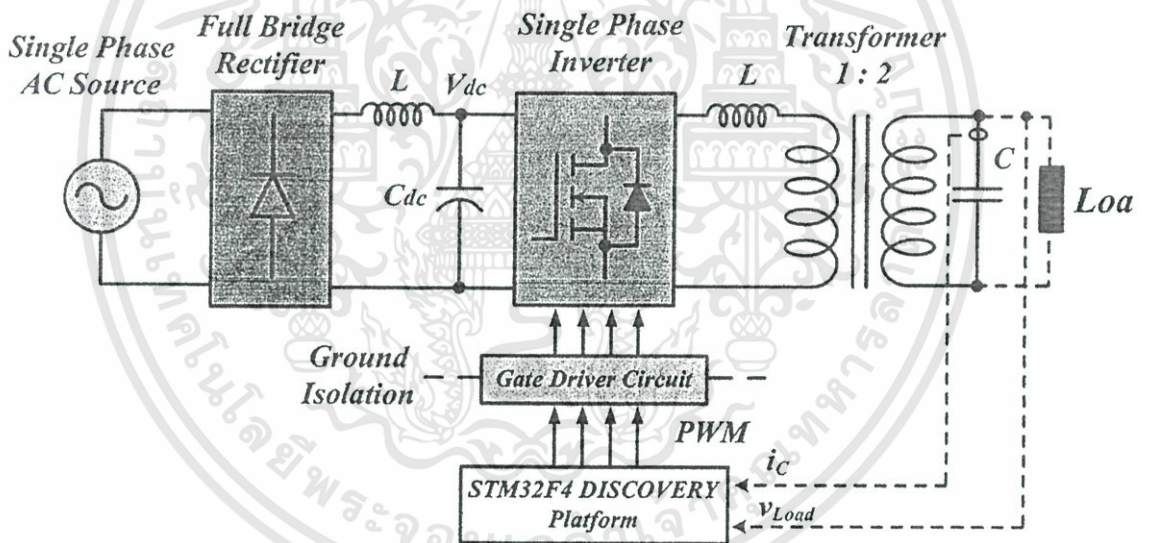
บทที่ 3

การออกแบบและการประกอบสร้าง

3.1 บทนำ

ในบทนี้แสดงวิธีการจำลองผลการทำงานผ่านทางคอมพิวเตอร์และวงจรการทำงานจริงซึ่งระบบการทำงานถูกออกแบบและจำลองผลการทำงานผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อเป็นแนวทางในการประกอบสร้างอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ที่สามารถควบคุมสัญญาณแรงดันขาออกให้มีขนาดคงที่ตลอดการจ่ายให้แก่ภาระไฟฟ้า ระบบที่ทำการจำลองขึ้นนี้อาศัยหลักการและทฤษฎีที่มีส่วนเกี่ยวข้องเพื่อให้ได้ผลการจำลองการทำงานใกล้เคียงกับผลการทำงานจริงมากที่สุด โดยวงจรโดยรวมมีหลักการทำงานดังอธิบายในหัวข้อถัดไป

3.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์

จากบล็อกไดอะแกรมสำหรับการทดลองดังแสดงในรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งวงจรการทำงานออกได้เป็น 2 ส่วน ได้แก่ วงจรกำลัง และ วงจรควบคุม ในส่วนของวงจรกำลังเริ่มต้นการทำงานด้วยการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีตัวเหนี่ยวนำขนาด 9 mH และตัวเก็บประจุขนาด 6800 μ F เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จากนั้นจึงผ่านเข้าสู่วงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับ หรือ อินเวอร์เตอร์เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งแรงดันที่ได้นี้ประกอบด้วยแรงดันฮาร์มอนิกที่ลำดับสูงๆ จำนวนมาก จึงต้องทำการกรองด้วยวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

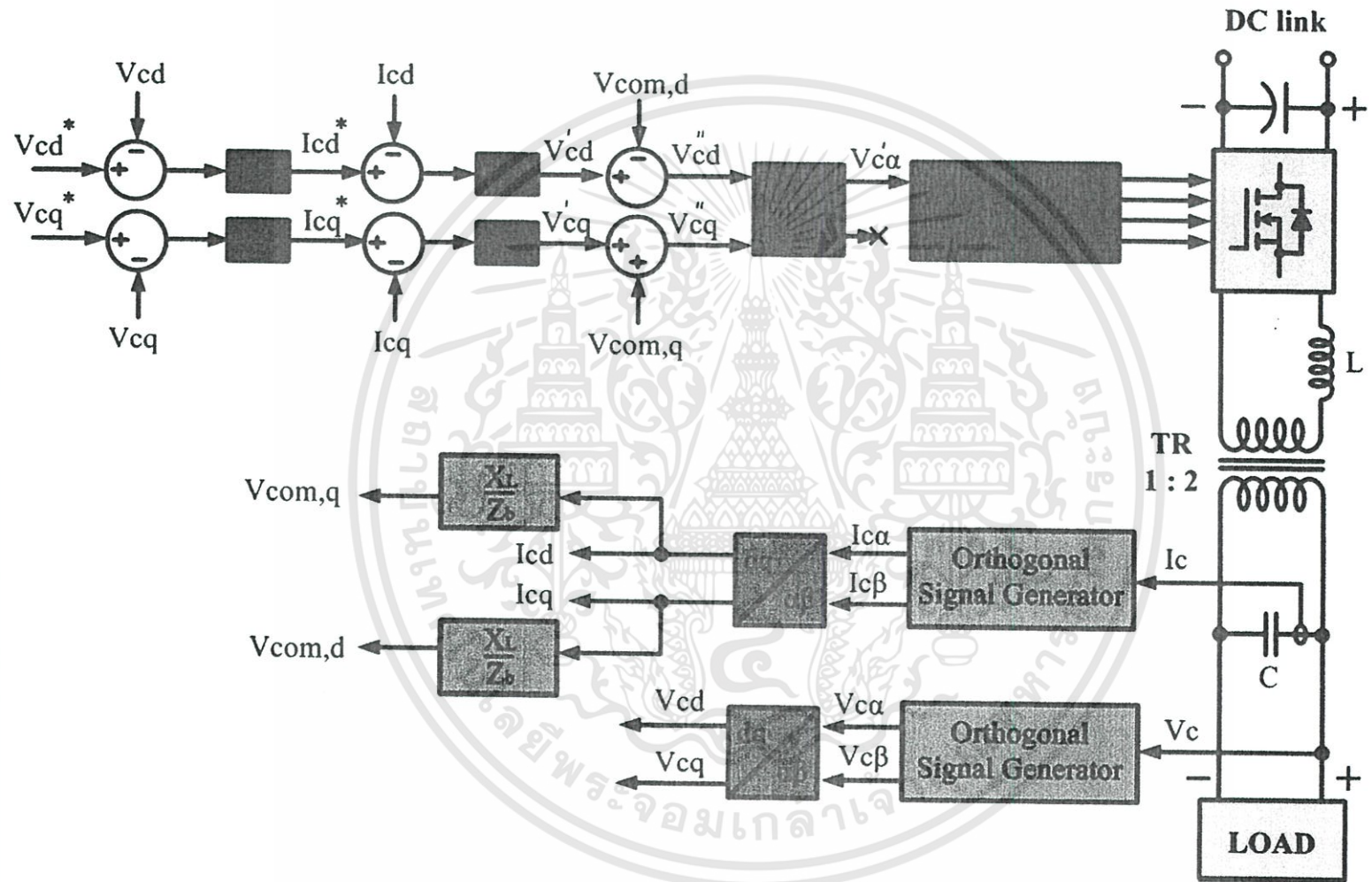
แรงดันที่ได้นี้ประกอบด้วยแรงดันฮาร์มอนิกที่ลำดับสูงๆ จำนวนมาก จึงต้องทำการกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อกรองฮาร์มอนิกที่เกิดจากการสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ ออก และให้ได้แรงดันขาออกมีรูปคลื่นใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากที่สุด แรงดันขาออกจากคอนเวอร์เตอร์มีขนาด 115 Vrms เมื่อผ่านวงจรกรองและหม้อแปลงแรงดันที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 1:2 จะได้แรงดัน 230 Vrms สำหรับจ่ายให้แก่ภาระไฟฟ้าต่อไป

ส่วนของวงจรควบคุมมีหน้าที่ควบคุมการทำงานของระบบเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในลักษณะที่ต้องการโดยผ่านการสร้างสัญญาณพีดีบีเอสยูเอ็ม วงจรควบคุมที่ออกแบบเป็นตัวควบคุมป้อนกลับชนิดพีไอ ทำงานโดยอาศัยการตรวจวัดสัญญาณกระแสที่ตัวเก็บประจุในวงจรกรอง และตรวจจับแรงดันขาออกที่จ่ายไปยังภาระไฟฟ้า วงจรควบคุมทำงานด้วยหลักการการควบคุมเวกเตอร์ที่ทำการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 DISCOVERY ของบริษัท STMicroelectronics [6] ซึ่งทำการสร้างสัญญาณพีดีบีเอสยูเอ็มสำหรับวงจรขับเคลื่อนเพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์ในคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.1

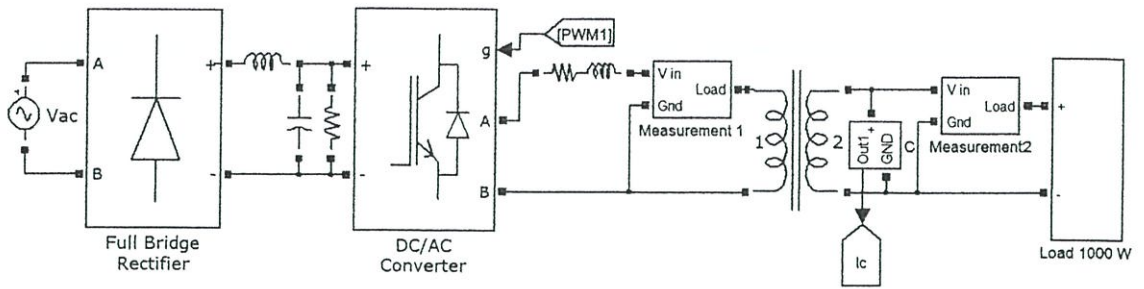
การควบคุมระบบการทำงานโดยหลักการการควบคุมเวกเตอร์มีขั้นตอนแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งถูกนำมาจำลองผลการทำงานผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อเป็นแนวทางในการประกอบสร้างอินเวอร์เตอร์ 1 แบบแผนการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์และระบบการทำงานจริงได้อธิบายไว้ในหัวข้อถัดไป

3.3 การจำลองทางคอมพิวเตอร์

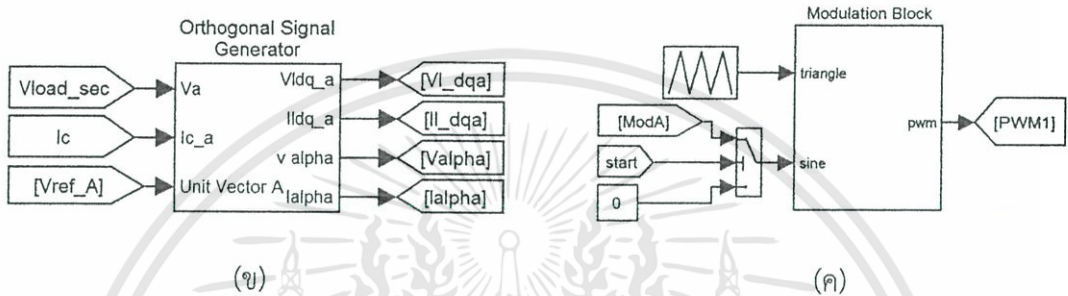
ในการจำลองทางคอมพิวเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส เพื่อศึกษาลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดัน กำหนดให้พิกัดกำลังของอินเวอร์เตอร์มีขนาด 1 kVA แรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเท่ากับ 115 V และแรงดันด้านทุติยภูมิเท่ากับ 230 V การควบคุมการทำงานของระบบดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.2 สามารถนำไปสร้างเป็นแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นแบบหนึ่งเฟส

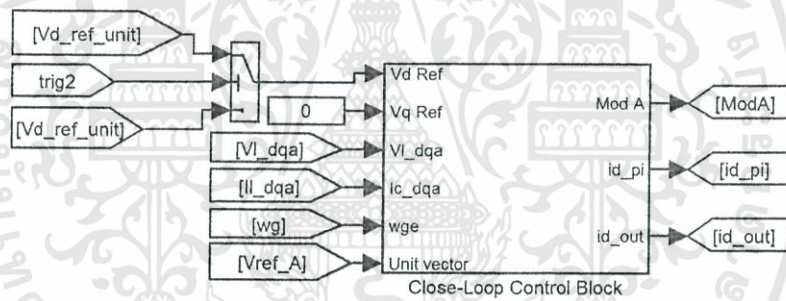


(ก)



(ข)

(ค)



(ง)

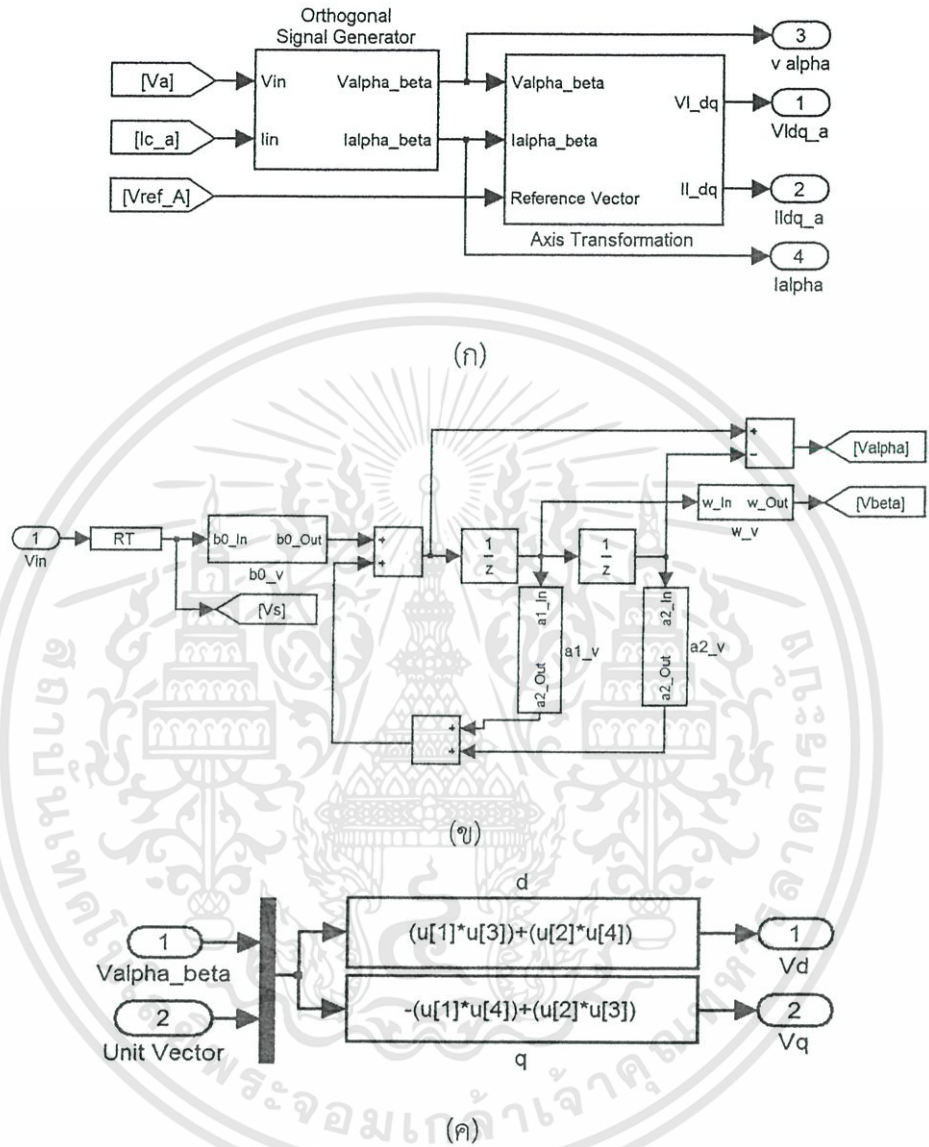
รูปที่ 3.3 (ก) วงจรกำลัง (ข) บล็อกโตะแกรมการสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉาก (ค) บล็อกโตะแกรมการสร้างสัญญาณพีดีบีลยูเอ็ม และ (ง) บล็อกโตะแกรมตัวควบคุมชนิดพีโอ จากวงจรการจำลองการทำงานทางคอมพิวเตอร์โดยโปรแกรม MATLAB/Simulink

3.3.1 ส่วนสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก

วิธีการควบคุมที่ใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์นี้อาศัยหลักการของการควบคุมเวกเตอร์ ซึ่งต้องการควบคุมแรงดันขาออกให้มีขนาดคงที่ ในการควบคุมเวกเตอร์นั้นต้องใช้สัญญาณ 2 สัญญาณในการควบคุม เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบเป็นชนิดหนึ่งเฟส ดังนั้นจึงต้องทำการแยกองค์ประกอบ กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในวงจรรองและแรงดันขาออกที่จ่ายไปยังภาระไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้ออกเป็น 2 องค์ประกอบที่ตั้งฉากกัน โดยการแปลงให้อยู่ในระบบสองเฟส $\alpha\beta$ ด้วยวิธี Second Order Generalized Integrator ดังรูปที่ 3.4 (ก) และ 3.4 (ข) แสดงตัวอย่างการแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

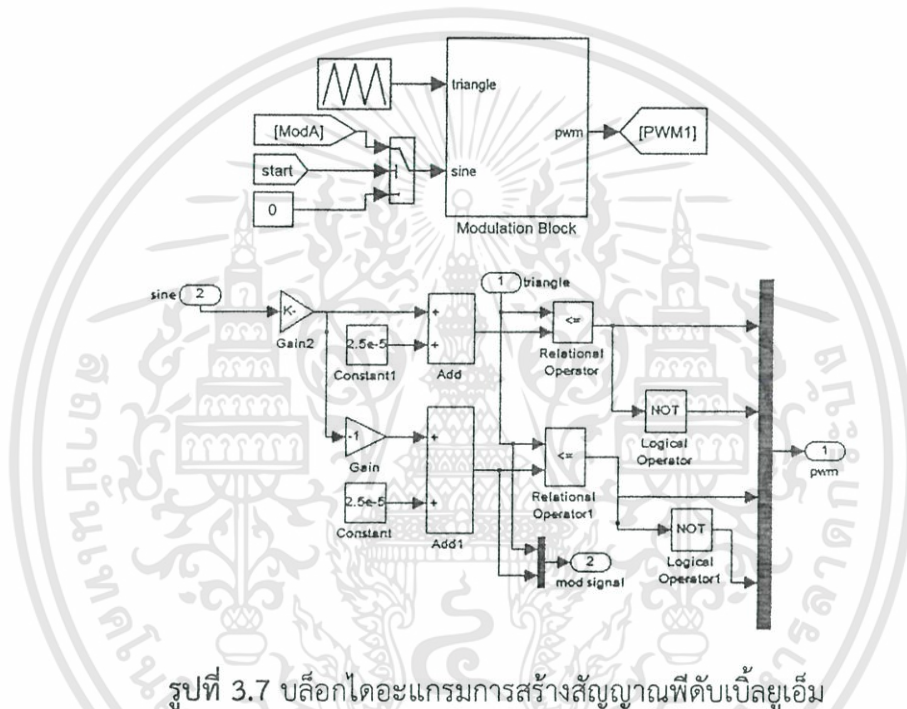
แรงดันขาออกด้วยวิธีการดังกล่าว (Valpha, Vbeta) แล้วจึงแปลงเข้าสู่กรอบอ้างอิงของแรงดันอ้างอิงที่สร้างขึ้นด้วยการแปลงของปาร์ค (Vd, Vq) ดังรูปที่ 3.4 (ค)



รูปที่ 3.4 (ก) การแปลงแรงดันและกระแสหนึ่งเฟสเป็นสองเฟสในกรอบอ้างอิงที่สร้างขึ้น (ข) การสร้างองค์ประกอบในแนวตั้งฉากในระบบ $\alpha\beta$ ของแรงดันขาออก และ (ค) การแปลงของปาร์คของแรงดันตั้งฉาก ในส่วนบล็อกการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก

3.3.3 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม

เมื่อสัญญาณต่างๆ ผ่านการควบคุมของวงรอบกระแสและแรงดันแล้ว สัญญาณขาออก ที่ได้จะถูกแปลงกลับเข้าสู่กรอบอ้างอิงในระบบ $\alpha\beta$ ด้วยการแปลงกลับของปาร์ค เพื่อนำไปควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่มีความถี่การสวิตช์ 5 kHz โดยสัญญาณที่นำไปใช้ควบคุมนั้น ใช้เพียงสัญญาณแรงดันในแนวแกนแอลฟาเพียงสัญญาณเดียวเท่านั้นเนื่องจากอินเวอร์เตอร์เป็นชนิดหนึ่งเฟส สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่ได้จะถูกนำไปใช้ในการขับขาเกตของมอสเฟตทั้ง 4 ตัว ให้ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม

3.4 การออกแบบวงจรจริงที่ใช้ในการทดสอบ

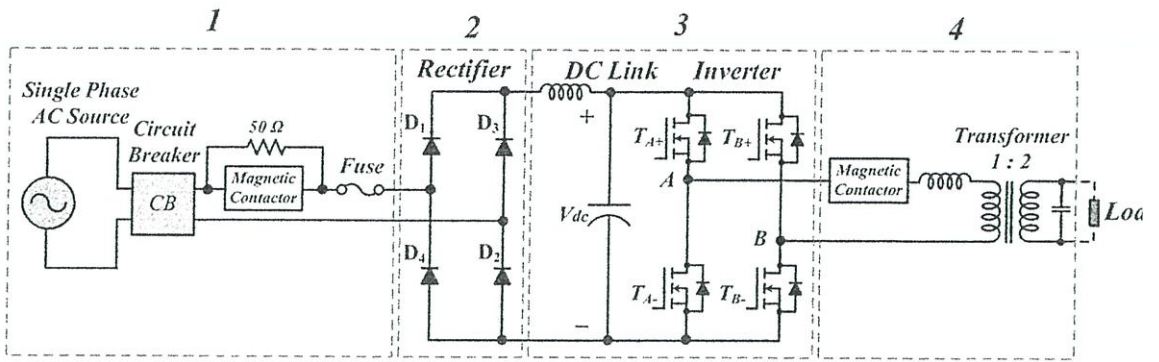
3.4.1 การออกแบบวงจรกำลัง

วงจรกำลังมีหน้าที่หลักในการแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ กรองฮาร์มอนิกของสัญญาณให้ได้รูปคลื่นที่ใกล้เคียงไซน์มากที่สุด และเพิ่มระดับแรงดันขึ้นเป็น 230 Vrms สำหรับจ่ายภาระไฟฟ้า วงจรกำลังประกอบด้วยวงจรต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ซึ่งแบ่งได้เป็น 4 ส่วนดังต่อไปนี้

3.4.1.1 อุปกรณ์ตัดต่อวงจรและอุปกรณ์ป้องกัน

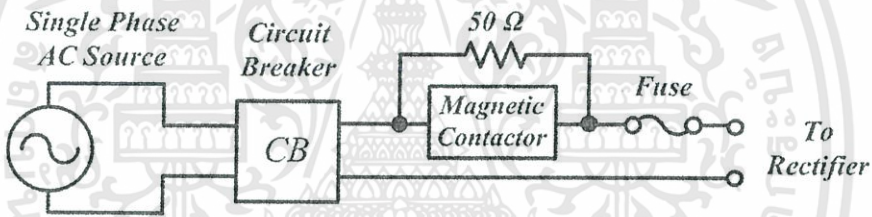
อุปกรณ์ตัดต่อวงจรและอุปกรณ์ป้องกันต่อเข้าระบบการทดลอง ดังแสดงในรูปที่ 3.9 เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าในวงจรที่มากเกินไป การป้องกันวงจรกำลังประกอบด้วย เซอร์คิตเบรกเกอร์ แมกเนติกคอนแทคเตอร์ ตัวต้านทานขนาด 50 Ω และฟิวส์ขนาด 15 A 250 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

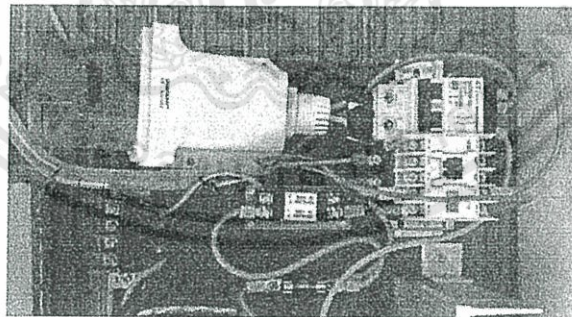


รูปที่ 3.8 วงจรกำลัง

วงจรกำลังเริ่มทำงานด้วยวิธี Soft Start โดยอาศัยตัวต้านทานขนาด 50 Ω (Bypass Resistor) ต่ออนุกรมเข้ากับวงจรกำลังเพื่อจำกัดกระแสไฟฟ้าขณะเริ่มเดินจนกระทั่งแรงดันทางด้านกระแสตรงมีขนาดคงที่จึงตัดตัวต้านทานออก โดยใช้สวิตช์ควบคุมผ่านแมกเนติกคอนแทคเตอร์



(ก)



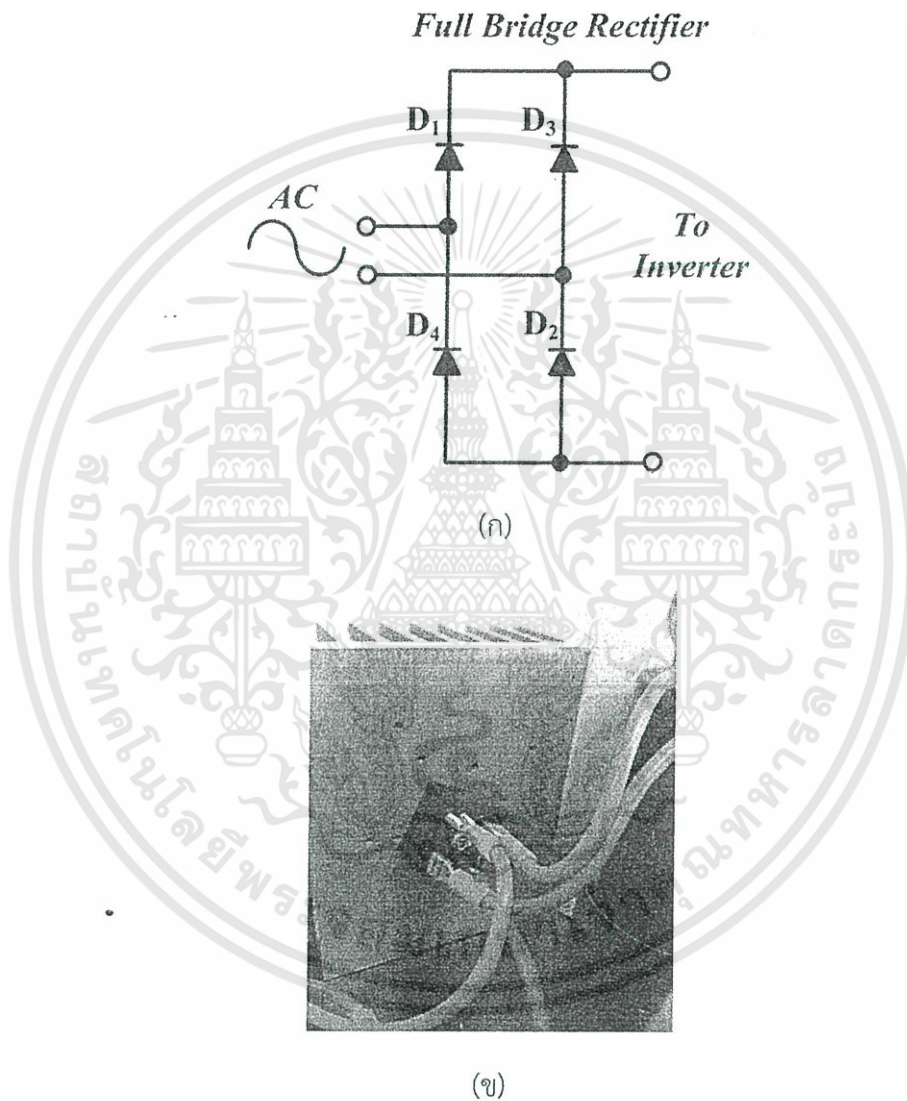
(ข)

รูปที่ 3.9 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงอุปกรณ์ตัดต่อวงจรและ อุปกรณ์ป้องกันวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1.2 วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ไดโอด

วงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ไดโอดใช้เบอร์ GBPC3508 มีพิกัดแรงดันที่ 560 Vrms กระแส 35 A รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 230 Vrms เพื่อแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง มีวงจรดังแสดงดังรูปที่ 3.10

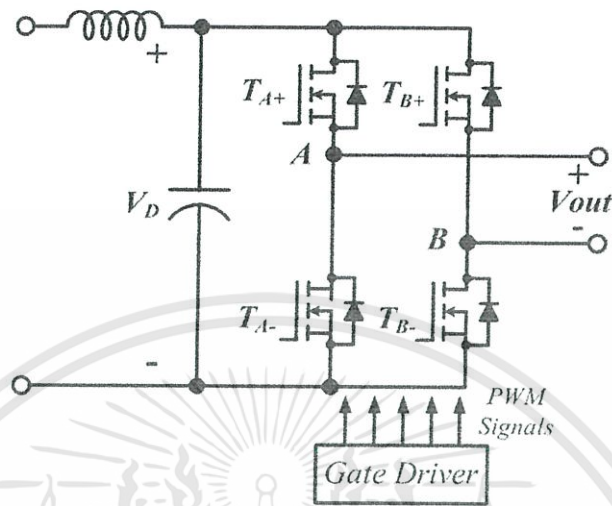


รูปที่ 3.10 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสแบบฟูลบริดจ์

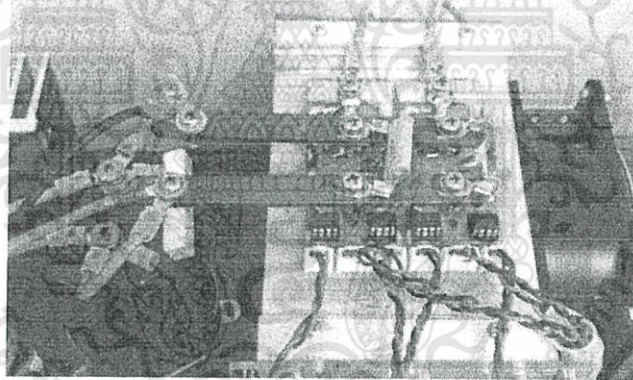
3.4.1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จะถูกกรองให้เรียบขึ้นด้วยตัวเก็บประจุขนาด 6800 μF 450 VDC และตัวเหนี่ยวนำขนาด 9 mH แล้วจึงผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับแบบฟูลบริดจ์หนึ่งเฟส หรืออินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์การสวิตช์ ได้แก่ มอสเฟต IRFP460 พิกัด 500 V 18.4 A จำนวน 4 สวิตช์ ต่อวงจรดังรูปที่ 3.11 โดยมอสเฟตจะทำงานด้วยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มจากวงจรขับเคลื่อน



(ก)



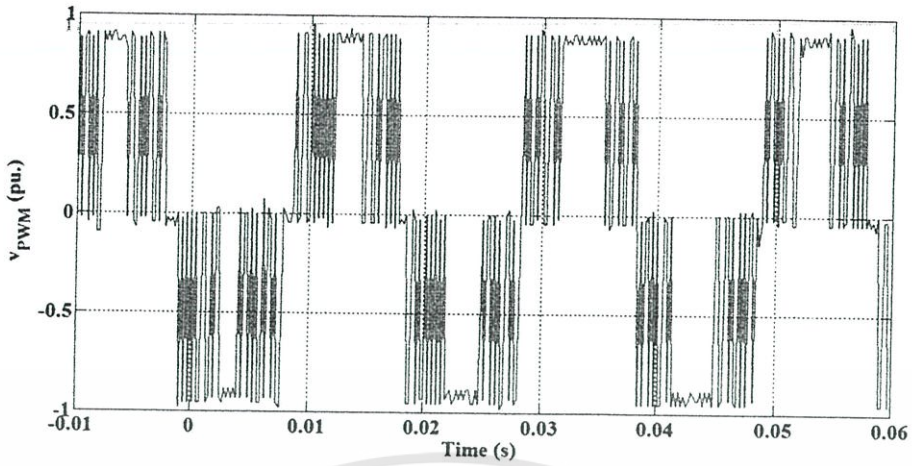
(ข)

รูปที่ 3.11 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

3.4.1.4 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านและหม้อแปลง

แรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ในการทดลองนี้ มีการสวิตช์ด้วยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม จึงมีลักษณะรูปคลื่นที่เป็นไซน์ไม่สมบูรณ์ สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่ใช้มีการสวิตช์ด้วยความถี่ 5 kHz ซึ่งเป็นการสวิตช์ด้วยความถี่สูง ทำให้มีฮาร์มอนิกความถี่ค่าสูงๆ เกิดขึ้นที่แรงดันขาออก โดยมีรูปคลื่นสัญญาณแสดงดังรูปที่ 3.12 ดังนั้นจึงต้องสร้างวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาแรงดันฮาร์มอนิกลำดับสูงนี้ออก และทำให้แรงดันขาออกมีรูปคลื่นใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากที่สุด

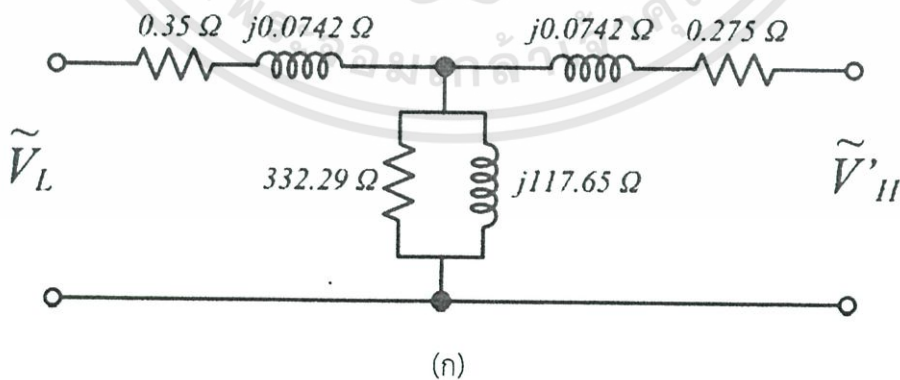
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



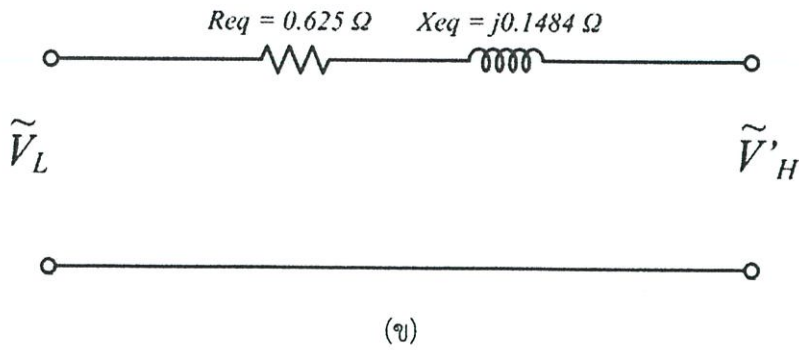
รูปที่ 3.12 แรงดันขาออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่เลือกใช้เป็นชนิด LC ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เนื่องจากวงจรกำลังประกอบด้วยหม้อแปลงอัตราส่วน 1:2 เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าขาออกเป็น $230 V_{rms}$ สำหรับจ่ายให้แก่ภาระไฟฟ้า ดังนั้นในการเลือกค่าความถี่ตัดผ่าน ขนาดตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้น จึงต้องพิจารณาผลของความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงด้วย

หม้อแปลงอัตราส่วน 1 : 2 ที่ใช้จริงมีวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 3.13 (ก) ซึ่งได้จากการทดสอบหม้อแปลงแบบเปิดวงจร การทดสอบแบบลัดวงจร และ VI method โดยการอ้างอิงค่าต่างๆ มาทางด้านปฐมภูมิ ซึ่งได้อธิบายไว้ในภาคผนวก ข วงจรสมมูลดังกล่าวจะนำไปพิจารณาร่วมกับการออกแบบวงจรกรอง เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณค่าความถี่ตัดผ่านของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จึงทำการยุบรวมอิมพีแดนซ์ของหม้อแปลงจากวงจรสมมูล ได้วงจรดังแสดงในรูปที่ 3.13 (ข)



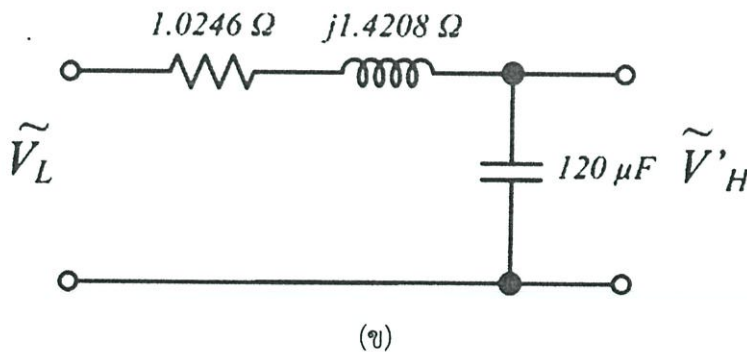
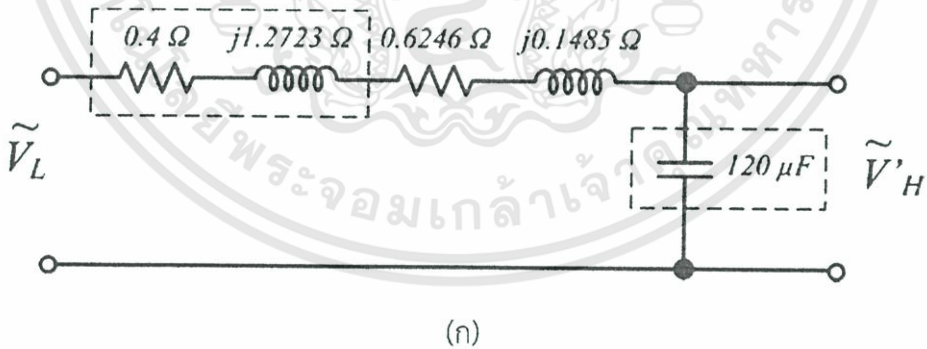
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



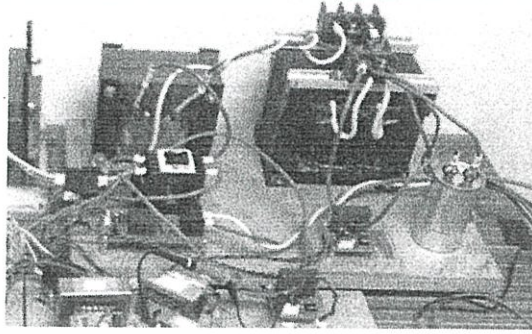
รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลของหม้อแปลง (ก) เมื่ออ้างอิงค่ามาทางด้านปฐมภูมิ และ (ข) เมื่อยุบรวมอิมพีแดนซ์

ตัวเหนี่ยวนำที่เลือกใช้มีขนาด 4.05 mH ไว้ที่ด้านขาเข้าของหม้อแปลงปฐมภูมิ และตัวเก็บประจุมีขนาด 30 μF ไว้ที่ด้านขาออกของหม้อแปลงทุติยภูมิ (เท่ากับ 120 μF เมื่อย้ายมาทางปฐมภูมิ ซึ่งการต่อวงจรในลักษณะดังกล่าวทำให้ง่ายต่อการยุบรวมอิมพีแดนซ์และการออกแบบวงจรกรองความถี่ วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่ร่วมกับหม้อแปลงแสดงในรูปที่ 3.14 (ก) และ (ข) สามารถคำนวณค่าความถี่ตัดผ่านดังสมการที่ (2.18) ได้ค่าเท่ากับ 216.04 Hz และมีฟังก์ชันถ่ายโอน $G(s)$ ดังสมการที่ 3.1

$$G(s) = \frac{1.8426 \times 10^6}{s^2 + (2.2656 \times 10^2)s + (1.8426 \times 10^6)} \tag{3.1}$$



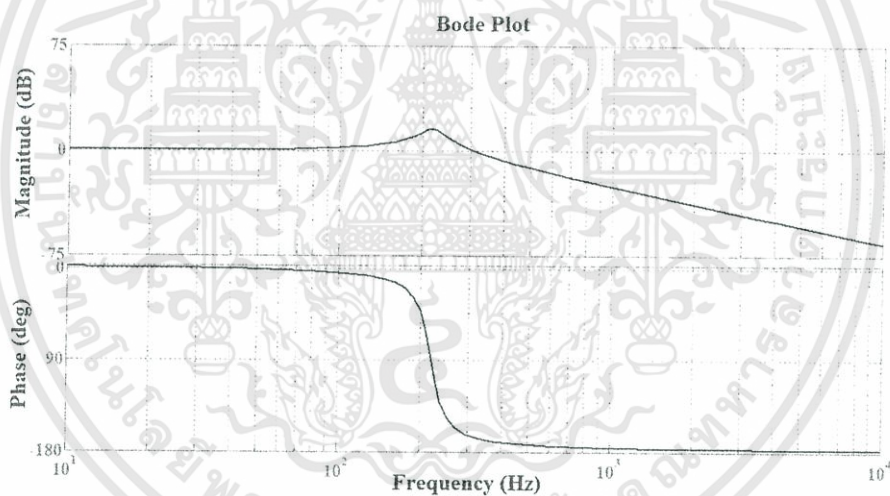
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 3.14 (ก) วงจรสมมูล (ข) วงจรสมมูลเมื่ออยู่บรรวมิมพีแดนซ์ และ (ค) รูปชิ้นงานของหม้อแปลงต่อร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

สมการที่ 3.1 สามารถแสดงแผนภาพโบด (Bode Plot) ได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอน G(S)

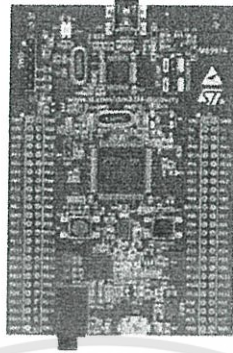
3.4.2 การออกแบบวงจรควบคุม

วงจรควบคุมมีหน้าที่ควบคุมการสร้างสรรค์สัญญาณพีดีบีเลียเอ็มเพื่อให้สวิตช์มอสเฟต 4 ตัว ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ และสร้างแรงดันขาออกคงที่ตลอดการจ่ายภาระ มีการทำงานด้วยการโปรแกรมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 DISCOVERY วงจรควบคุมประกอบด้วยอุปกรณ์และวงจรดังนี้

3.4.2.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นส่วนสำคัญในการควบคุมการทำงานของระบบโดยรวมทั้งหมด ผ่านการสร้างสรรค์สัญญาณพีดีบีเลียเอ็มควบคุมการเปิด - ปิด การทำงานของสวิตช์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ ชุดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่าจะโดยทางใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

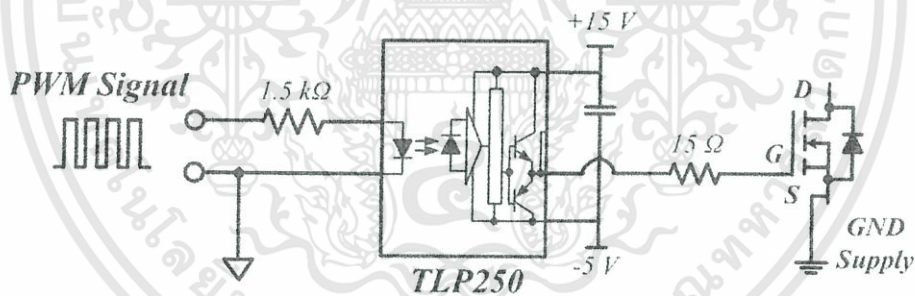
ไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่เลือกใช้เป็นของบริษัท STMicroelectronics [6] เนื่องจากราคาประหยัด และมีฟังก์ชันการใช้งานที่หลากหลายเพียงพอต่อความต้องการแสดงดังรูปที่ 3.16



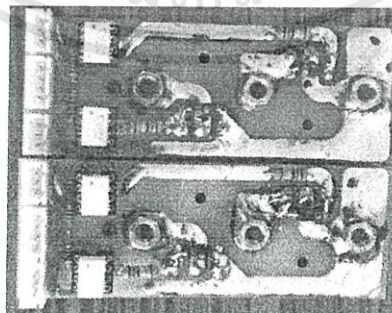
รูปที่ 3.16 ไมโครคอนโทรลเลอร์

3.4.2.2 วงจรขับเคลื่อน

วงจรขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ประกอบด้วย อุปกรณ์สำหรับแยกโหนดทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกขับ ได้แก่ ไอซี TLP250 วงจรควบคุมจะสร้างสัญญาณที่ระดับเบสเอม เพื่อขับนำให้มอเตอร์ทำงาน ไอซี TLP250 โดยแรงดันที่ใช้ในการขับเคลื่อนมีค่า +15 V และ -5 V ดังแสดงในรูปที่ 3.17 ซึ่งแรงดันกระแสตรง -5 V นี้จะช่วยให้มอเตอร์สามารถหยุดการนำกระแสได้ดีขึ้น



(ก)



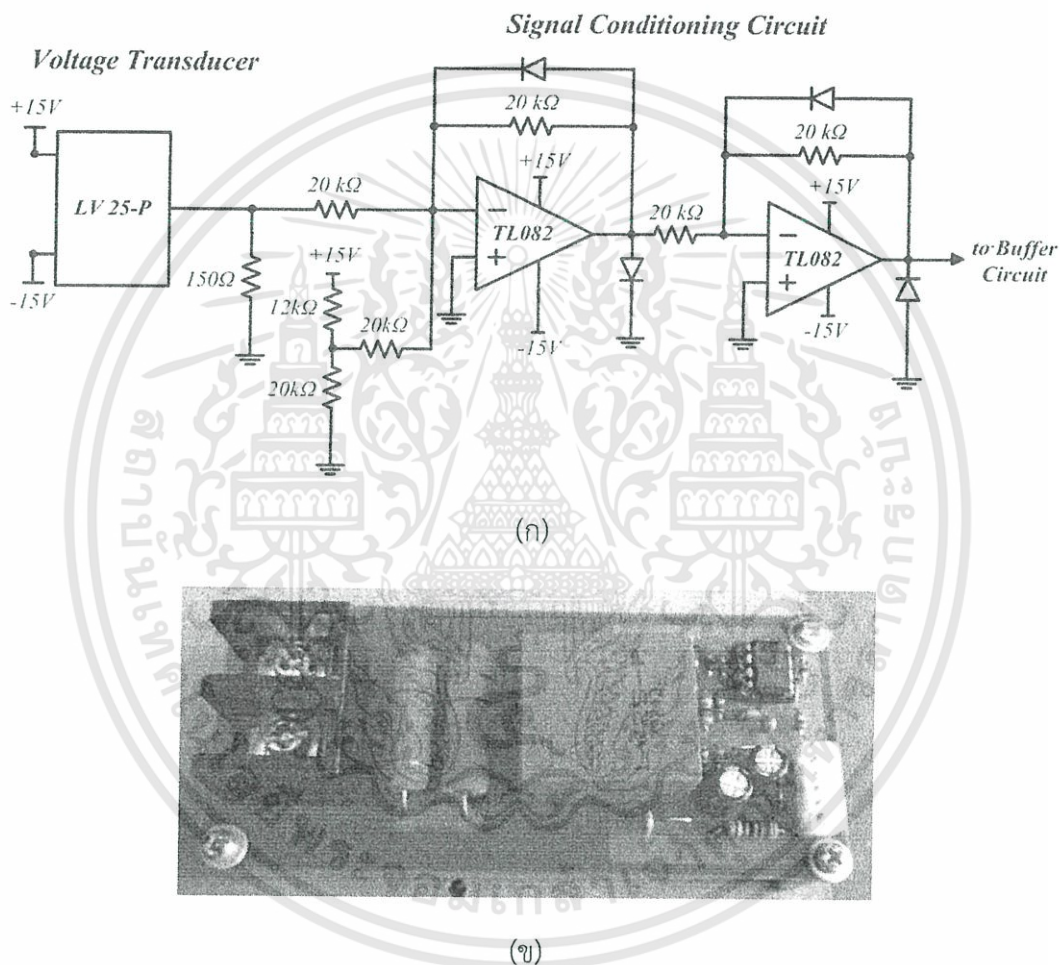
(ข)

รูปที่ 3.17 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2.3 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

ในการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าขาออกที่จ่ายให้ภาระไฟฟ้านั้นอาศัยอุปกรณ์ Voltage Transducer เบอร์ LV25-P ผลิตโดยบริษัท Liaisons Electroniques - Mécaniques (LEM) [7] โดยแรงดันที่ตรวจวัดได้ต้องผ่านวงจรปรับสภาพสัญญาณ (Signal Conditioning Circuit) ก่อนป้อนเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อปรับสภาพสัญญาณที่ได้ให้เหมาะสม ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับแรงดันค่าบวกได้เท่านั้น มีวงจรแสดงดังรูปที่ 3.18

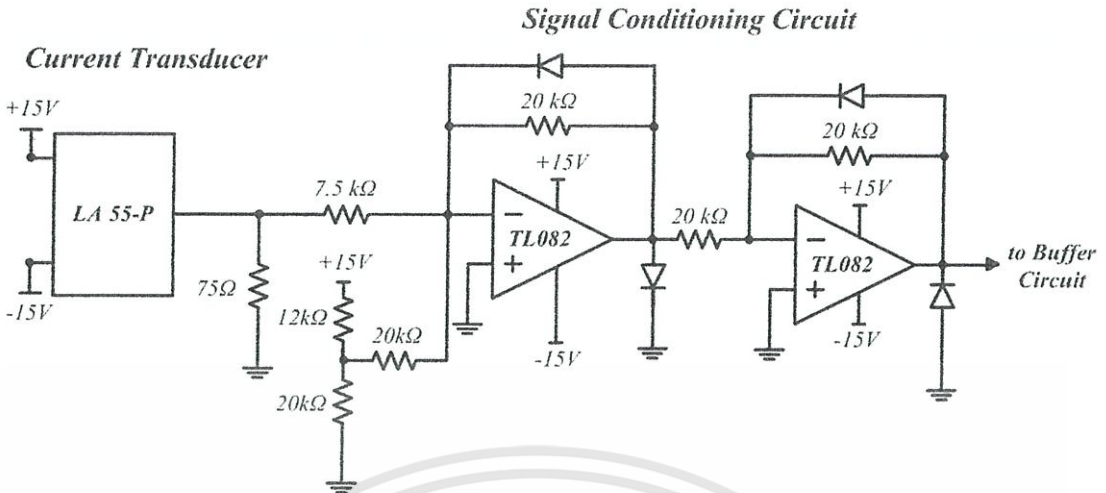


รูปที่ 3.18 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

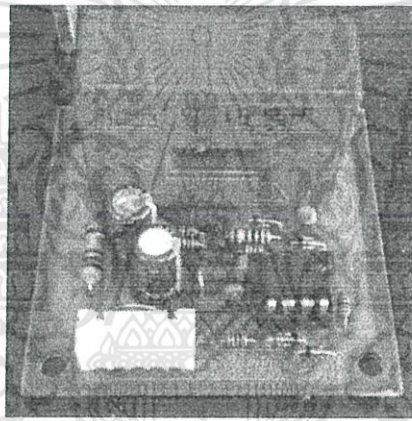
3.4.2.4 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า

ในการตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุของวงจรกรองอาศัยอุปกรณ์ Current Transducer เบอร์ LA55-P ผลิตโดยบริษัท Liaisons Electroniques - Mécaniques (LEM) ซึ่งกระแสที่ตรวจวัดจะต้องป้อนกลับเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์เช่นเดียวกับแรงดัน ดังนั้นจึงต้องปรับสภาพสัญญาณให้เหมาะสมโดยวงจรปรับสภาพสัญญาณ ดังรูปที่ 3.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

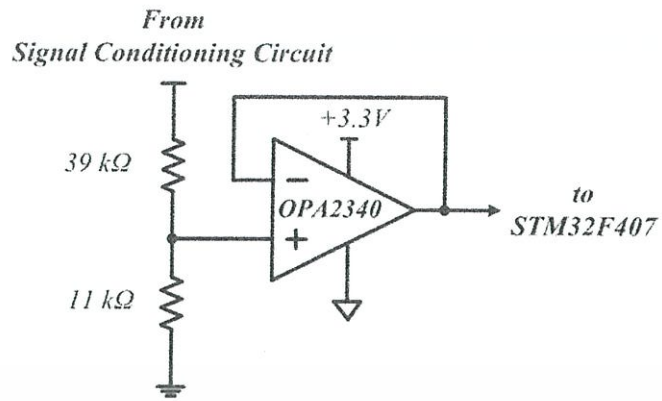


(ข)

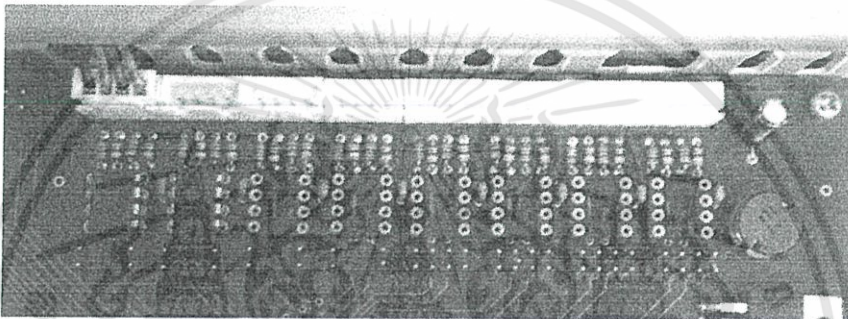
รูปที่ 3.19 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า

3.4.2.5 วงจรบัฟเฟอร์

ในการส่งสัญญาณที่ตรวจวัดได้ทั้งกระแสและแรงดันซึ่งผ่านวงจรปรับสภาพสัญญาณแล้วนั้น ต้องใช้วงจรแบ่งแรงดันและวงจรบัฟเฟอร์ก่อนป้อนเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F407 สามารถรับแรงดันสูงสุดได้ 3 V และวงจรบัฟเฟอร์จะช่วยรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ วงจรแสดงดังรูปที่ 3.20



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.20 (ก) วงจรไดอะแกรม และ (ข) รูปชิ้นงาน แสดงวงจรบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดสอบ

4.1 บทนำ

ในบทนี้นำเสนอวิธีการทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์หนึ่งเฟสที่ทำการประกอบสร้างขึ้น เพื่อแสดงความสามารถในการรักษาระดับแรงดันขาออกที่จ่ายไปยังภาระไฟฟ้าให้คงที่เมื่อขนาดของภาระไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป โดยทำการทดสอบกับภาระไฟฟ้าประเภทต่างๆ ได้แก่ ภาระความต้านทาน (R) ภาระความต้านทานกับความเหนี่ยวนำ (RL) และ ภาระความต้านทานกับตัวเก็บประจุ (RC) รวมทั้งหาร้อยละความผิดเพี้ยนรวม (% Total Harmonic Distortion, %THD) ของรูปคลื่นแรงดันขาออกเพื่อให้สอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE Standard 519 – 1992 ซึ่งไม่ให้เกิน 5% [8]

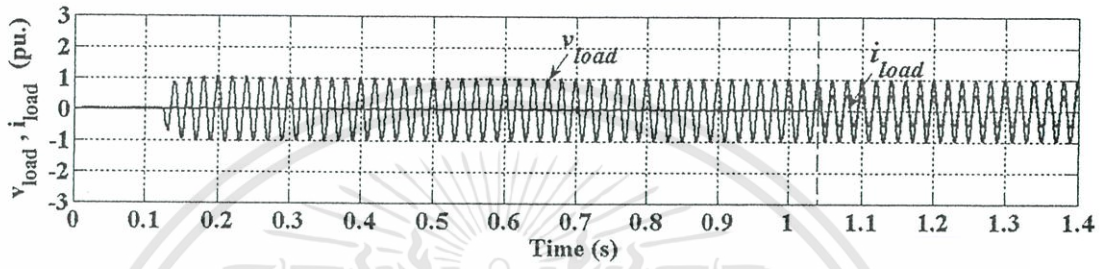
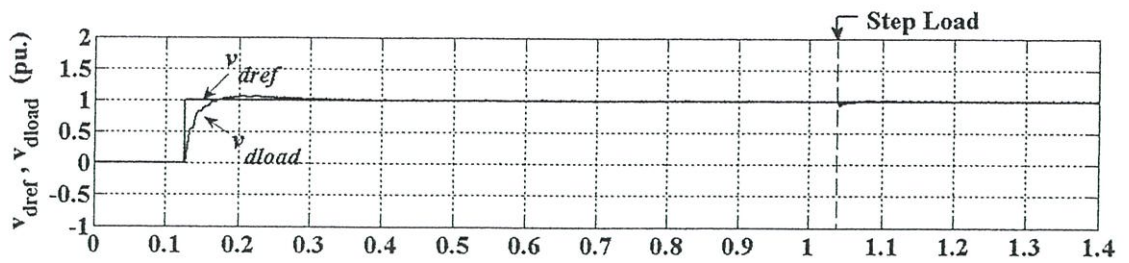
4.2 อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ

1. Current Probe Amplifier : FLUKE 80i-110s
2. Differential Probe : PINTEX DP-25
3. Digital Oscilloscope : RIGOL DS1104
4. Multimeter : FLUKE

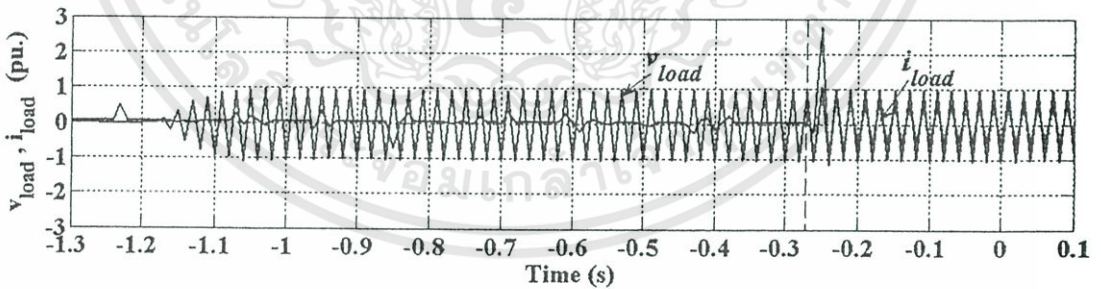
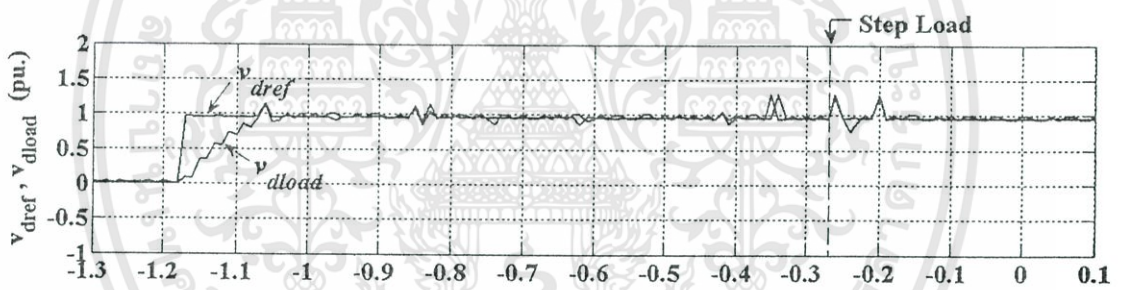
4.3 วิธีการทดสอบและผลการทดสอบ

ในการทดสอบได้ทำการป้อนแรงดันขาออก 230 V ให้กับภาระไฟฟ้าที่ขนาดต่างๆ และพิจารณาความสามารถในการรักษาระดับแรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ และร้อยละความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่นแรงดันขาออก

ในการเริ่มต้นการทำงานของระบบ แรงดันอ้างอิงสำหรับการควบคุมแรงดันขาออกจะเพิ่มขึ้นแบบขั้น (Unit Step) มีผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.1 และรูปคลื่นในสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.2

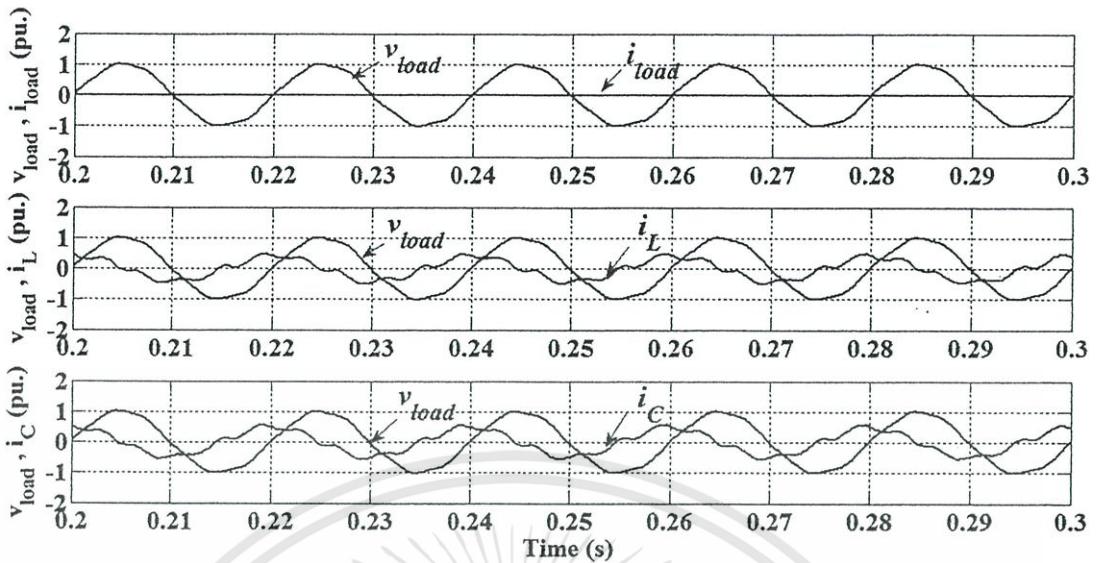


(ก)

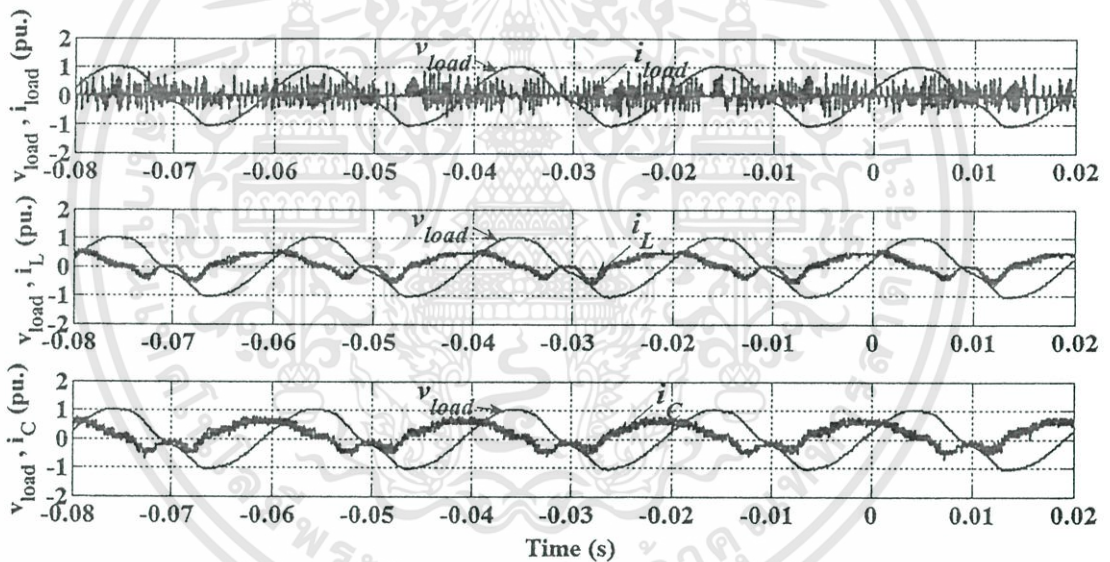


(ข)

รูปที่ 4.1 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงที่เพิ่มขึ้นแบบขั้น, แรงดันขาออกในแนวแกน d, แรงดันขาออก, และกระแสขาออก



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.2 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า

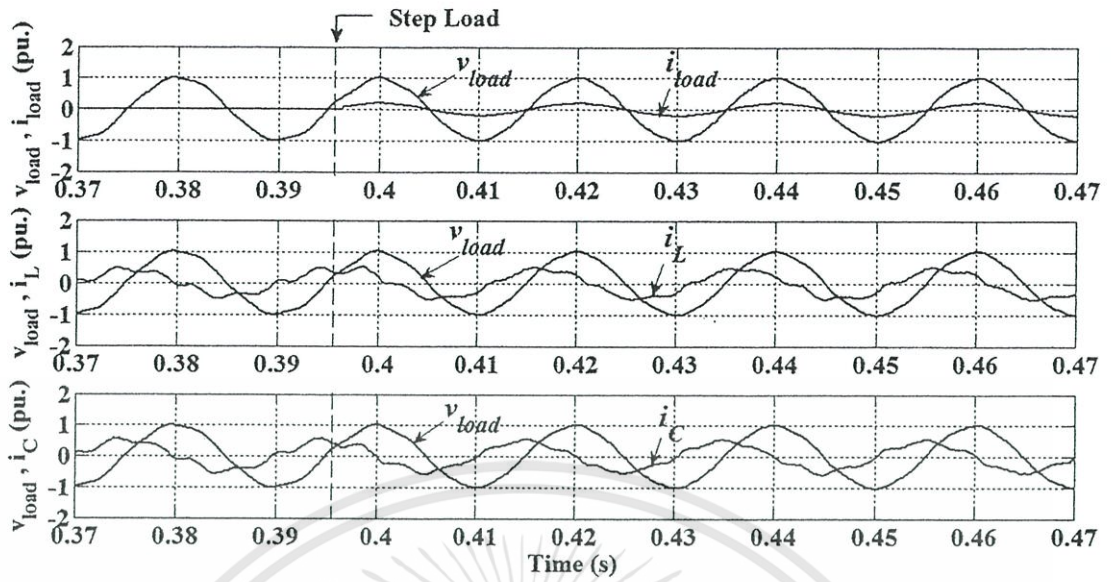
การทดสอบมีดังต่อไปนี้

4.3.1 ภาระไฟฟ้าประเภทความต้านทาน

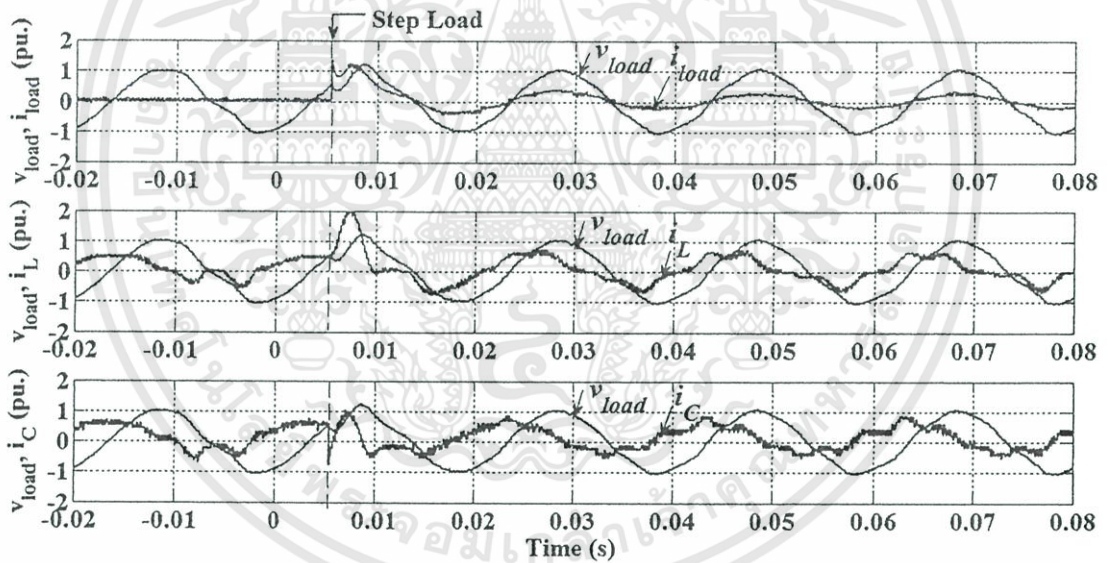
4.3.1.1 การทดสอบเปลี่ยนแปลงภาระความต้านทานแบบขั้นบันไดขึ้นละ 200 W

ทดสอบต่อภาระความต้านทานเข้าที่ละ 200 W ตั้งแต่สภาวะไร้ภาระไฟฟ้าและเพิ่มขึ้นเป็น 200 W, 400 W, 600 W, 800 W, และ 1000 W ตามลำดับ มีผลการทดสอบดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



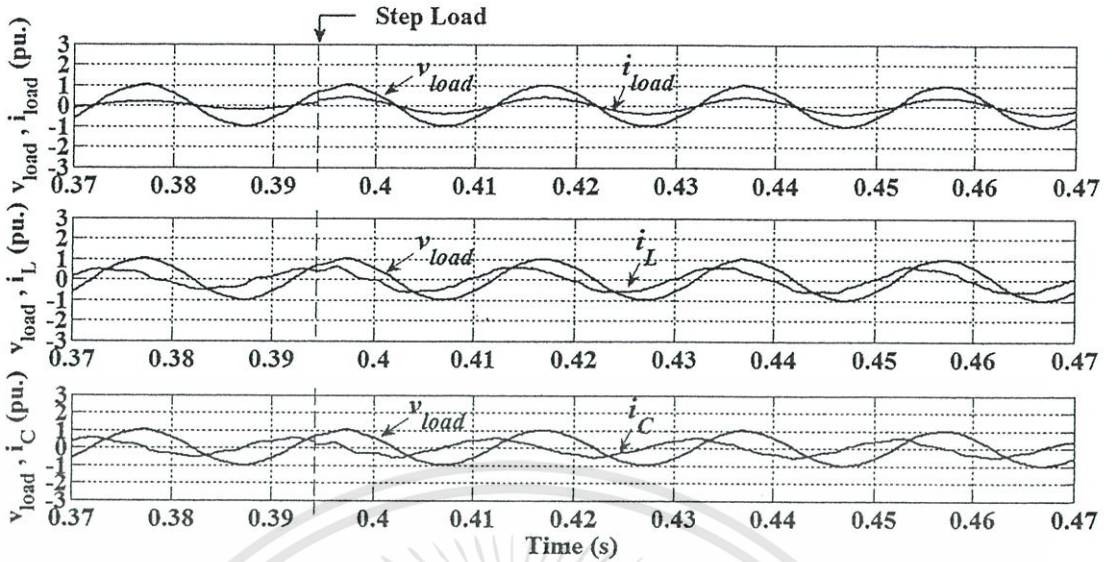
(ก)



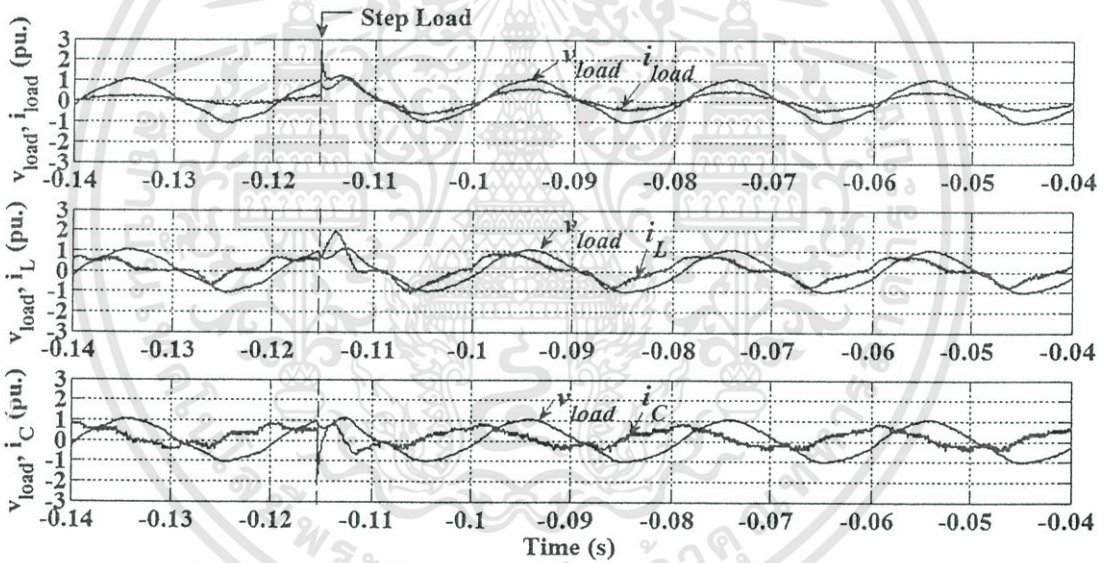
(ข)

รูปที่ 4.3 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 200 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

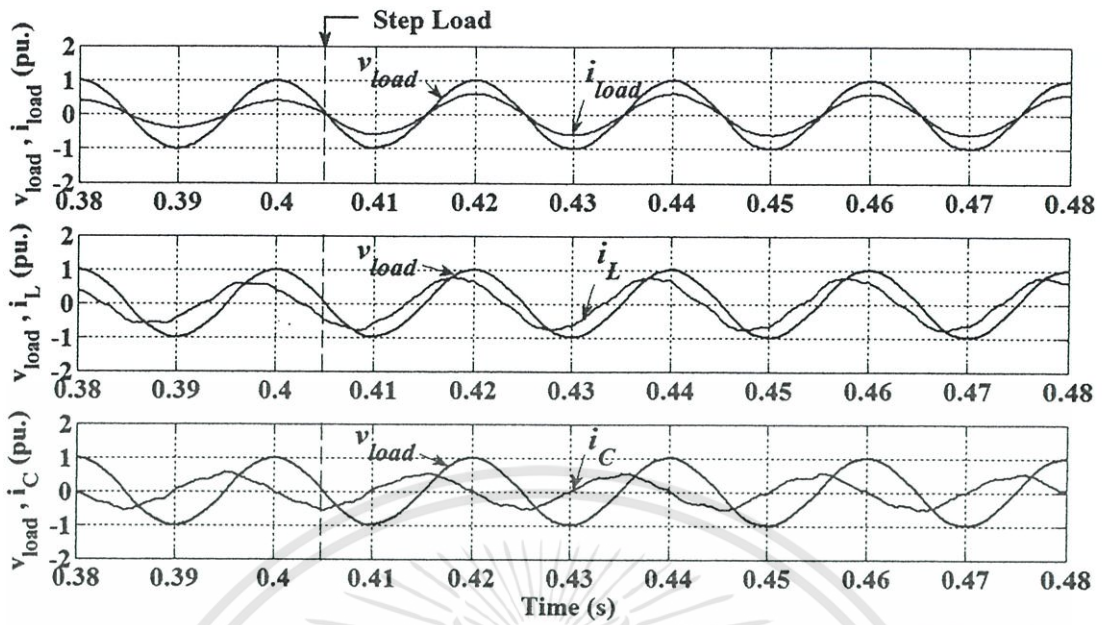


(ก)

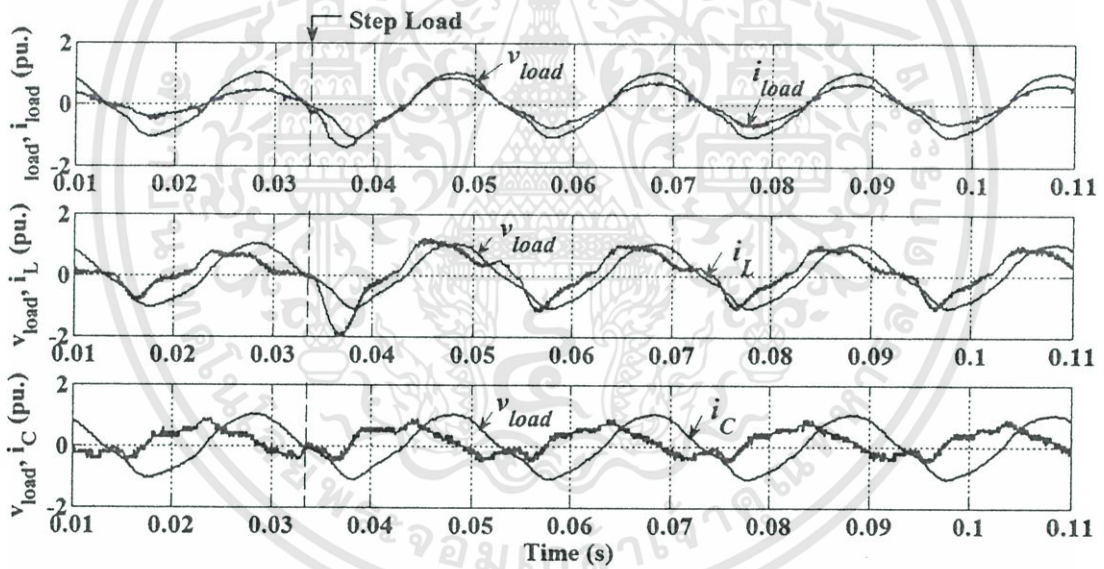


(ข)

รูปที่ 4.4 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 200 W เป็น 400 W



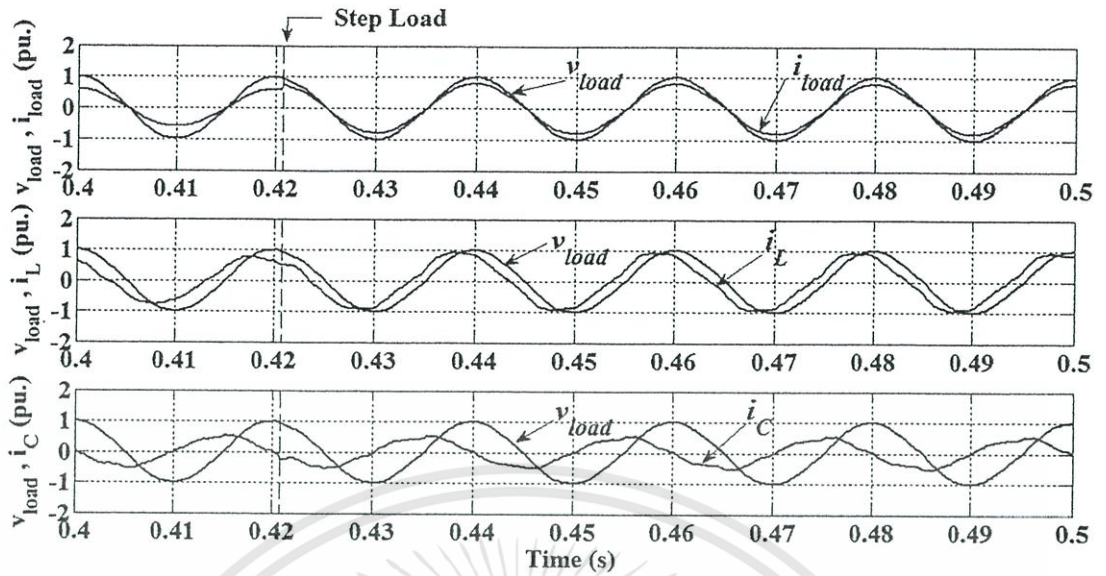
(ก)



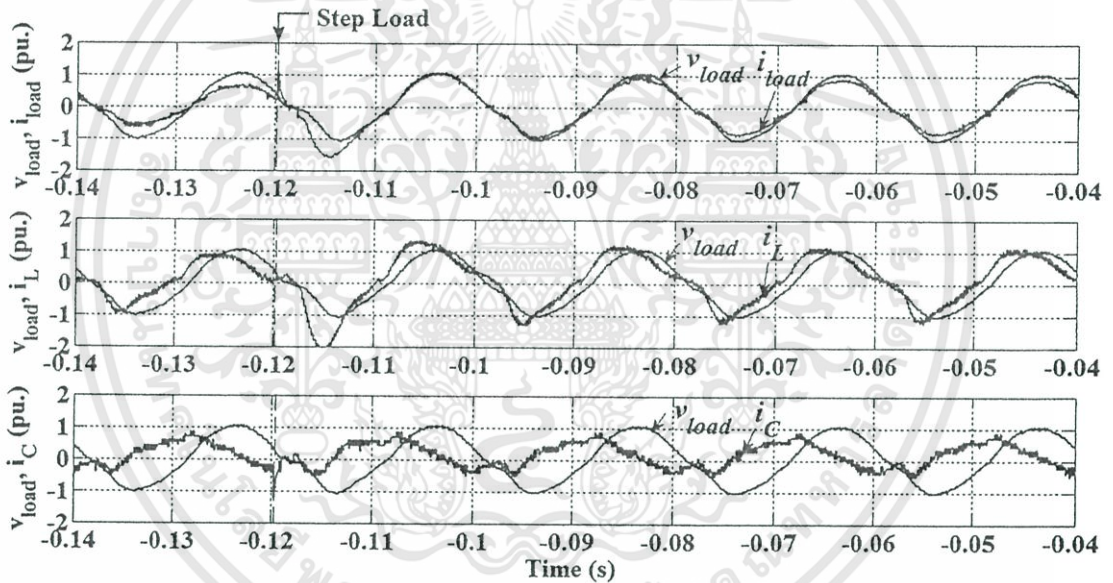
(ข)

รูปที่ 4.5 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 400 W เป็น 600 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

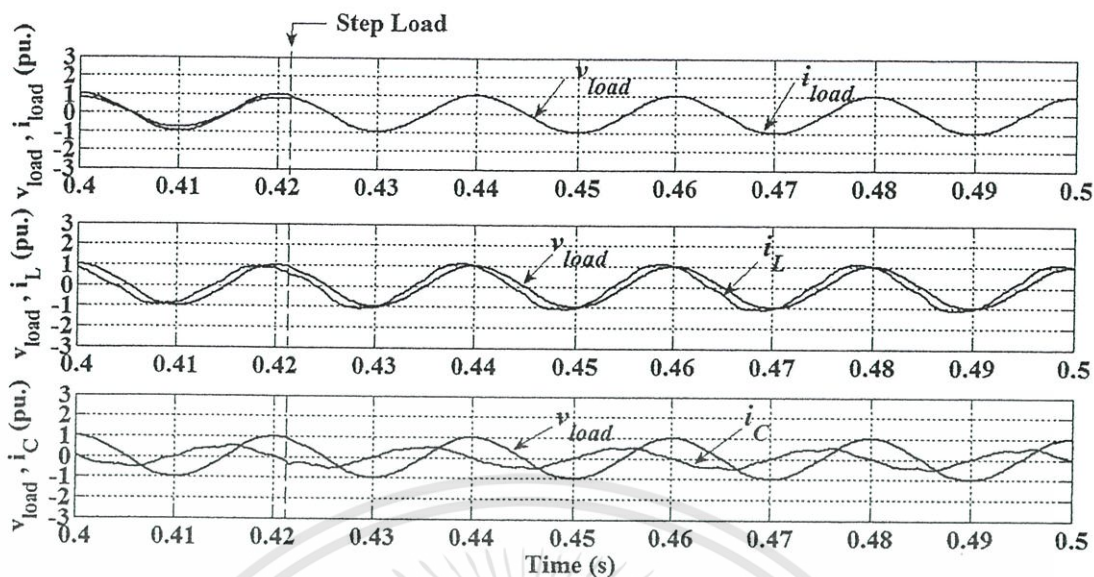


(ก)

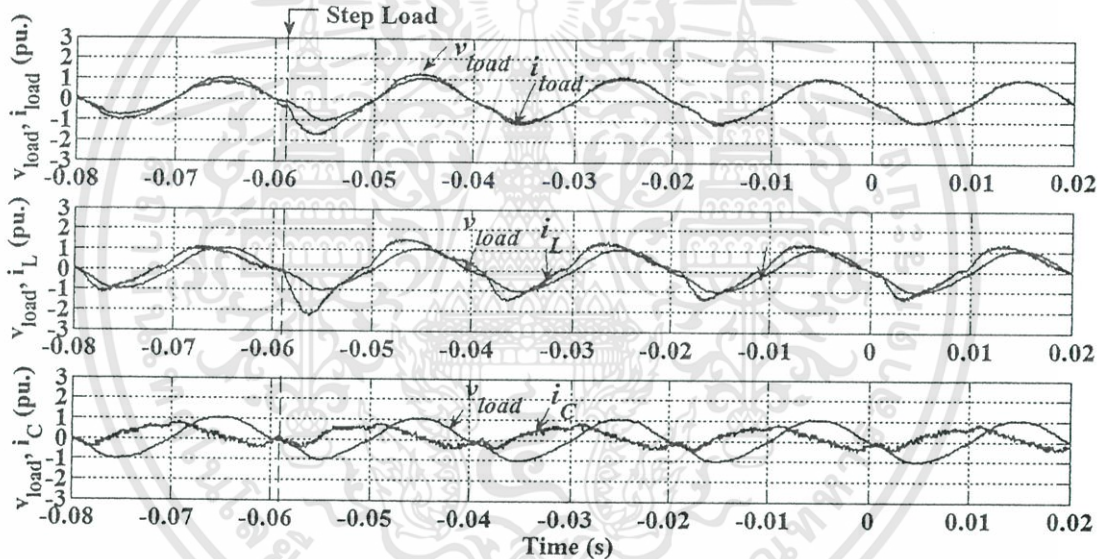


(ข)

รูปที่ 4.6 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 600 W เป็น 800 W

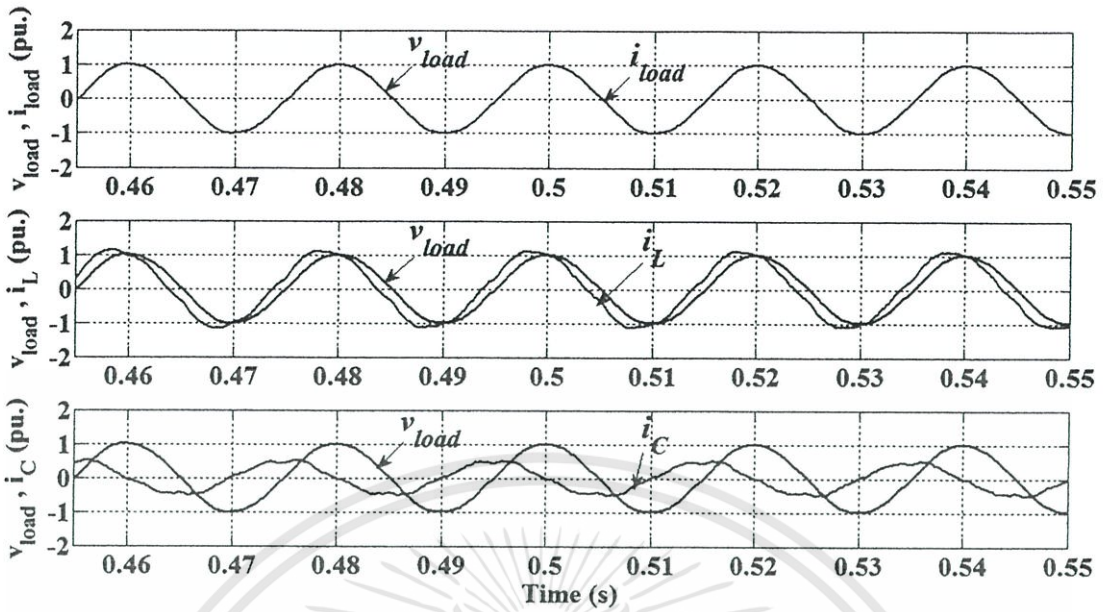


(ก)

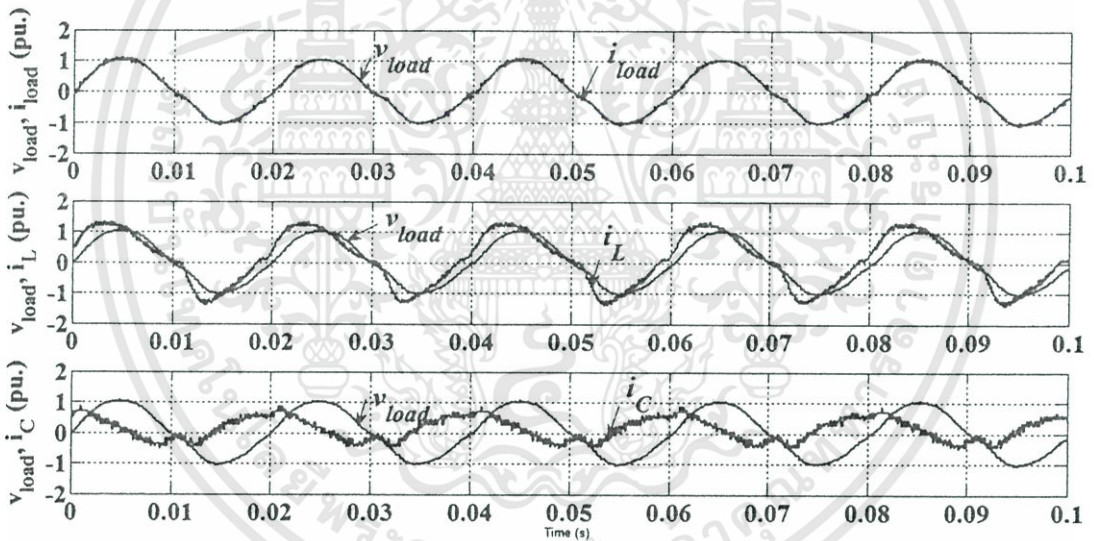


(ข)

รูปที่ 4.7 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 800 W เป็น 1000 W



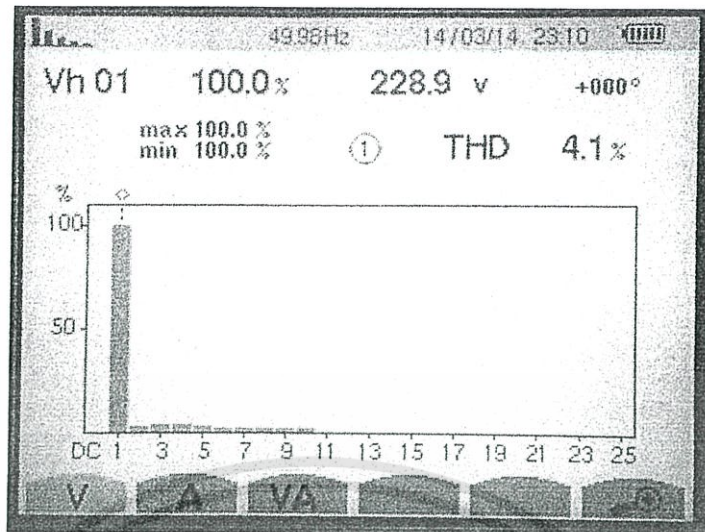
(ก)



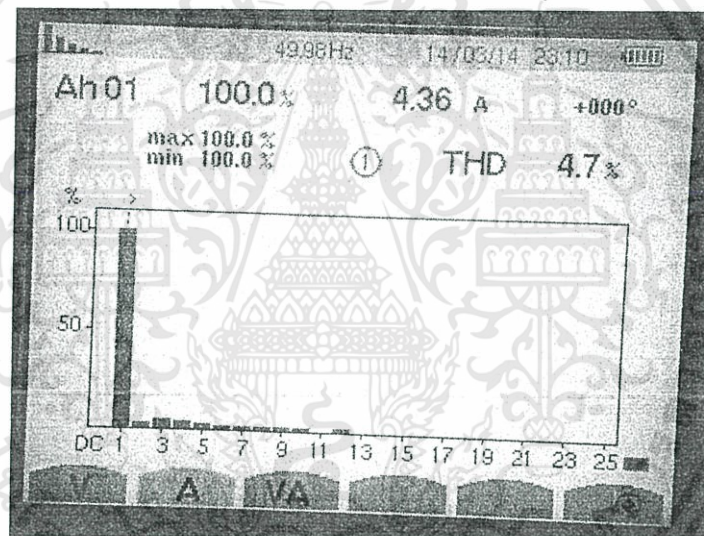
(ข)

รูปที่ 4.8 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะคงตัวขณะจ่ายภาระความต้านทานขนาด 1000 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



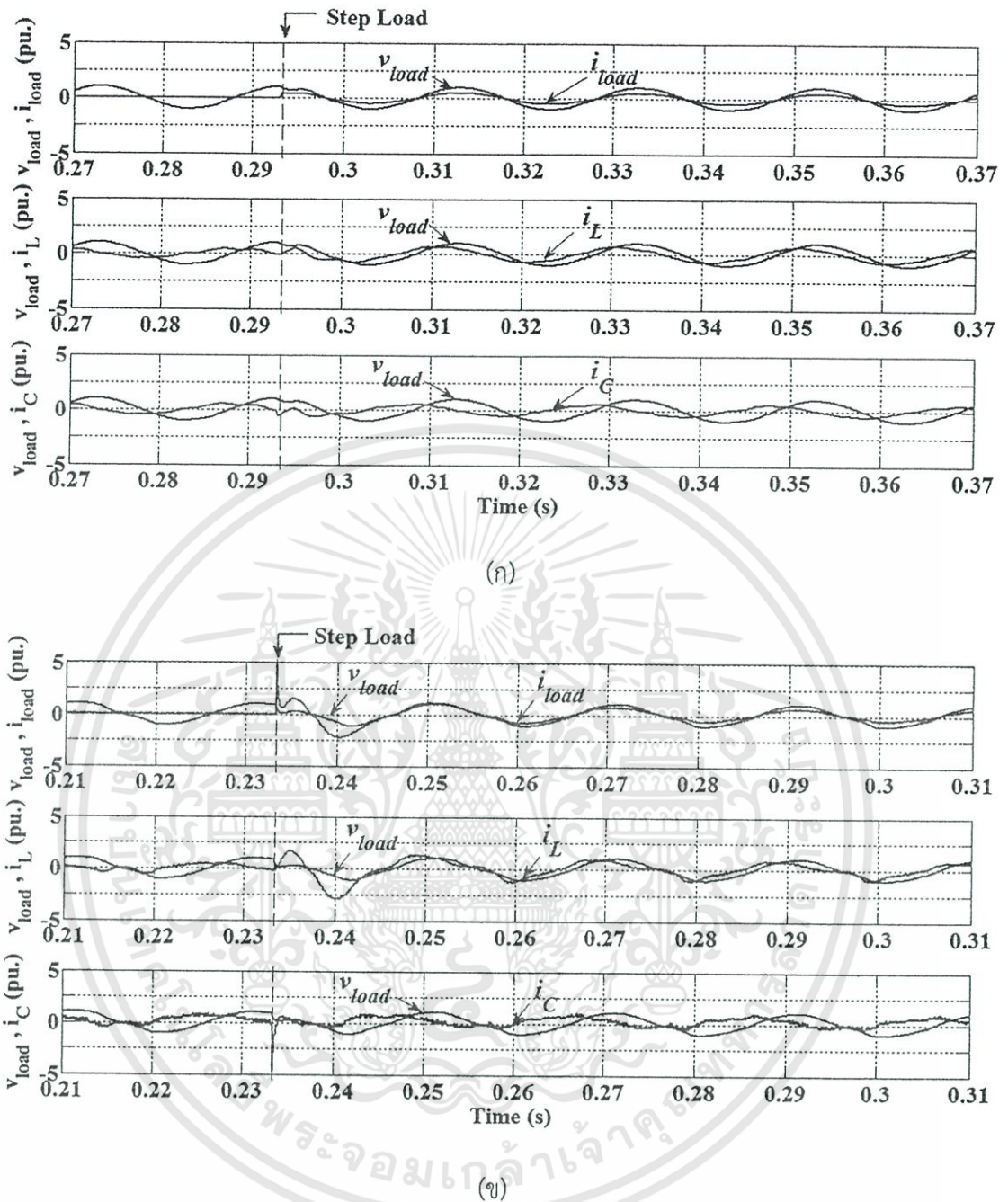
(ข)

รูปที่ 4.9 สเปกตรัมฮาร์มอนิกของ (ก) แรงดันขาออก และ (ข) กระแสขาออก
ขณะจ่ายภาระความต้านทานพิกัดขนาด 1 kW

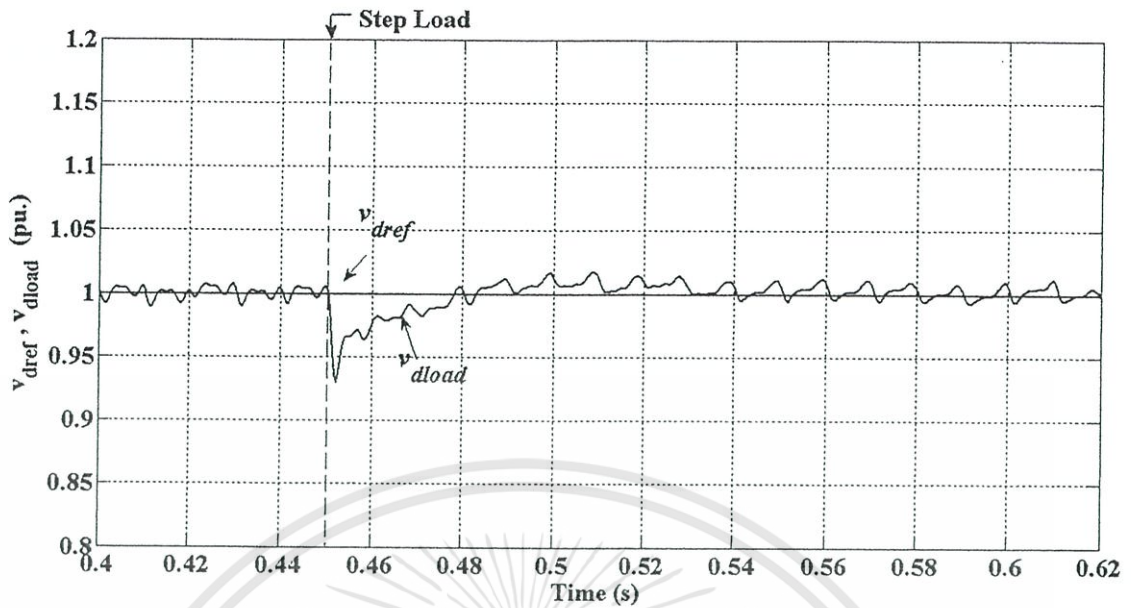
4.3.1.2 การทดสอบเปลี่ยนแปลงภาระไฟฟ้าแบบขั้นบันไดขั้นละ 500 W

ทดสอบต่อภาระตัวต้านทานจากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระตัวต้านทานขนาด
500 W และปลด 500 W ออก เป็นสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า

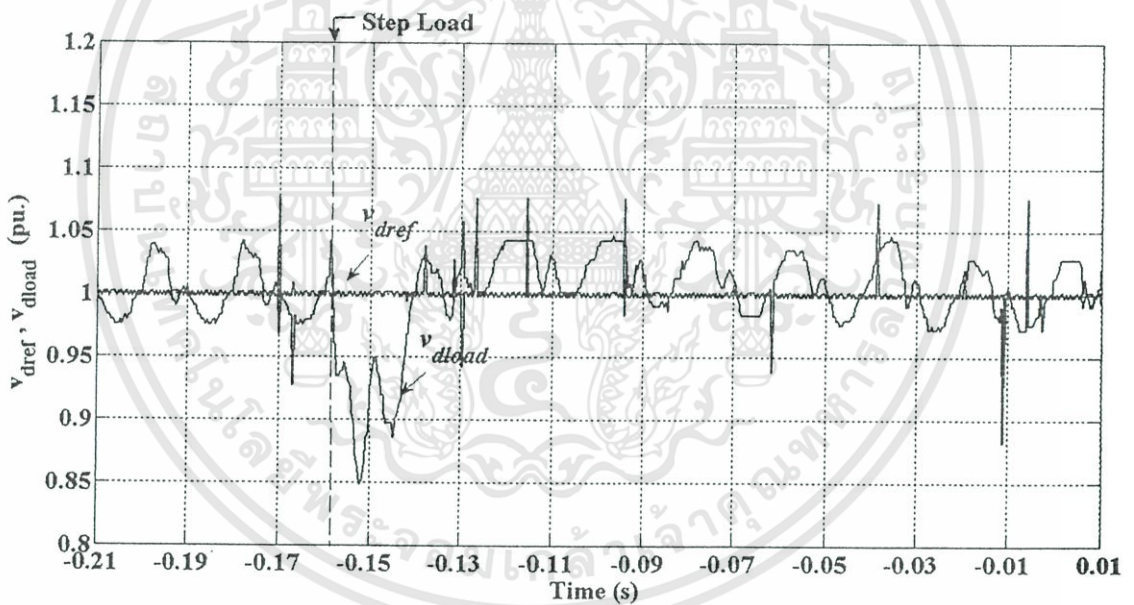
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 500 W



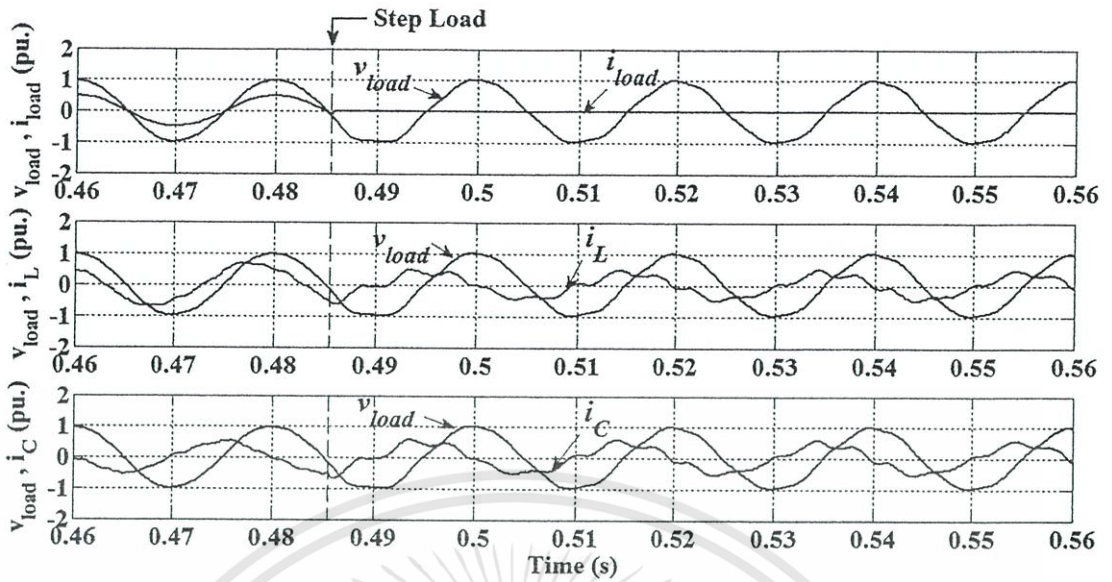
(ก)



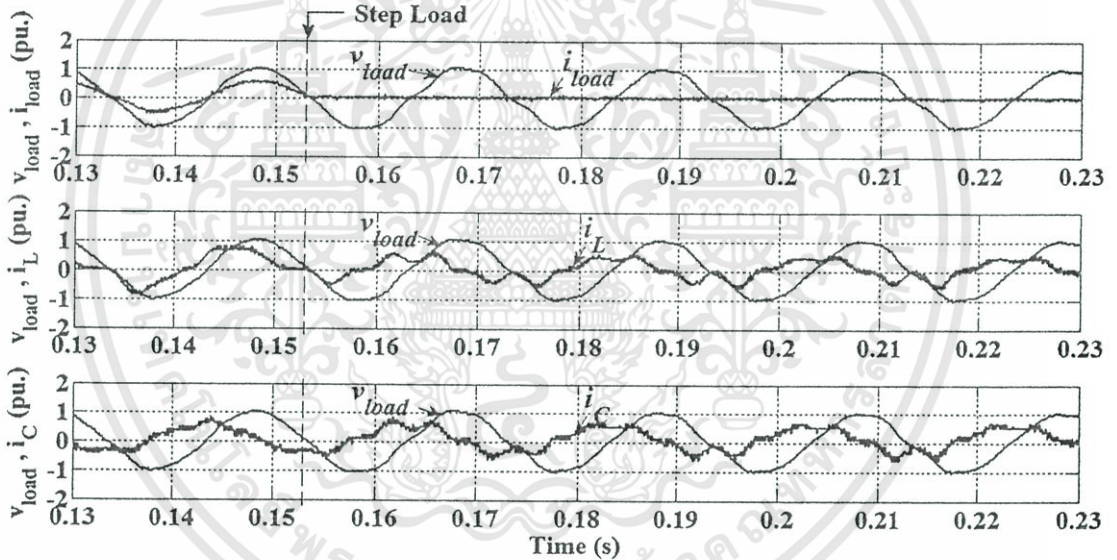
(ข)

รูปที่ 4.11 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 500 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

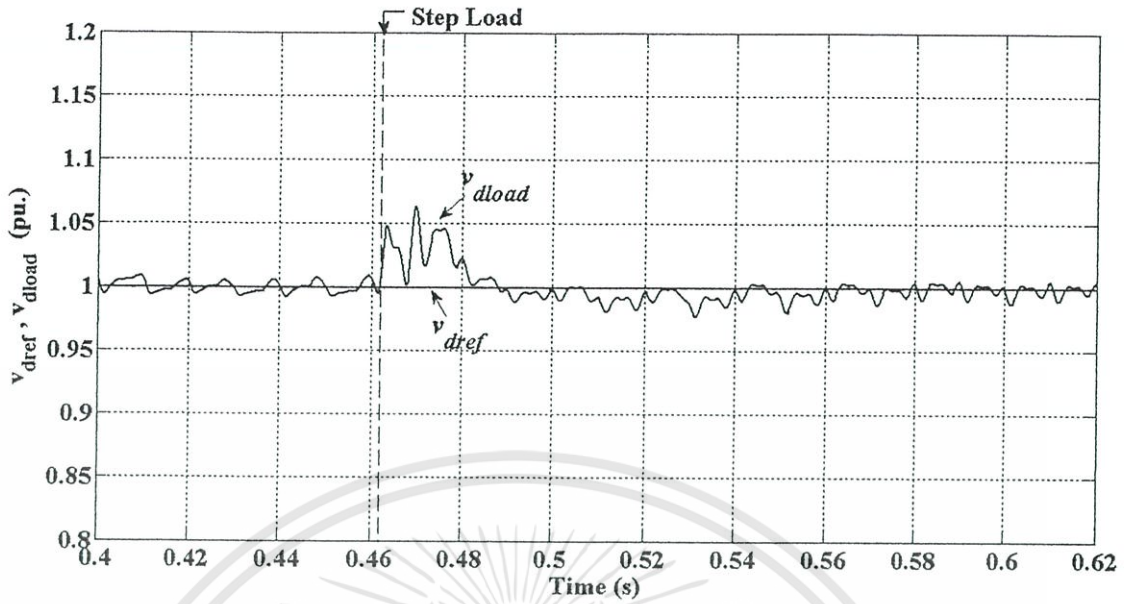


(ก)

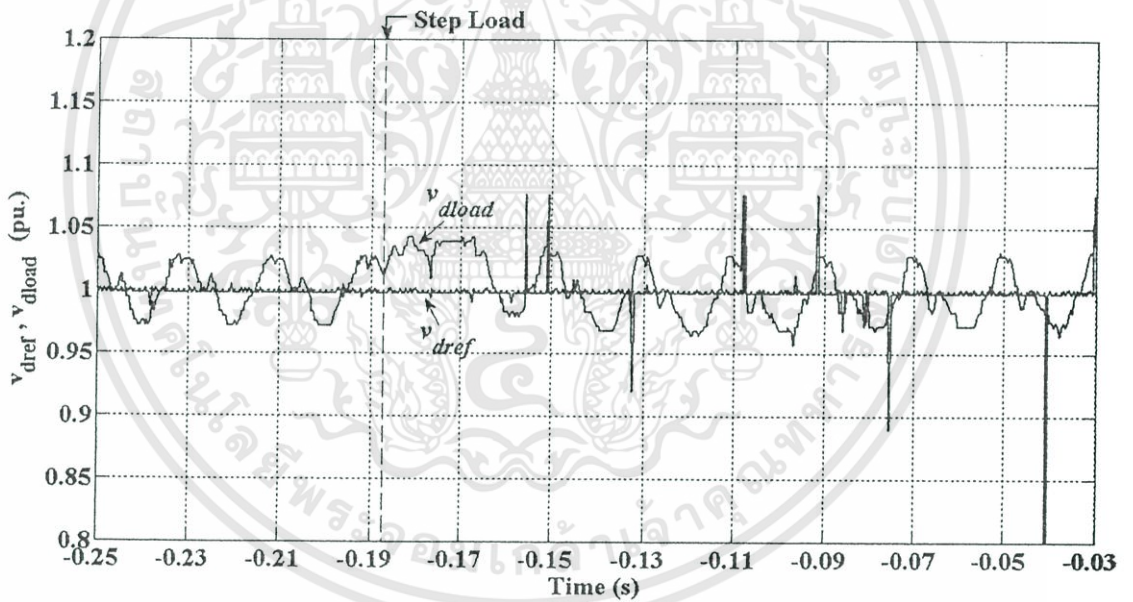


(ข)

รูปที่ 4.12 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 500 W เป็นสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.13 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากภาระความต้านทานขนาด 500 W ไปสู่สภาวะไร้ภาระไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

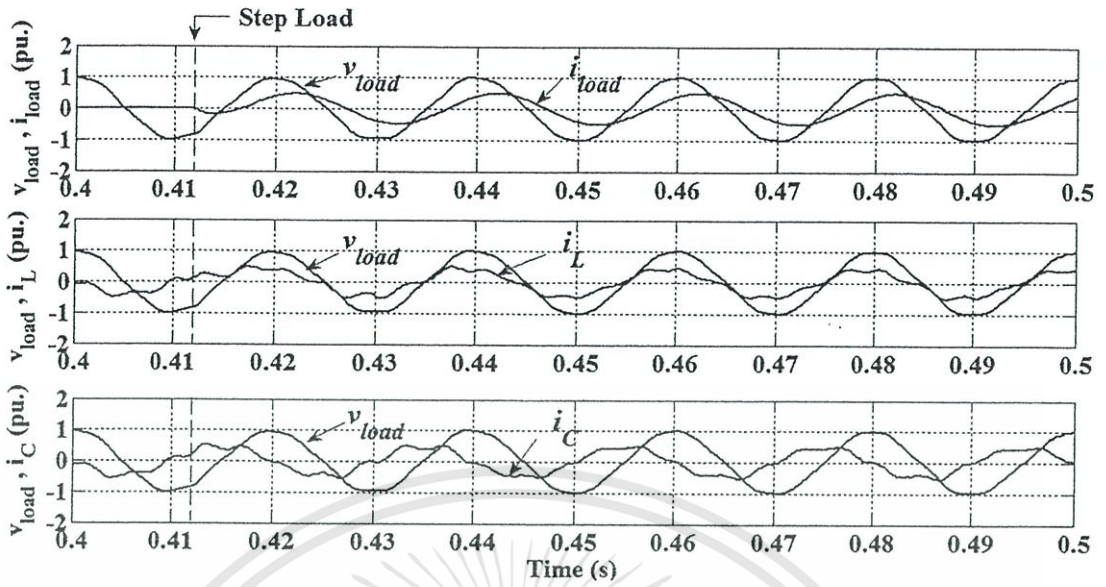
จากการทดสอบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กับภาระไฟฟ้าประเภทความต้านทาน แสดงให้เห็นว่า เมื่อทำการเพิ่มขนาดของภาระไฟฟ้าขึ้น แรงดันไฟฟ้าจะตกลงชั่วคราวแล้วกลับขึ้นมาที่ระดับ 230 V ได้ และสามารถจ่ายให้ภาระไฟฟ้าได้เต็มพิกัดที่ 1 kW เมื่อทำการคำนวณสเปกตรัมฮาร์มอนิกของแรงดัน พบว่ามีร้อยละความผิดเพี้ยนของรูปคลื่น (%THD_v) เท่ากับ 4.1 และกระแส (%THD_i) เท่ากับร้อยละ 4.7 ดังแสดงในรูปที่ 4.9 ซึ่งสอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE Standard 519-1992

ในการทดสอบเปลี่ยนแปลงภาระไฟฟ้าแบบขึ้นจากภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้าความต้านทานขนาด 500 W พบว่า ระบบการทำงานใช้เวลา 0.0968 วินาที ในการควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่ และนอกจากนี้เมื่อทำการปลดภาระไฟฟ้าออก ระดับแรงดันยังคงที่อยู่ได้เช่นกัน

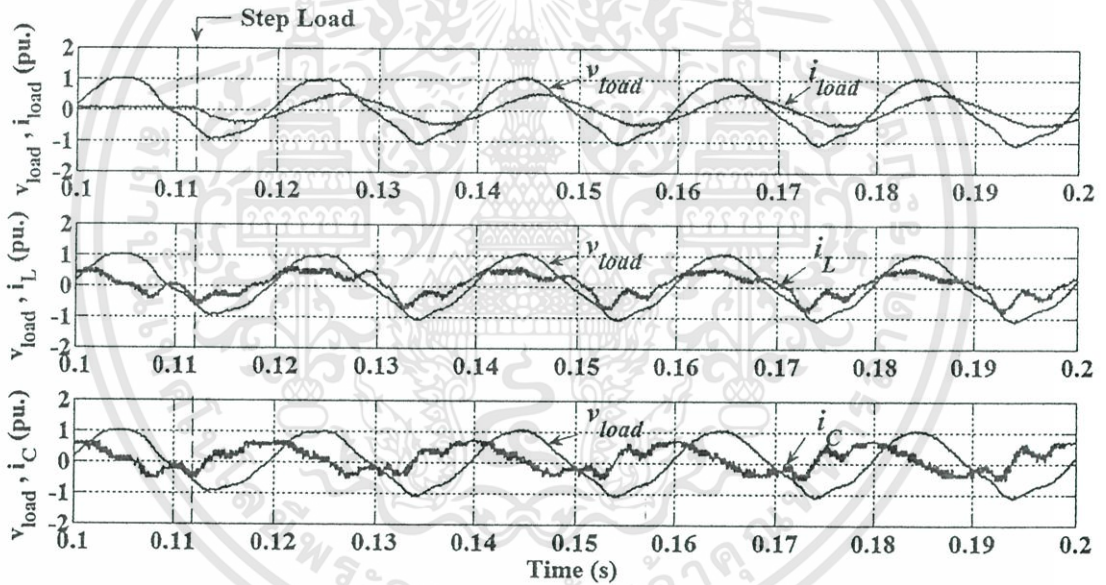
4.3.2 ภาระไฟฟ้าประเภทความต้านทานและความเหนี่ยวนำ

ทำการทดสอบกับภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.8 ล้าหลัง มีผลการทดสอบดังนี้



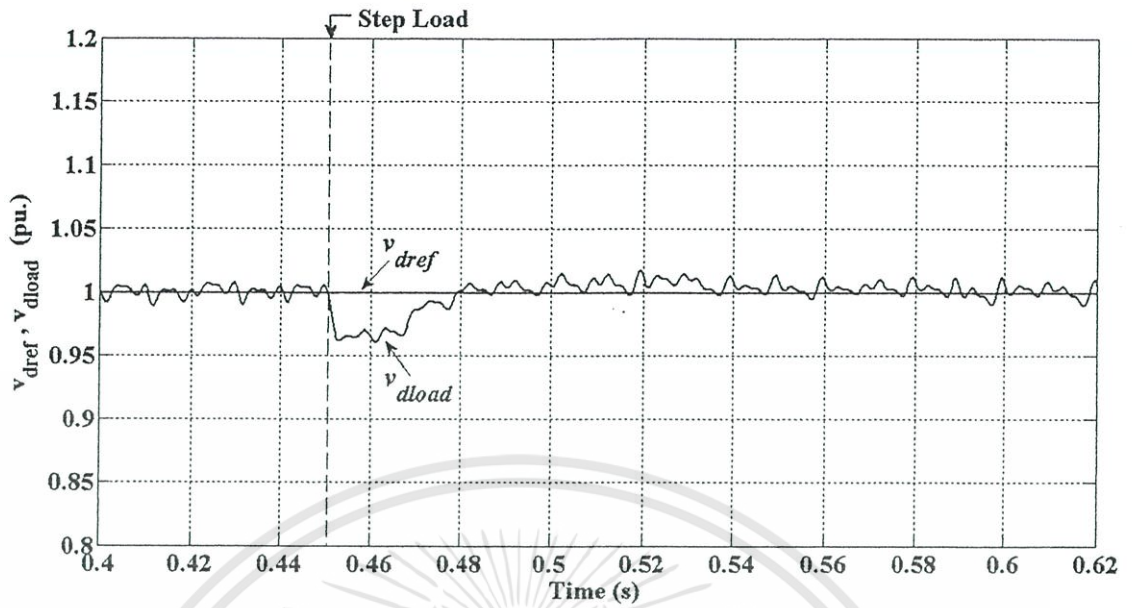


(ก)

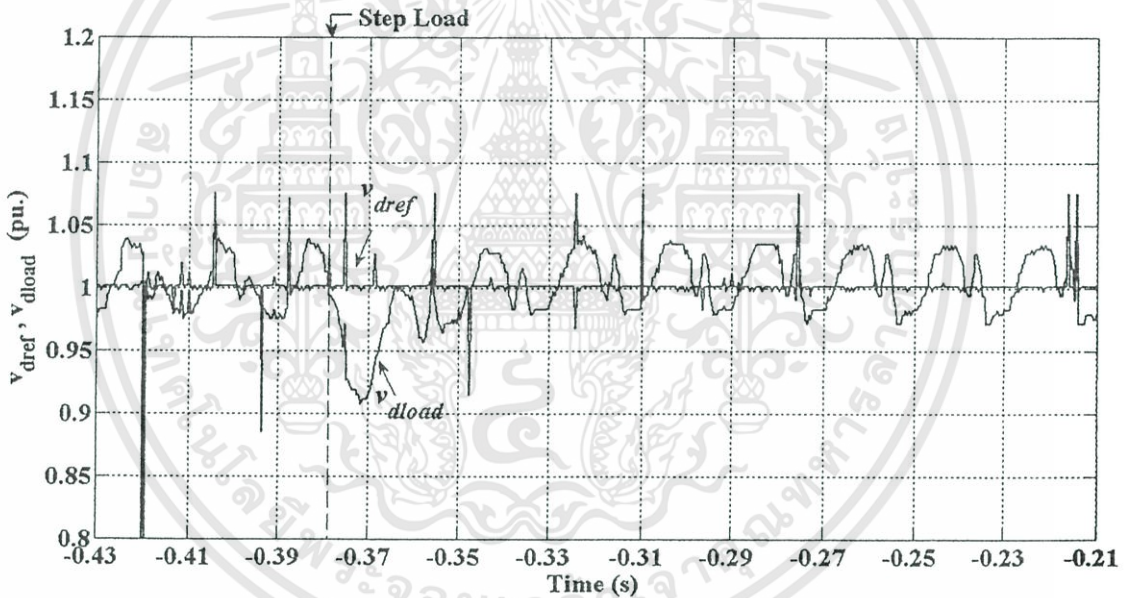


(ข)

รูปที่ 4.14 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA



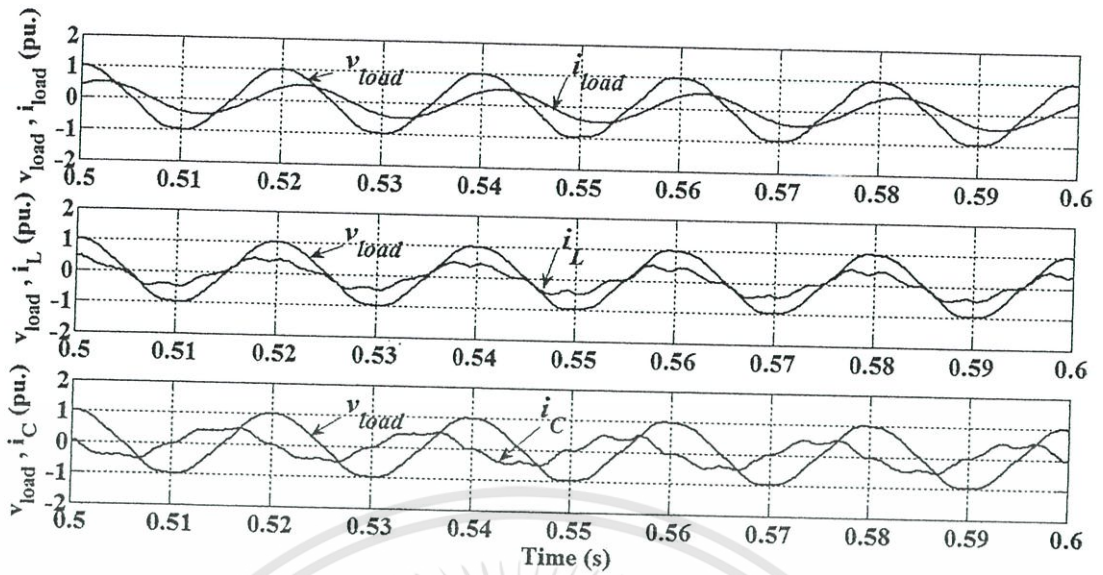
(ก)



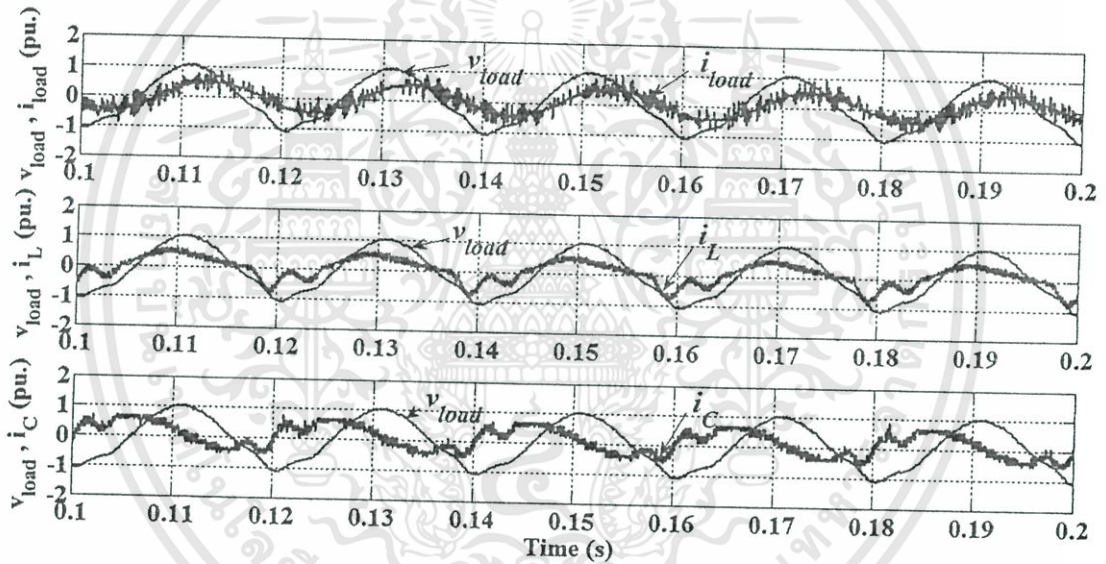
(ข)

รูปที่ 4.15 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาวะความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

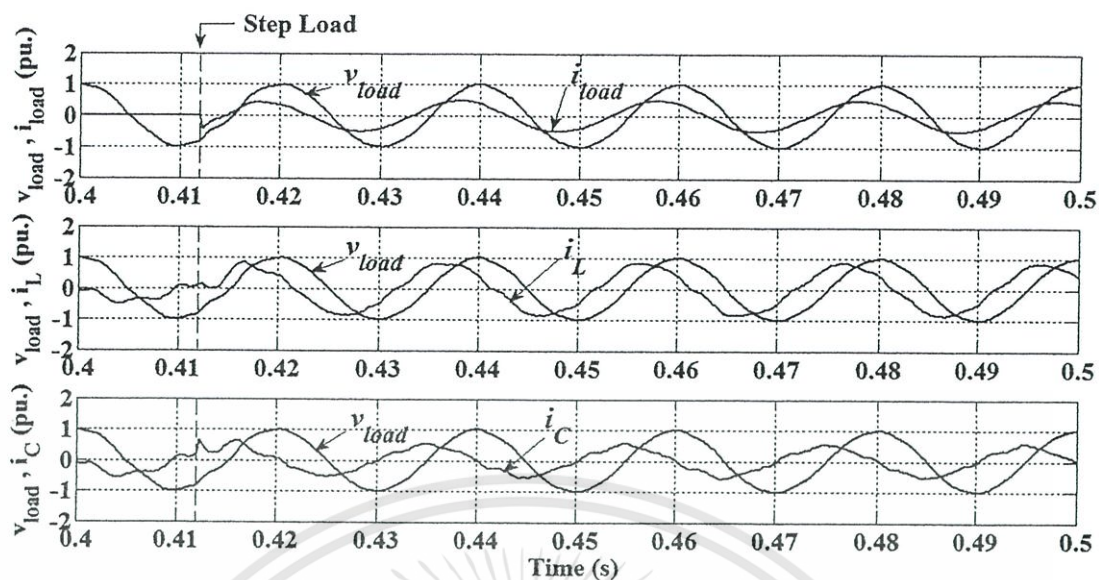
รูปที่ 4.16 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะคงตัวขณะจ่ายภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA

การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์กับภาระไฟฟ้าประเภทตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ (RL Load) โดยทดสอบต่อเข้าระบบแบบขั้นทีทีนใด (Step) จากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้าขนาด 500 VA แสดงให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันให้คงที่สำหรับภาระไฟฟ้าที่มีตัวประกอบกำลังแบบล่าหลังได้ ซึ่งในการทดสอบมีค่าประมาณ 0.8 โดยแรงดันจะตกลงชั่วคราวเมื่อต่อภาระไฟฟ้าเข้า และใช้เวลา 0.063 วินาที ในการรักษาระดับแรงดันให้คงที่

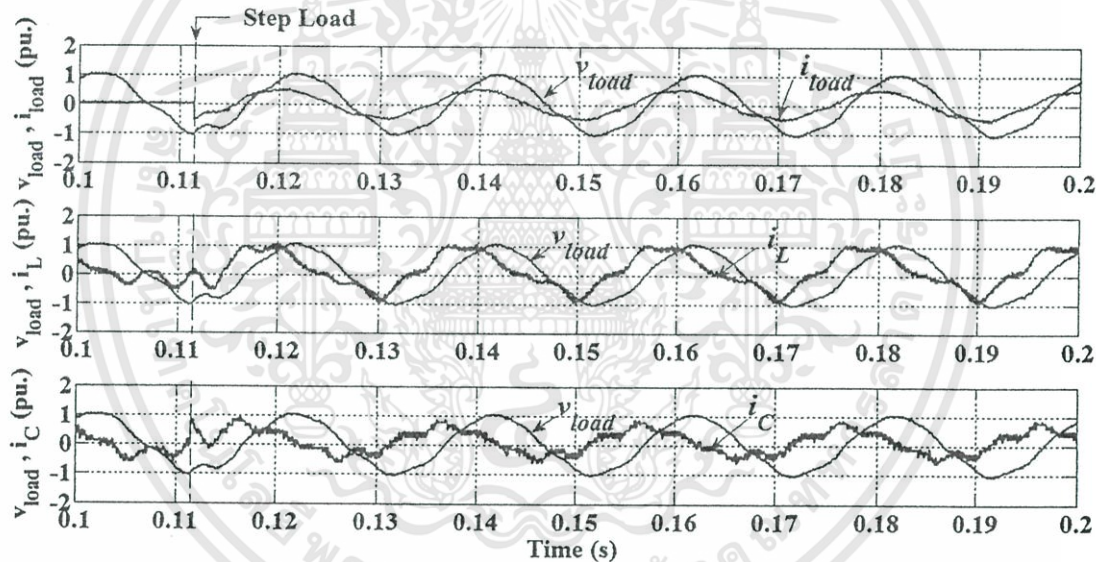
4.3.3 ภาระไฟฟ้าประเภทความต้านทานและตัวเก็บประจุ

ทำการทดสอบกับภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.8 นำหน้า มีผลการทดสอบดังนี้



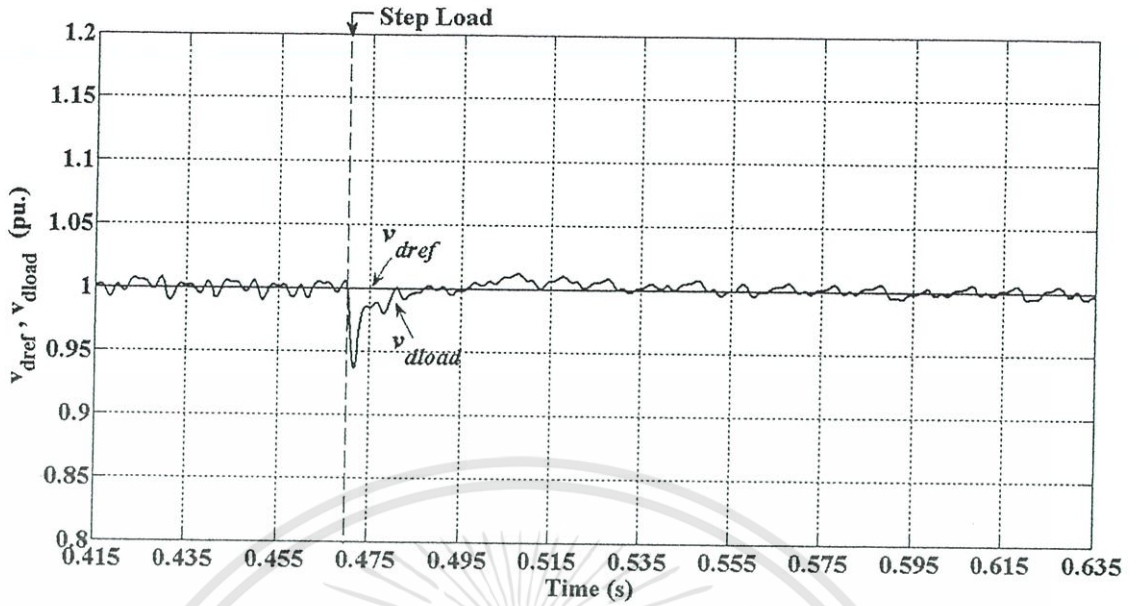


(ก)

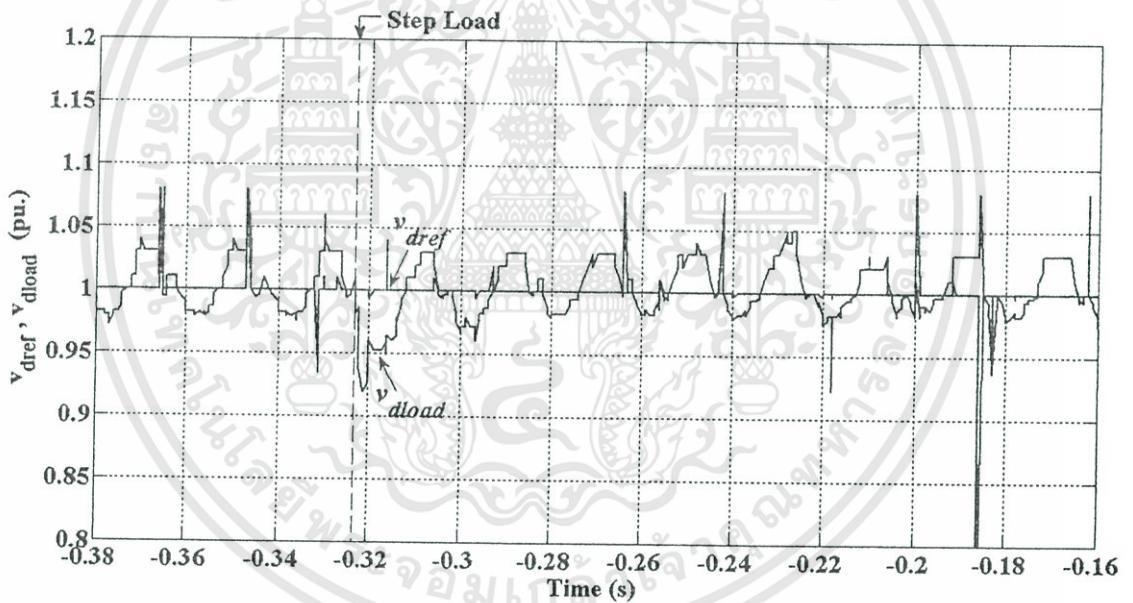


(ข)

รูปที่ 4.17 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA



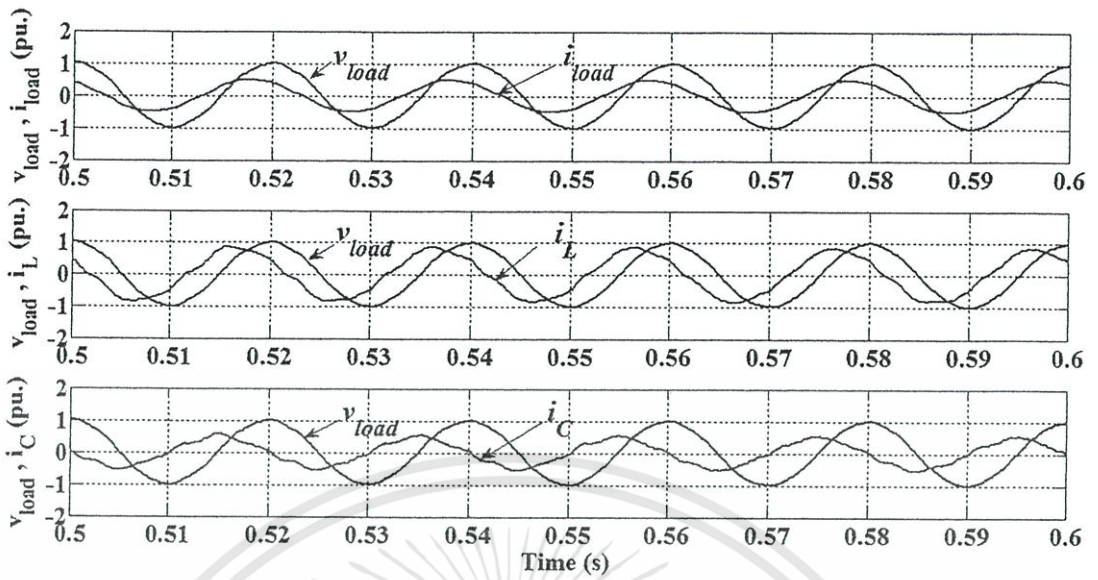
(ก)



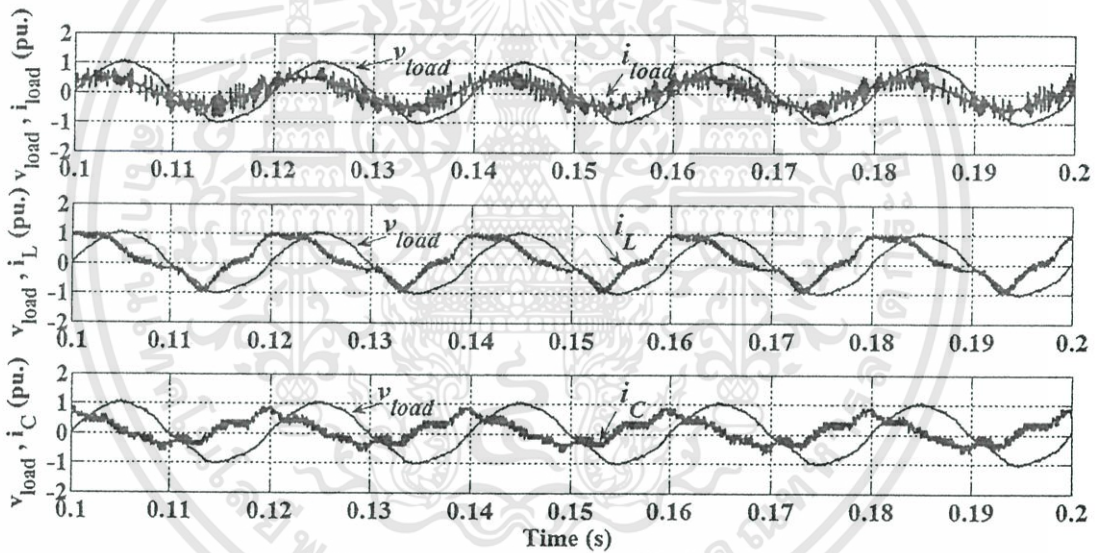
(ข)

รูปที่ 4.18 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงและแรงดันขาออกในแนวแกน d ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระไปสู่ภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.19 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออก, กระแสขาออก, กระแสคอนเวอร์เตอร์, และกระแสที่ไหลเข้าตัวเก็บประจุ ในสภาวะคงตัวขณะจ่ายภาระความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA

การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์กับภาระไฟฟ้าประเภทตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Load) โดยทดสอบต่อเข้าระบบแบบขั้นที่ทันใด (Step) จากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้าขนาด 500 VA แสดงให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันให้คงที่สำหรับภาระไฟฟ้าที่มีตัวประกอบกำลังแบบนำหน้าได้ ซึ่งในการทดสอบมีค่าประมาณ 0.8 โดยแรงดันจะตกลงชั่วคราวเมื่อต่อภาระไฟฟ้าเข้า และใช้เวลา 0.03 วินาทีในการรักษาระดับแรงดันให้คงที่

4.4 ประสิทธิภาพของระบบ

ประสิทธิภาพของระบบทำการทดสอบกับภาระตัวต้านทาน ที่พิกัดกำลังของระบบขนาด 1000 W และคำนวณประสิทธิภาพดังสมการที่ 4.1 ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 4.1

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{V_{in} I_{in}}{V_{out} I_{out}} \times 100 \quad (4.1)$$

โดยที่ η คือ ค่าประสิทธิภาพของระบบ
 P_{out} คือ กำลังทางด้านขาเข้า (W)
 P_{in} คือ กำลังทางด้านขาออก (W)

ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ

$V_{in} (V)$	$I_{in} (A)$	$P_{in} (W)$	$V_{out} (V)$	$I_{out} (V)$	$P_{out} (W)$
224.9	5.11	1008.92	229.3	4.4	1149.24

จากตารางที่ 4.1 และสมการที่ 4.1 คำนวณประสิทธิภาพของระบบได้เท่ากับ 87.79%

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

การออกแบบและประกอบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสขนาด 1 kVA ที่มีการสวิตช์ด้วยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบยูนิโพลาร์ ซึ่งมีความถี่การสวิตช์เท่ากับ 5 kHz และมีการควบคุมแบบป้อนกลับโดยอาศัยหลักการการควบคุมเวกเตอร์ เป็นวิธีการหนึ่งที่สามารถควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่ได้ที่ 230 V

จากผลการทดสอบพบว่าวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่ได้ที่สภาวะต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ไร้ภาระไฟฟ้า
2. ภาระความต้านทานจากไร้ภาระไฟฟ้าจนถึงภาระไฟฟ้าพิกัด 1 kW
3. ภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA ที่ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.8 ล้าหลัง
4. ภาระไฟฟ้าความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA ที่ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.8 นำหน้า

นอกจากนี้ รูปคลื่นแรงดันขาออกเมื่อจ่ายให้ภาระไฟฟ้าที่พิกัดกำลัง มีค่าร้อยละความผิดเพี้ยนรวมเท่ากับ 4.1 ซึ่งสอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE std 519-1992 และระบบการทำงานมีประสิทธิภาพเท่ากับ 87.79% จากผลที่กล่าวมาข้างต้นแสดงให้เห็นว่าโครงการนี้ได้บรรลุเป้าหมายที่ตั้งไว้

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในแต่ละช่วงของการเปลี่ยนแปลงภาระไฟฟ้าแบบขั้นจากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้าขนาดต่างๆ จะเห็นว่ากระแสด้านขาออกมีส่วนพุ่งเกินค่อนข้างสูง ดังนั้นจึงควรพัฒนาระบบควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้สามารถควบคุมขนาดของกระแสทางด้านขาออกด้วย
2. การออกแบบวงจรรองที่เหมาะสมจะทำให้รูปคลื่นแรงดันขาออกใกล้เคียงไซน์มากขึ้น และมีความผิดเพี้ยนต่ำลงได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, T .M. Undeland, and W. P. Robbins, **Power Electronics Converters, Applications, and Design.** 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2007
- [2] M. Liserre, R. Teodorescu, and Zhe Chen, “Grid Coverters and their Control in Distrubuted Power Generation Systems,” **IECON**, 2005
- [3] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A New Single – Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,” **Power Electronics Specialists Conference**, 2006.
- [4] วรชาติ แซ่ก๊ก, เอกสารประกอบการสอน วิชา 01026404 Electrical Machine Drives and System.
- [5] Hyosung Kim and Seung-Ki Sul, “Analysis on Output LC Filters for PWM Inverters” , **Power Electronics and Motion Control Conference**, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, May 2009, pp. 384-389
- [6] www.st.com
- [7] www.lem.com
- [8] Thomas M. Blooming and Daniel J. Carnovale, “Application of IEEE std 519 – 1992 Harmonic Limits,” **Conference Record of the 2006 IEEE IAS Pulp and Paper Conference**, 2006, pp. 1-9.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก
สมการสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉาก

จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 หัวข้อ 2.3 การสร้างสัญญาณในแนวตั้งฉากเพื่อใช้ในการควบคุมเวกเตอร์ด้วยวิธีการ Second Order Generalized Integrator มีบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.7 สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ในงานขึ้นนี้เป็น การสร้างแรงดันไซน์ที่มีความถี่คงที่ 50 Hz ดังนั้นจึงกำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์ (ω) มีค่าคงที่เป็น 50 Hz และกำหนดค่า $k = 1$ ในภาคผนวกส่วนนี้จะแสดงสมการตัวอย่างขั้นตอนในการสร้างสัญญาณตั้งฉากของแรงดันขาออก (v)

โดยที่ v_α มีมุมเฟสตรงกับแรงดันขาออก (v)

และ v_β มีมุมเฟสตรงลำหลังแรงดันขาออก (v) 90 องศา

กระบวนการสร้างสัญญาณตั้งฉากที่นำมาใช้นั้นต้องทำเป็นแบบดิสครีต เพื่อสามารถนำมาสร้างเป็นการควบคุมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ การทำให้ SOGI ให้เป็นดิสครีตนั้นจะหลีกเลี่ยงระเบียบวิธีของออยเลอร์ (Euler's Method) เนื่องจากจะทำให้สัญญาณที่สร้างได้มีมุมเฟสต่างกันไม่ถึง 90 องศาจริง จึงเลือกใช้วิธีการประมาณค่าด้วยสี่เหลี่ยมคางหมู (Trapezoidal Method) โดยประมาณตัวอินทิเกรต (Integrator) ดังสมการที่ ก.1

$$\frac{1}{s} = \frac{T_s}{2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่ T_s คือคาบเวลาการสุ่มค่า จัดรูปสมการที่ ก.1 จะได้

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{ก.2})$$

ในการสร้าง v_α แทนสมการที่ ก.2 ลงในสมการที่ 2.13 จะได้

$$H_d(z) = \frac{k\omega \left(\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right)}{\left(\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right)^2 + k\omega \left(\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right) + \omega^2} \quad (\text{ก.3})$$

จัดรูปสมการที่ ก.3 จะได้

$$H_d(z) = \frac{2k\omega T_s(z^2 - 1)}{4(z-1)^2 + 2k\omega T_s(z^2 - 1) + (\omega T_s)^2(z+1)^2}$$

$$= \frac{2k\omega T_s(z^2 - 1)}{4(z^2 - 2z + 1) + 2k\omega T_s z^2 - 2k\omega T_s + (\omega T_s)^2(z^2 + 2z + 1)} \quad (\text{ก.4})$$

$$= \frac{2k\omega T_s z^2 - 2k\omega T_s}{((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)z^2 + (2\omega^2 T_s^2 - 8)z + ((\omega T_s)^2 - 2k\omega T_s + 4)}$$

คูณ $\frac{1/z^2}{1/z^2}$ เข้าสมการที่ ก.4 จะได้

$$H_d(z) = \frac{2k\omega T_s z^0 - 2k\omega T_s z^{-2}}{\left\{ \begin{array}{l} ((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)z^0 - (-2\omega^2 T_s^2 + 8)z^{-1} \\ -((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s - 4)z^{-2} \end{array} \right\}}$$

$$= \frac{2k\omega T_s - 2k\omega T_s z^{-2}}{\left\{ \begin{array}{l} ((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)z^0 - 2(4 - \omega^2 T_s^2)z^{-1} \\ -((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s - 4)z^{-2} \end{array} \right\}} \quad (\text{ก.5})$$

คูณ $\frac{1/((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)}{1/((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)}$ เข้าสมการที่ ก.5 จะได้

$$H_d(z) = \frac{\left(\frac{2k\omega T_s - 2k\omega T_s z^{-2}}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right)}{z^0 - \left(\frac{2(4 - \omega^2 T_s^2)}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) z^{-1} - \left(\frac{((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s - 4)}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) z^{-2}} \quad (\text{ก.6})$$

$$H_d(z) = \frac{\left(\frac{2k\omega T_s}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) + \left(\frac{-2k\omega T_s}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-2}}{z^0 - \left(\frac{2(4 - (\omega T_s)^2)}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-1} - \left(\frac{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 - 4}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-2}} \quad (\text{ก.7})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $x = 2k\omega T_s$, $y = (\omega T_s)^2$ จะได้

$$H_d(z) = \frac{\left(\frac{x}{x+y+4}\right) + \left(\frac{-x}{x+y+4}\right)z^{-2}}{z^0 - \left(\frac{2(4-y)}{x+y+4}\right)z^{-1} - \left(\frac{x+y-4}{x+y+4}\right)z^{-2}} \quad (\text{ก.8})$$

กำหนดให้ $a_1 = \left(\frac{2(4-y)}{x+y+4}\right)$, $a_2 = \left(\frac{x+y-4}{x+y+4}\right)$, $b_0 = \left(\frac{x}{x+y+4}\right)$ และ

$b_2 = \left(\frac{-x}{x+y+4}\right) = -b_0$ ดังนั้นจากสมการที่ ก.8 จะได้

$$H_d(z) = \frac{b_0 z^0 + b_2 z^{-2}}{z^0 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (\text{ก.9})$$

จากสมการที่ 2.13 และ ก.9

$$H_d(z) = \frac{v_\alpha}{v} = \frac{b_0 + b_2 z^{-2}}{z^0 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (\text{ก.10})$$

$$v_\alpha = \frac{b_0 v[0] + b_2 v[n-2]}{z^0 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad (\text{ก.11})$$

$$v_\alpha[0] - a_1 v_\alpha[n-1] - a_2 v_\alpha[n-2] = b_0 v[0] + b_2 v[n-2] \quad (\text{ก.12})$$

$$v_\alpha[0] = a_1 v_\alpha[n-1] + a_2 v_\alpha[n-2] + b_0 v[0] + b_2 v[n-2] \quad (\text{ก.13})$$

เนื่องจาก $b_2 = -b_0$ จะได้ว่า

$$v_\alpha[0] = a_1 v_\alpha[n-1] + a_2 v_\alpha[n-2] + b_0 v[0] - b_0 v[n-2] \quad (\text{ก.14})$$

$$v_\alpha = a_1 v_\alpha[n-1] + a_2 v_\alpha[n-2] + b_0 (v[0] - v[n-2]) \quad (\text{ก.15})$$

สมการที่ ก.1 - ก.15 เป็นการสร้าง v_α ต่อไปจะแสดงการสร้าง v_β โดยแทนสมการที่ ก.2 ลงในสมการที่ 2.14 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_q(z) = \frac{k\omega^2}{\left(\frac{2z-1}{T_s z+1}\right)^2 + k\omega\left(\frac{2z-1}{T_s z+1}\right) + \omega^2} \quad (\text{ก.16})$$

จัดรูปสมการที่ ก.16 จะได้

$$H_q(z) = \frac{k\omega^2}{\frac{4(z-1)^2}{T_s^2(z+1)^2} + k\omega\left(\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}\right) + \omega^2}$$

$$= \frac{k\omega^2}{\left(\frac{4(z-1)^2 + 2k\omega T_s(z-1)(z+1) + \omega^2 T_s^2(z+1)^2}{T_s^2(z+1)^2}\right)}$$

$$= \frac{k\omega^2 T_s^2(z+1)^2}{4(z-1)^2 + 2k\omega T_s(z-1)(z+1) + \omega^2 T_s^2(z+1)^2} \quad (\text{ก.17})$$

$$= \frac{k\omega^2 T_s^2(z^2 + 2z + 1)}{4(z^2 - 2z + 1) + 2k\omega T_s(z^2 - 1) + \omega^2 T_s^2(z^2 + 2z + 1)}$$

$$= \frac{k\omega^2 T_s^2 z^2 + 2k\omega^2 T_s^2 z + k\omega^2 T_s^2 z^0}{\left\{ \begin{aligned} &((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)z^2 - 2(-\omega^2 T_s^2 + 4)z \\ &-(-(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s - 4)z^0 \end{aligned} \right\}}$$

คูณ $\frac{1/z^2}{1/z^2}$ เข้าสมการที่ ก.17 จะได้

$$H_q(z) = \frac{k\omega^2 T_s^2 z^0 + 2k\omega^2 T_s^2 z^{-1} + k\omega^2 T_s^2 z^{-2}}{\left\{ \begin{aligned} &((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)z^0 - 2(-\omega^2 T_s^2 + 4)z^{-1} \\ &-(-(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s - 4)z^{-2} \end{aligned} \right\}} \quad (\text{ก.18})$$

คูณ $\frac{1/((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)}{1/((\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4)}$ เข้าสมการที่ ก.18 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_q(z) = \frac{\left\{ \left(\frac{k\omega^2 T_s^2 z^0}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) + \left(\frac{2k\omega^2 T_s^2 z^{-1}}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) \right.}{\left\{ \left(\frac{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) z^0 - \left(\frac{2(-\omega^2 T_s^2 + 4)z^{-1}}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) \right.}$$

$$\left. + \left(\frac{k\omega^2 T_s^2 z^{-2}}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) \right\} \left. - \left(\frac{(-\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s - 4}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) z^{-2} \right\}$$

(ก.19)

$$= \frac{\left\{ \left(\frac{k(\omega T_s)^2}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^0 + \left(\frac{2k(\omega T_s)^2}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-1} \right.}{\left\{ \left(\frac{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4}{(\omega T_s)^2 + 2k\omega T_s + 4} \right) z^0 - \left(\frac{2(4 - \omega^2 T_s^2)}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-1} \right.}$$

$$\left. + \left(\frac{k(\omega T_s)^2}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-2} \right\} \left. - \left(\frac{2k\omega T_s - (\omega T_s)^2 - 4}{2k\omega T_s + (\omega T_s)^2 + 4} \right) z^{-2} \right\}$$

กำหนดให้ $x = 2k\omega T_s$, $y = (\omega T_s)^2$ จะได้

$$H_q(s) = \frac{\left(\frac{ky}{x+y+4} \right) z^0 + \left(\frac{2ky}{x+y+4} \right) z^{-1} + \left(\frac{ky}{x+y+4} \right) z^{-2}}{z^0 - \left(\frac{2(4-y)}{x+y+4} \right) z^{-1} - \left(\frac{x-y-4}{x+y+4} \right) z^{-2}}$$

(ก.20)

กำหนดให้ $a_1 = \left(\frac{2(4-y)}{x+y+4} \right)$, $a_2 = \left(\frac{x-y-4}{x+y+4} \right)$, $b_0 = \left(\frac{x}{x+y+4} \right)$ และ

$$b_2 = \left(\frac{-x}{x+y+4} \right) = -b_0 \text{ ดังนั้นจากสมการที่ ก.20 จะได้}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_q(s) = \frac{\left(\frac{ky}{x+y+4}\right)z^0 + \left(\frac{2ky}{x+y+4}\right)z^{-1} + \left(\frac{ky}{x+y+4}\right)z^{-2}}{z^0 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}} \quad (\text{ก.21})$$

จากสมการที่ 2.14 และ ก.21

$$H_q(s) = \frac{v_\beta}{v} = \frac{\left(\frac{ky}{x+y+4}\right)z^0 + \left(\frac{2ky}{x+y+4}\right)z^{-1} + \left(\frac{ky}{x+y+4}\right)z^{-2}}{z^0 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}} \quad (\text{ก.22})$$

$$v_\beta[0] - a_1v_\beta[n-1] - a_2v_\beta[n-2] = \left(\frac{ky}{x+y+4}\right)v[0] + \left(\frac{2ky}{x+y+4}\right)v[n-1] + \left(\frac{ky}{x+y+4}\right)v[n-2] \quad (\text{ก.23})$$

$$v_\beta[0] = a_1v_\beta[n-1] + a_2v_\beta[n-2] + \frac{ky}{x+y+4}v[0] + \frac{2ky}{x+y+4}v[n-1] + \frac{ky}{x+y+4}v[n-2] \quad (\text{ก.24})$$

$$v_\beta[0] = a_1v_\beta[n-1] + a_2v_\beta[n-2] + \left(\frac{2ky}{x+y+4}\right)v[n-1] \quad (\text{ก.24})$$

สมการที่ ก.1 - ก.25 เป็นการสร้างสัญญาณตั้งฉากของแรงดันขาออก สำหรับ กระแสที่ตัวเก็บประจุมีขั้นตอนเช่นเดียวกับสมการที่ ก.1 - ก.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข
การทดสอบหม้อแปลง

จากรูปที่ 3.1 ในบทที่ 3 ระบบการทำงานประกอบด้วยหม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดันขนาด 1.5 kW อัตราส่วนจำนวนรอบ 1:2 เพื่อเพิ่มระดับแรงดันจาก 115 V จากคอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับเป็น 230 V สำหรับจ่ายให้แก่ภาระไฟฟ้าต่อไป หม้อแปลงดังกล่าวมีพิกัดดังตาราง ข.1

ตารางที่ ข.1 พิกัดของหม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 1.5 kVA

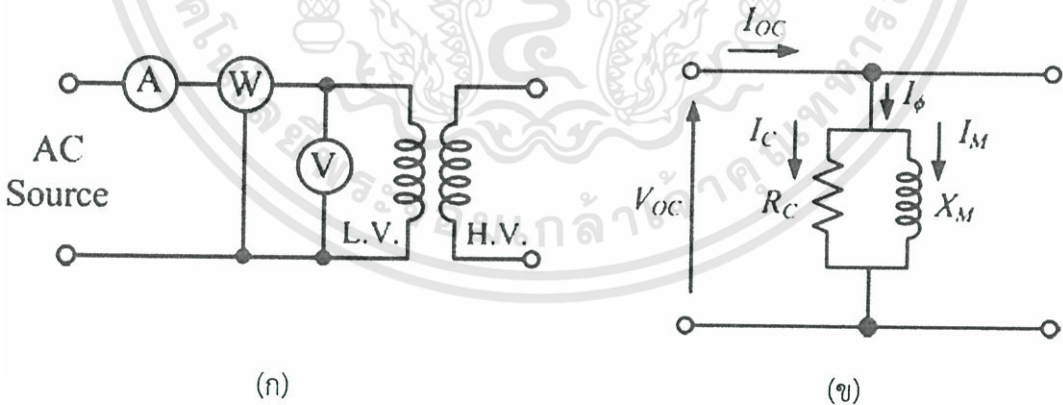
$V_{H.V.} (V)$	$I_{H.V.} (A)$	$V_{L.V.} (V)$	$I_{L.V.} (A)$
230	6.52	115	13.04

การทดสอบหม้อแปลง แบ่งเป็นการทดสอบดังนี้

ข.1 การทดสอบหาพารามิเตอร์ของหม้อแปลง

ข.1.1 การทดสอบแบบเปิดวงจร

การทดสอบแบบเปิดวงจร (Open - Circuit Test) ทำโดยการเปิดวงจรทางด้านแรงดันสูง 230 V และทำการจ่ายแรงดันพิกัด 115 V (V_{oc}) เข้าทางด้านแรงดันต่ำ มีวงจรการทดสอบดังรูปที่ ข.1 (ก) เพื่อให้ได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ข.1(ข)



รูปที่ ข.1 (ก) วงจรทดสอบ และ (ข) วงจรสมมูลทางด้านแรงต่ำ แสดงการทดสอบแบบเปิดวงจร

โดยที่ค่า R_c และ X_m คำนวณได้จากสมการที่ ข.1 - ข.6

$$P_{oc} = V_{oc} I_{oc} \cos \theta_{oc} \quad (\text{ข.1})$$

$$\cos \theta_{sc} = \frac{P_{oc}}{V_{oc} I_{oc}} \quad (\text{ข.2})$$

$$I_c = I_{oc} \cos \theta_{oc} \quad (\text{ข.3})$$

$$I_m = I_{oc} \sin \theta_{oc} \quad (\text{ข.4})$$

$$R_c = \frac{V_{oc}^2}{P_{co}} \quad (\text{ข.5})$$

$$X_m = \frac{V_{oc}}{I_m} \quad (\text{ข.6})$$

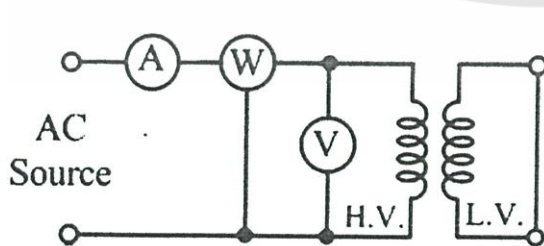
การทดสอบแบบเปิดวงจรได้ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ ข.2

ตารางที่ ข.2 ผลการทดสอบแบบเปิดวงจร

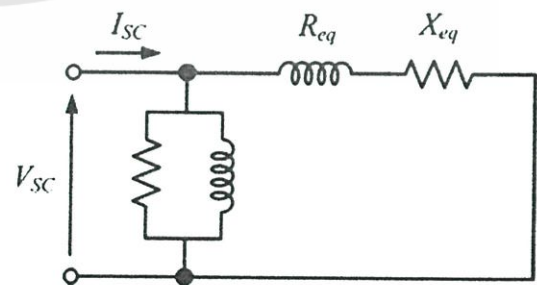
V_{oc} (V)	I_{oc} (A)	P_{oc} (W)	θ_{oc} (°)	R_c (Ω)	X_m (Ω)
115	1.037	39.8	70.5	332.29	117.65

ข.1.2 การทดสอบแบบลัดวงจร

การทดสอบแบบลัดวงจร (Short - Circuit Test) ทำโดยการลัดวงจรทางด้านแรงดันต่ำ 115 V และทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้าทางด้านแรงสูงจนทำให้ค่ากระแสทดสอบเท่ากับพิกัดกระแสของด้านแรงดันสูง 6.52 A มีวงจรการทดสอบดังรูปที่ ข.2 (ก) เพื่อให้ได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ข (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ ข.2 (ก) วงจรทดสอบ และ (ข) วงจรสมมูลทางด้านแรงต่ำ แสดงการทดสอบแบบลัดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า R_{eq} และ X_{eq} คำนวณได้จากสมการที่ ข.7 - ข.10

$$P = V_{sc} I_{sc} \cos \theta_{sc} \quad (\text{ข.7})$$

$$Z_{eq} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \quad (\text{ข.8})$$

$$R_{eq} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \quad (\text{ข.9})$$

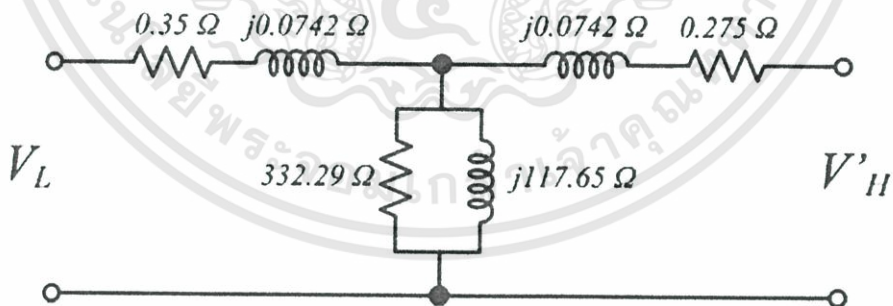
$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} \quad (\text{ข.10})$$

การทดสอบแบบลัดวงจรได้ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ ข.3

ตารางที่ ข.3 ผลการทดสอบแบบลัดวงจร

$V_{sc} (V)$	$I_{sc} (A)$	$P_{sc} (W)$	$Z_{eq} (\Omega)$	$R_{eq} (\Omega)$	$X_{eq} (\Omega)$
14.6	6.33	89.3	2.3065	2.2287	0.5940

เมื่อทำการย้ายค่าพารามิเตอร์ทางด้านแรงดันสูงจากการทดสอบแบบลัดวงจรมา รวมกับพารามิเตอร์ทางด้านแรงดันต่ำจากการทดสอบแบบเปิดวงจรจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ข.3



รูปที่ ข.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเมื่ออ้างอิงค่ามาทางด้านแรงดันต่ำ

ข.2 การทดสอบหาประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า

ประสิทธิภาพของหม้อแปลงทำการทดสอบกับภาระความต้านทาน ตัวประกอบ กำลังเท่ากับ 1 ที่พิกัดกำลังของระบบการทำงาน 1000 W และคำนวณประสิทธิภาพดังสมการที่ ข.11 ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ ข.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = \frac{V_{in} I_{in}}{V_{out} I_{out}} \times 100 \quad (\text{ข.11})$$

โดยที่ η คือ ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลง
 P_{out} คือ กำลังทางด้านขาเข้า (W)
 P_{in} คือ กำลังทางด้านขาออก (W)

ตารางที่ ข.4 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของหม้อแปลง

$V_{in} (V)$	$I_{in} (A)$	$P_{in} (W)$	$V_{out} (V)$	$I_{out} (V)$	$P_{out} (W)$
117.1	9.57	1120.65	230	4.41	1012

จากตารางที่ ข.4 และสมการที่ ข.11 ได้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงเท่ากับ 90.3%

ข.3 การทดสอบ Voltage Regulation ของหม้อแปลง

Voltage Regulation ทำการทดสอบกับภาระความต้านทาน ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 1 ที่พิกัดกำลังของระบบการทำงาน 1000 W และคำนวณ Voltage Regulation (%) ดังสมการที่ ข.12 ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ ข.5

$$\text{Voltage Regulation (\%)} = \frac{|V_2|_{NL} - |V_2|_L}{|V_2|_L} \quad (\text{ข.12})$$

โดยที่ $|V_2|_{NL}$ คือ ขนาดของแรงดันด้านทุติยภูมิในสภาวะไร้ภาระไฟฟ้า (V)
 $|V_2|_L$ คือ ขนาดของแรงดันด้านทุติยภูมิในสภาวะมีภาระไฟฟ้า (V)

ตารางที่ ข.5 ผลการทดสอบ Voltage Regulation ของหม้อแปลง

$ V_2 _{NL} (V)$	$ V_2 _L (V)$
230	220.6

จากตารางที่ ข.5 และสมการที่ ข.12 ได้ Voltage Regulation เท่ากับ 4.26%



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

การทดสอบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำทำโดยจ่ายแรงดันกระแสสลับ (V) คร่อมตัวเหนี่ยวนำจนทำให้ค่ากระแสทดสอบ (I) มีค่าเท่ากับพิกัดกระแสของตัวเหนี่ยวนำ ทำการหาค่ามุมต่างเฟส (θ) ระหว่างแรงดันและกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำโดยใช้ออสซิลอ스코ป และคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ (Z) ดังสมการที่ ค.1 และ ค.2

$$Z = \frac{V}{I \angle -\theta} = R + jX_L \quad (\text{ค.1})$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (\text{ค.2})$$

โดยที่ R คือ ค่าความต้านทานของของขดลวด (Ω)
 X_L คือ ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ (Ω)
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (mH)
 f คือ ความถี่ของระบบไฟฟ้า (50 HZ)

ระบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ทำการศึกษารวมประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ 2 ส่วน ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำทางด้านขาเข้าของวงจร และตัวเหนี่ยวนำที่วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน มีผลการทดสอบดังตารางที่ ค.1 และ ค.2 ตามลำดับ

ตารางที่ ค.1 ผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำทางด้านขาเข้าของวงจร

$V(V)$	$I(A)$	$\theta(^{\circ})$	$R(\Omega)$	$L(mH)$
28.3	9.96	84.24	0.2	9

ตารางที่ ค.2 ผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำที่วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$V(V)$	$I(A)$	$\theta(^{\circ})$	$R(\Omega)$	$L(mH)$
12.7	9.97	88.2	0.4	4.05

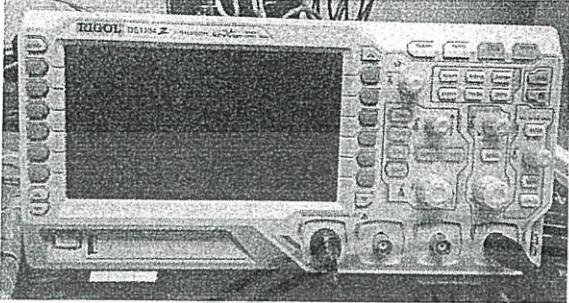
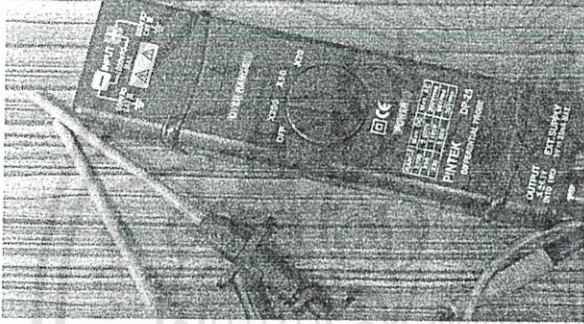
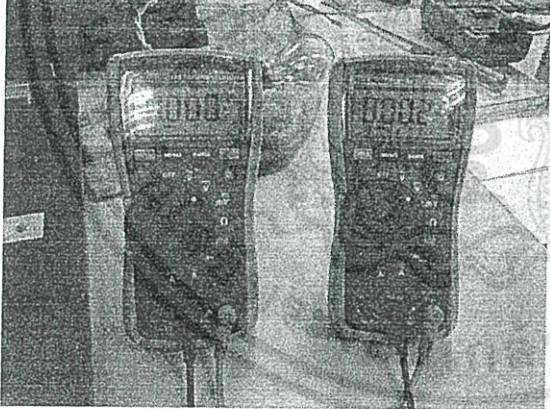
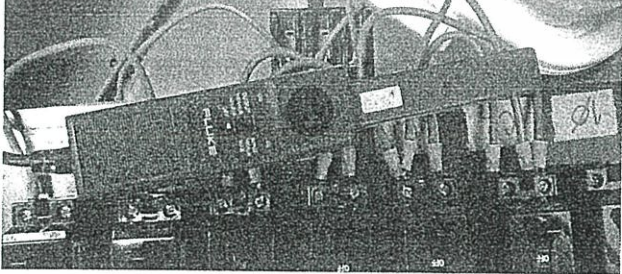


ภาคผนวก ง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวงจรถอดสอบจริง

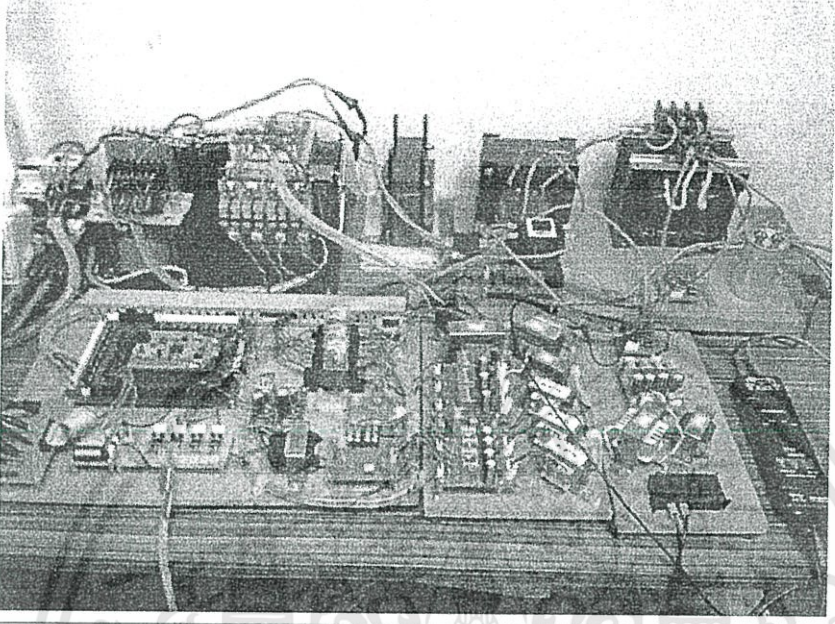
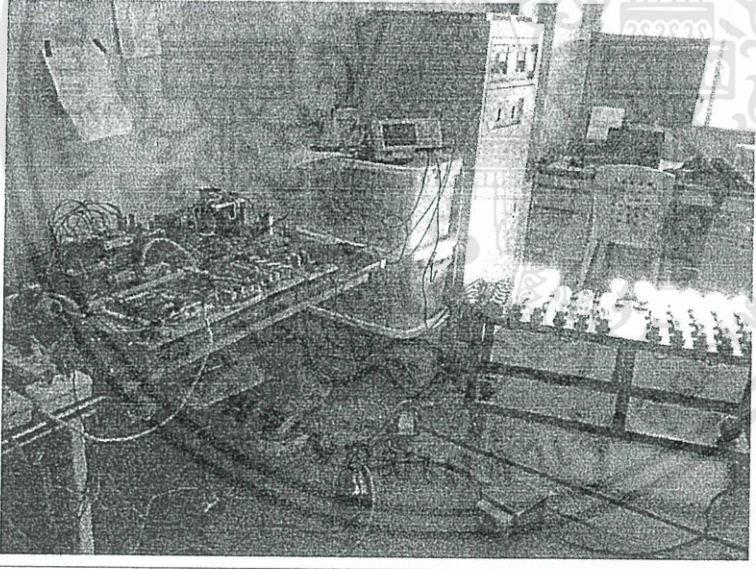
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง
อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวงจรถอดสอบจริง

	<p>Digital Oscilloscope RIGOL DS1104</p>
	<p>Differential Probe PINTEX DP-25</p>
	<p>Multimeter FLUKE</p>
	<p>Current Probe Amplifier FLUKE 80i-110s</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


ภาคผนวก ง (ต่อ)
อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวงจรการทดสอบจริง

	<p>วงจร การทำงานจริง</p>
	<p>วงจรการทดสอบ กับภาระความ ต้านทาน</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง (ต่อ)

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและวงจรการทดสอบจริง

	<p>วงจรการทดสอบกับ ภาระความต้านทาน และความเหนี่ยวนำ</p>
	<p>วงจรการทดสอบกับ ภาระความต้านทาน และตัวเก็บประจุ</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Arm Cortex M4 STM32F407VG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



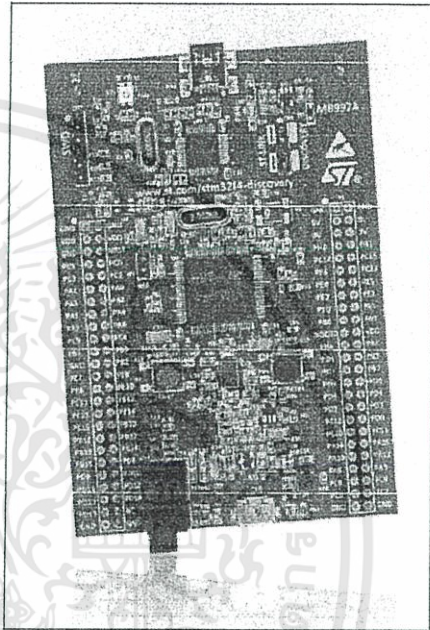
STM32F4DISCOVERY

STM32F4 high-performance discovery board

Data brief

Features

- STM32F407VGT6 microcontroller featuring 32-bit ARM Cortex-M4F core, 1 MB Flash, 192 KB RAM in an LQFP100 package
- On-board ST-LINK/V2 with selection mode switch to use the kit as a standalone ST-LINK/V2 (with SWD connector for programming and debugging)
- Board power supply: through USB bus or from an external 5 V supply voltage
- External application power supply: 3 V and 5 V
- LIS302DL, ST MEMS motion sensor, 3-axis digital output accelerometer
- MP45DT02, ST MEMS audio sensor, omnidirectional digital microphone
- CS43L22, audio DAC with integrated class D speaker driver
- Eight LEDs:
 - LD1 (red/green) for USB communication
 - LD2 (red) for 3.3 V power on
 - Four user LEDs, LD3 (orange), LD4 (green), LD5 (red) and LD6 (blue)
 - 2 USB OTG LEDs LD7 (green) VBus and LD8 (red) over-current
- Two push buttons (user and reset)
- USB OTG FS with micro-AB connector
- Extension header for all LQFP100 I/Os for quick connection to prototyping board and easy probing



Based on the STM32F407VGT6, it includes an ST-LINK/V2 embedded debug tool, two ST MEMS, digital accelerometer and digital microphone, one audio DAC with integrated class D speaker driver, LEDs and push buttons and an USB OTG micro-AB connector.

A large number of free ready-to-run application firmware examples are available on www.st.com/stm32f4-discovery to support quick evaluation and development.

Description

The STM32F4DISCOVERY helps you to discover the STM32F4 high-performance features and to develop your applications easily. It includes everything required for beginners and experienced users to get started quickly.

Table 1. Device summary

Order code	Reference
STM32F4DISCOVERY	STM32F4 high-performance discovery board

September 2011

Doc ID 022204 Rev 1

1/3

For further information contact your local STMicroelectronics sales office.

www.st.com

1 System requirements

- Windows PC (2000, XP, Vista, 7)
- USB type A to Mini-B cable

2 Development toolchains

- Altium TASKING™ VX-Toolset
- Atollic TrueSTUDIO®
- IAR, Embedded Workbench® for ARM
- Keil, MDK-ARM™

3 Demonstration software

The demonstration software is preloaded in the board's Flash memory. It uses the MEMS motion sensor to blink the four LEDs according to the motion direction and speed. Connecting the board to a PC with a second USB 'type A to micro-B' cable converts it into a standard mouse, and board motion controls the PC cursor.

The latest versions of the demonstration source code and associated documentation can be downloaded from www.st.com/stm32f4-discovery.

4 Revision history

Table 2. Document revision history

Date	Revision	Changes
15-Sept-2011	1	Initial version.

STM32F4DISCOVERY

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY TWO AUTHORIZED ST REPRESENTATIVES, ST PRODUCTS ARE NOT RECOMMENDED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE. ST PRODUCTS WHICH ARE NOT SPECIFIED AS "AUTOMOTIVE GRADE" MAY ONLY BE USED IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS AT USER'S OWN RISK.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2011 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Philippines - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com



Doc ID 022204 Rev 1

3/3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LEM**Current Transducer LA 55-P** **$I_{PN} = 50 \text{ A}$**

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed...,
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	50	A					
I_P	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 70$	A					
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$					
				$R_{M(\min)}$	$R_{M(\max)}$	$R_{M(\min)}$	$R_{M(\max)}$	
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	10	100	60 ¹⁾	95	Ω
			@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾	Ω
with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	50	160	135	155	Ω		
	@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA					
K_N	Conversion ratio	1 : 1000						
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V					
I_C	Current consumption	$10 (\text{at } \pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA					
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV					

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- 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.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.65	%	
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.90	%	
E_L	Linearity		< 0.15	%	
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max		
I_{SM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PM}$		± 0.3	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5	mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of $I_{P \max}$		< 500	ns	
t_r	Response time @ 90 % of $I_{P \max}$		< 1	μs	
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs	
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC	200	kHz	

Applications

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

General data

T_A	Ambient operating temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$	
T_S	Ambient storage temperature	$-40 \dots +90$	$^\circ\text{C}$	
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80	Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85	Ω
m	Mass	18	g	
	Standards ⁴⁾	EN 50178		

- Notes :**
- ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{\max}$
 - ²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{\max}$
 - ³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
 - ⁴⁾ A list of corresponding tests is available

980706/8

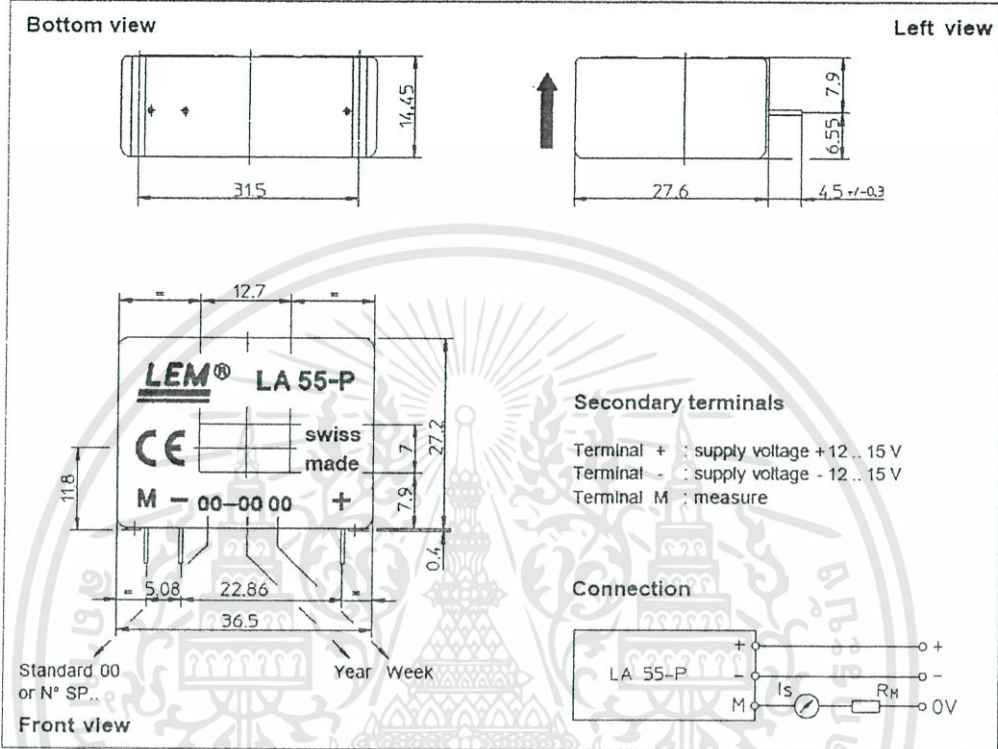
LEM Components

www.lem.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7 x 7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
- Recommended PCB hole 0.63 x 0.56mm
- 0.9 mm

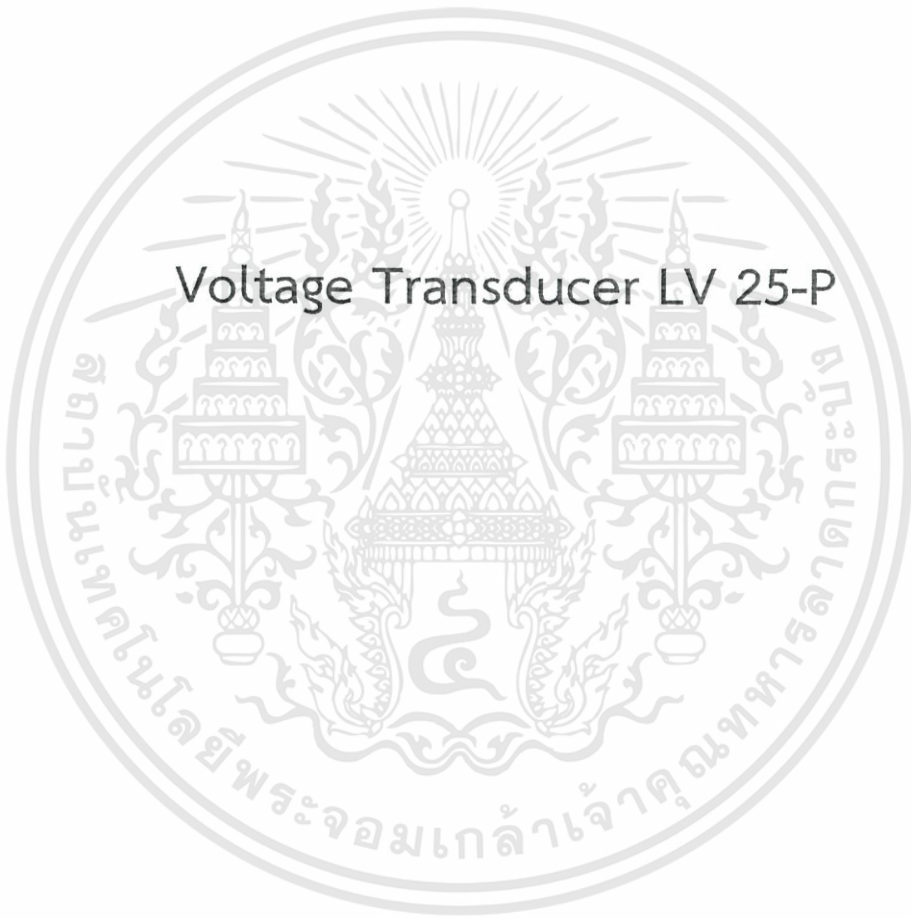
Remarks

- I_p is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage Transducer LV 25-P



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LEM**Voltage Transducer LV 25-P**

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

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$

**Electrical data**

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA			
R_M	Measuring resistance	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	$R_{M,min}$	$R_{M,max}$	
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30	190	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30	100	Ω
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100	350	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V			
I_C	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_o$	mA			
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Features

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

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_i which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_o	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%	
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%	
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%	
I_o	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max		
I_{OT}	Thermal drift of I_o		± 0.15	mA	
		$0^\circ\text{C} \dots +25^\circ\text{C}$	± 0.06	± 0.25	mA
		$+25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{p,max}$		40	μs	

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass Standards ³⁾	22	g
		EN 50178	

Applications

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

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14

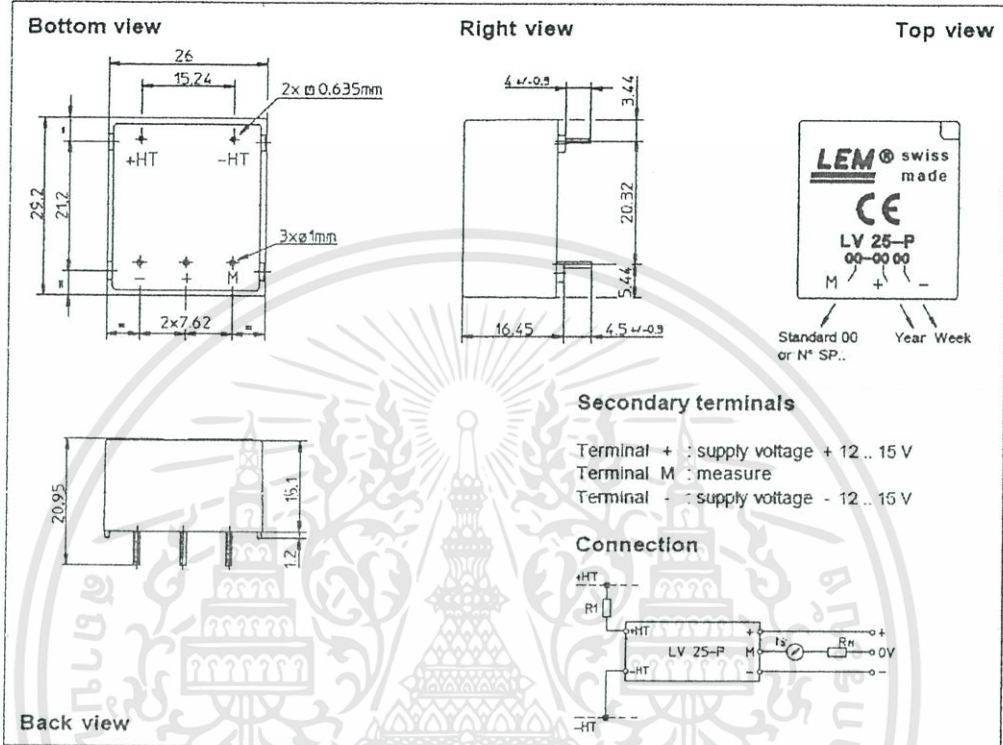
LEM Components

Topo Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0658 Fax: (02) 8228-0659 <http://www.sensor.com.tw> www.lem.com
e-mail: topo@ms1.hinet.net

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LEM

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins \varnothing 1 mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{pm} = 250$ V

a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA	Accuracy = ± 0.8 % of V_{pm} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA	Accuracy = ± 1.6 % of V_{pm} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Very High CMR, Wide V_{CC} Logic Gate Optocouplers

Technical Data

HCPL-2201	HCPL-2202
HCPL-2211	HCPL-2212
HCPL-2231	HCPL-2232
HCPL-0201	HCPL-0211
HCNW2201	HCNW2211

Features

- 10 kV/μs Minimum Common Mode Rejection (CMR) at V_{CM} = 1000 V (HCPL-2211/2212/0211/2232, HCNW2211)
- Wide Operating V_{CC} Range: 4.5 to 20 Volts
- 300 ns Propagation Delay Guaranteed over the Full Temperature Range
- 5 Mbd Typical Signal Rate
- Low Input Current (1.6 mA to 1.8 mA)
- Hysteresis
- Totem Pole Output (No Pullup Resistor Required)
- Available in 8-Pin DIP, SOIC-8, Widebody Packages
- Guaranteed Performance from -40°C to 85°C
- Safety Approval
UL Recognized -2500 V rms for 1 minute (5000 V rms for 1 minute for HCNW22XX) per UL1577
CSA Approved
VDE 0884 Approved with V_{IORM} = 630 V_{peak} (HCPL-2211/2212 Option 060 only) and V_{IORM} = 1414 V_{peak} (HCNW22XX only)
BSI Certified (HCNW22XX only)

- MIL-STD-1772 Version Available (HCPL-52XX/62XX)

Applications

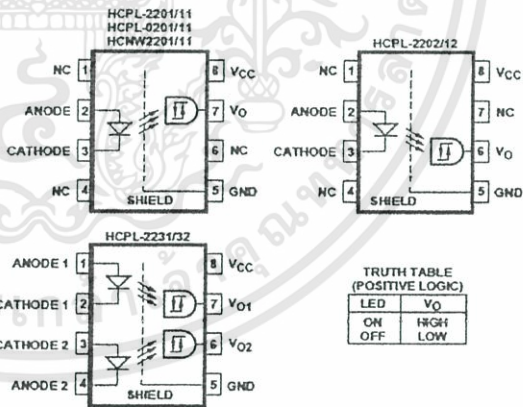
- Isolation of High Speed Logic Systems
- Computer-Peripheral Interfaces
- Microprocessor System Interfaces
- Ground Loop Elimination
- Pulse Transformer Replacement
- High Speed Line Receiver
- Power Control Systems

Description

The HCPL-22XX, HCPL-02XX, and HCNW22XX are optically-coupled logic gates. The HCPL-22XX, and HCPL-02XX contain a GaAsP LED while the HCNW22XX contains an AlGaAs LED. The detectors have totem pole output stages and optical receiver input stages with built-in Schmitt triggers to provide logic-compatible waveforms, eliminating the need for additional waveshaping.

A superior internal shield on the HCPL-2211/12, HCPL-0211,

Functional Diagram



TRUTH TABLE (POSITIVE LOGIC)

LED	V _O
ON	HIGH
OFF	LOW

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

5965-3595E

1-131

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HCPL-2232 and HCNW2211 guarantees common mode transient immunity of 10 kV/μs at a common mode voltage of 1000 volts.

The electrical and switching characteristics of the HCPL-22XX, HCPL-02XX and HCNW22XX are guaranteed from -40°C to +85°C and a V_{CC} from 4.5 volts to 20 volts. Low I_F and

wide V_{CC} range allow compatibility with TTL, LSTTL, and CMOS logic and result in lower power consumption compared to other high speed couplers. Logic signals are transmitted with a typical propagation delay of 150 ns.

Selection Guide

Minimum CMR		Input On-Current (mA)	8-Pin DIP (300 Mil)		Small-Outline SO-8	Widebody (400 Mil)	Hermetic
dV/dt (V/μs)	V _{CM} (V)		Single Channel Package	Dual Channel Package	Single Channel Package	Single Channel Package	Single and Dual Channel Packages
1,000	50	1.6	HCPL-2200 ^{1,2} HCPL-2201 HCPL-2202		HCPL-0201	HCNW2201	
		1.8		HCPL-2231			
2,500	400	1.6	HCPL-2219 ^{1,2}				
5,000 ³⁽⁴⁾	300 ³⁽⁴⁾	1.6	HCPL-2211 HCPL-2212		HCPL-0211	HCNW2211	
		1.8		HCPL-2232			
1,000	50	2.0					HCPL-52XX ¹⁽²⁾ HCPL-62XX ¹⁽²⁾

Notes:

1. HCPL-2200/2219 devices include output enable/disable function.
2. Technical data for the HCPL-2200/2219, HCPL-52XX and HCPL-02XX are on separate HP publications.
3. Minimum CMR of 10 kV/μs with V_{CM} = 1000 V can be achieved with input current, I_F, of 5 mA.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired).

Example:

HCPL-2211#XXX

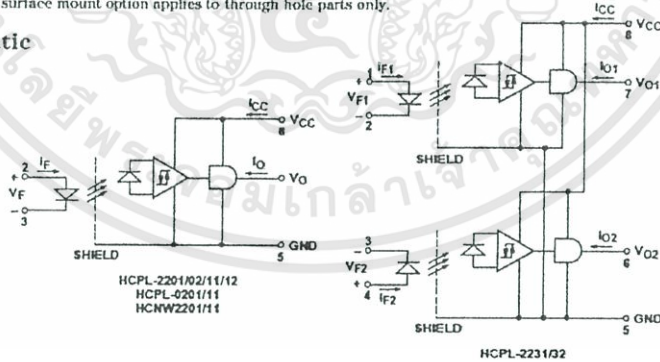
- 060 = VDE 0884 V_{ORM} = 630 V peak Option*
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option**
- 500 = Tape and Reel Packaging Option

Option data sheets available. Contact your Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor for information.

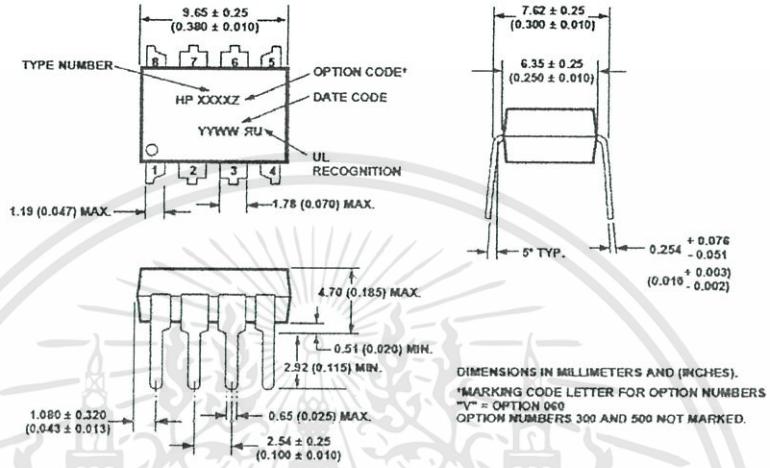
*For HCPL-2211/2212 only.

**Gull wing surface mount option applies to through hole parts only.

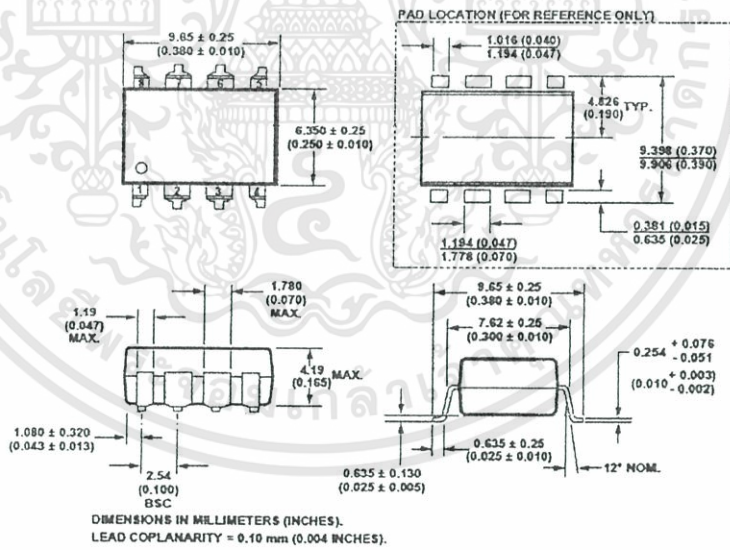
Schematic



Package Outline Drawings
8-Pin DIP Package (HCPL-2201/02/11/12/31/32)

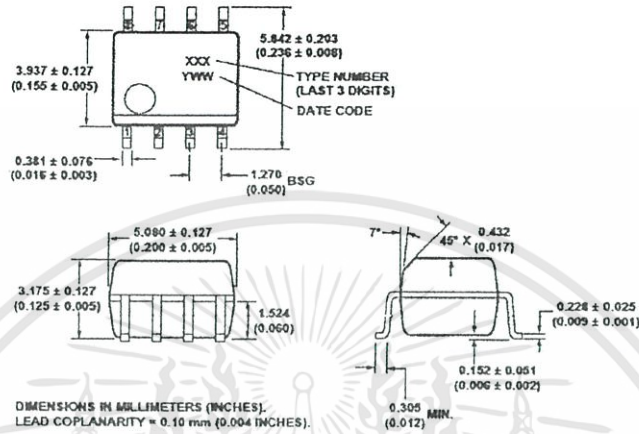


8-Pin DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (HCPL-2201/02/11/12/31/32)

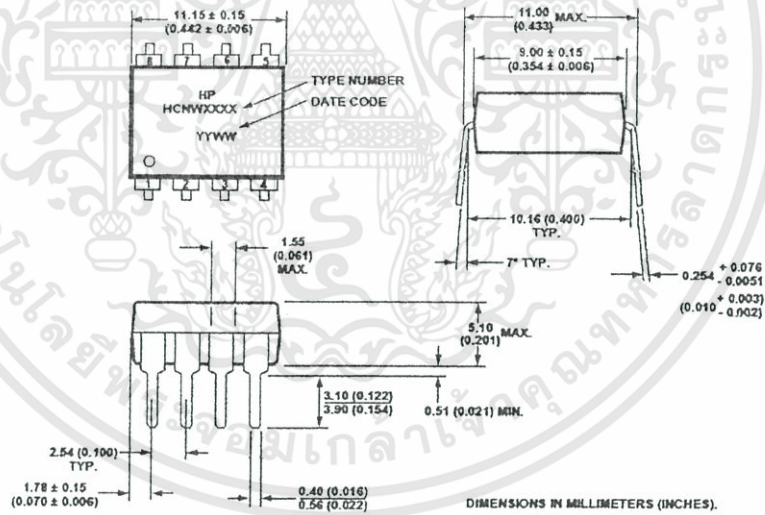


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Small-Outline SO-8 Package (HCPL-0201/11)

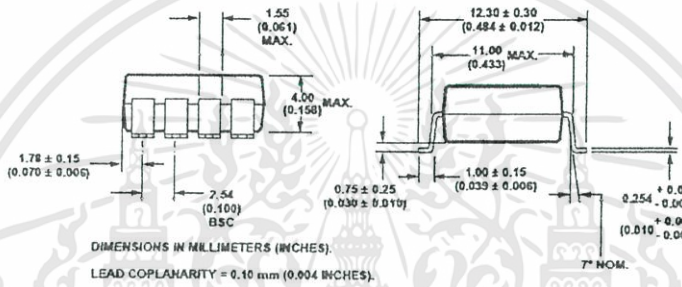
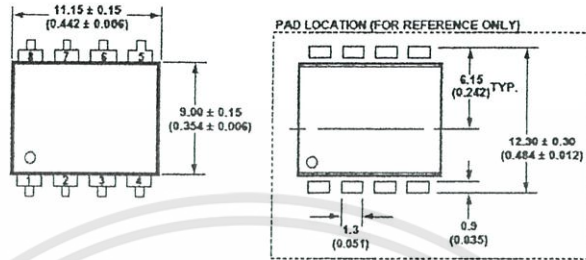


8-Pin Widebody DIP Package (HCNW2201/11)

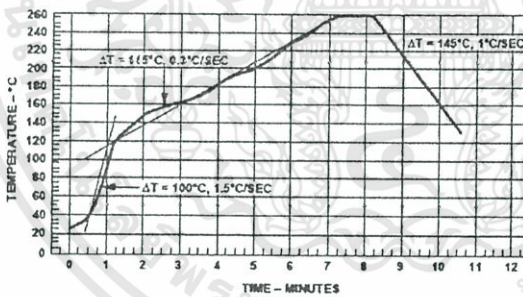


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8-Pin Widebody DIP Package with Gull Wing Surface Mount Option 300 (HCNW2201/11)



Solder Reflow Temperature Profile (HCPL-02XX and Gull Wing Surface Mount Option 300 Parts)



Note: Use of nonchlorine activated fluxes is highly recommended.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Regulatory Information

The HCPL-22XX/02XX and HCNW22XX have been approved by the following organizations:

UL

Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

CSA

Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.

VDE

Approved according to VDE 0884/06.92. (HCPL-2211/2212 Option 060 and HCNW22XX only)

BSI

Certification according to BS415:1994, (BS EN60065:1994); BS EN60950:1992 (BS7002:1992) and EN41003:1993 for Class II applications. (HCNW22XX only)

Insulation and Safety Related Specifications**8-pin DIP Package**

Parameter	Symbol	8-Pin DIP (300 Mil) Value	SO-8 Value	Widebody (400 Mil) Value	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	7.1	4.9	9.6	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	7.4	4.8	10.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	0.08	1.0	mm	Through insulation distance, conductor to conductor, usually the direct distance between the photoemitter and photodetector inside the optocoupler cavity.
Minimum Internal Tracking (Internal Creepage)		NA	NA	4.0	mm	Measured from input terminals to output terminals, along internal cavity.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	200	200	200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa	IIIa	IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

**VDE 0884 Insulation Related Characteristics
(HCPL-2211/2212 Option 060 ONLY)**

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 300 V rms for rated mains voltage ≤ 450 V rms		I-IV	
		I-III	
Climatic Classification		55/85/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	530	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	1181	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	945	V _{peak}
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{int} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	V _{peak}
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 12, Thermal Derating curve.)			
Case Temperature	T_S	175	°C
Input Current	$I_{S,OUTPUT}$	230	mA
Output Power	$P_{S,OUTPUT}$	600	mW
Insulation Resistance at $T_S, V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section (VDE 0884), for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

VDE 0884 Insulation Related Characteristics (HCNW22XX ONLY)

Description	Symbol	Characteristic	Units
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 600 V rms for rated mains voltage ≤ 1000 V rms		I-IV I-III	
Climate Classification		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	1414	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2652	V _{peak}
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and sample test, $t_m = 60$ sec, Partial Discharge < 5 pC	V_{PR}	2121	V _{peak}
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage, $t_{int} = 10$ sec)	V_{IOTM}	3000	V _{peak}
Safety Limiting Values (Maximum values allowed in the event of a failure, also see Figure 12, Thermal Derating curve.)			
Case Temperature	T_S	150	°C
Current (Input Current I_F , $P_S = 0$)	$I_{S,INPUT}$	400	mA
Output Power	$P_{S,OUTPUT}$	700	mW
Insulation Resistance at T_S , $V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section (VDE 0884), for a detailed description.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	T_S	-55	125	°C	
Operating Temperature	T_A	-40	85	°C	
Average Forward Input Current	$I_{F(AVG)}$		10	mA	1
Peak Transient Input Current (≤ 1 μ s Pulse Width, 300 pps)	$I_{F(TRAN)}$		1.0	A	1
(≤ 200 μ s Pulse Width, < 1% Duty Cycle)		HCNW22XX	40	mA	
Reverse Input Voltage	V_R		5	V	1
HCNW22XX		3			
Average Output Current	I_O		25	mA	1
Supply Voltage	V_{CC}	0	20	V	
Output Voltage	V_O	-0.5	20	V	1
Total Package Power Dissipation	P_T		210	mW	2
HCPL-223X		294			
Output Power Dissipation	P_O	See Figure 7			1
Lead Solder Temperature (Through Hole Parts Only)		260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane			
HCNW22XX		260°C for 10 sec., up to seating plane			
Solder Reflow Temperature Profile (Surface Mount Parts Only)		See Package Outline Drawings section			

1-138

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Power Supply Voltage	V_{CC}	4.5	20	V
Forward Input Current (ON)	$I_{F(ON)}$	1.6*	5	mA
	HCPL-223X	1.8†		
Forward Input Voltage (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-	0.8	V
Operating Temperature	T_A	-40	85	°C
Junction Temperature	T_J	-40	125	°C
Fan Out	N		4	TTL Loads

*The initial switching threshold is 1.6 mA or less. It is recommended that 2.2 mA be used to permit at least a 20% LED degradation guardband.

†The initial switching threshold is 1.8 mA or less. It is recommended that 2.5 mA be used to permit at least a 20% LED degradation guardband.

Electrical Specifications

-40°C ≤ T_A ≤ 85°C, 4.5 V ≤ V_{CC} ≤ 20 V, 1.6 mA ≤ $I_{F(ON)}$ ≤ 5 mA, 0 V ≤ $V_{F(OFF)}$ ≤ 0.8 V, unless otherwise specified. All Typical at $T_A = 25^\circ\text{C}$. See Note 7.

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Logic Low Output Voltage	V_{OL}			0.5	V	$I_{OL} = 6.4 \text{ mA}$ (4 TTL Loads)	1, 3	1
Logic High Output Voltage	V_{OH}	2.4	**		V	$I_{OH} = -2.6 \text{ mA}$	2, 3, 8	1
		2.7				$I_{OH} = -0.4 \text{ mA}$		
Output Leakage Current ($V_{OUT} > V_{CC}$)	I_{OIH}			100	μA	$V_O = 5.5 \text{ V}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	1
				500		$V_O = 20 \text{ V}$		
Logic Low Supply Current	I_{CCL}		3.7	6.0	mA	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$	$V_F = 0 \text{ V}$	
			4.3	7.0		$V_{CC} = 20 \text{ V}$	$I_O = \text{Open}$	
	HCPL-223X		7.4	12.0		$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$		
			8.6	14.0		$V_{CC} = 20 \text{ V}$		
Logic High Supply Current	I_{CCH}		2.4	4.0	mA	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	
			2.7	5.0		$V_{CC} = 20 \text{ V}$	$I_O = \text{Open}$	
	HCPL-223X		4.8	8.0		$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$		
			5.4	10.0		$V_{CC} = 20 \text{ V}$		
Logic Low Short Circuit Output Current	I_{OSL}	15			mA	$V_O = V_{CC} = 5.5 \text{ V}$	$V_F = 0 \text{ V}$	1, 3
		20				$V_O = V_{CC} = 20 \text{ V}$		
Logic High Short Circuit Output Current	I_{OSH}			-10	mA	$V_{CC} = 5.5 \text{ V}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	1, 3
				-20		$V_{CC} = 20 \text{ V}$	$V_O = \text{GND}$	
Input Forward Voltage	V_F		1.5	1.7	V	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 5 \text{ mA}$	4, 1
				1.85				
	HCNW22XX		1.5	1.82		$T_A = 25^\circ\text{C}$		
				1.95				
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}$		1
	HCNW22XX	3				$I_R = 100 \mu\text{A}$		
Input Diode Temperature Coefficient	ΔV_F		-1.7		mV/°C	$I_F = 5 \text{ mA}$		
	HCNW22XX		-1.4					
Input Capacitance	C_{IN}		60		pF	$f = 1 \text{ MHz}$, $V_F = 0 \text{ V}$		1, 4
	HCNW22XX		70					

*For HCPL-223X, 1.8 mA ≤ $I_{F(ON)}$ ≤ 5 mA.

**Typical $V_{OH} = V_{CC} - 2.1 \text{ V}$.

Switching Specifications (AC)

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$, $4.5\text{ V} \leq V_{CC} \leq 20\text{ V}$, $1.6\text{ mA} \leq I_{F(ON)}^* \leq 5\text{ mA}$, $0\text{ V} \leq V_{F(OFF)} \leq 0.8\text{ V}$.
 All Typical at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{F(ON)} = 3\text{ mA}$ unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low Output Level	t_{PHL}		150		ns	Without Peaking Capacitor	5, 6	1, 6
			160			HCNW22XX		
			150	300		With Peaking Capacitor		
Propagation Delay Time to Logic High Output Level	t_{PLH}		110		ns	Without Peaking Capacitor	5, 6	1, 6
			180			HCNW22XX		
			90	300		With Peaking Capacitor		
Output Rise Time (10-90%)	t_r		30		ns		5, 9	1
Output Fall Time (90-10%)	t_f		7		ns		5, 9	1

Parameter	Sym.	Device	Min.	Units	Test Conditions	Fig.	Note	
Logic High Common Mode Transient Immunity	$ CM_H $	HCPL-2201/02 HCPL-0201 HCPL-2231 HCNW2201	1,000	V/ μs	$ V_{CM} = 50\text{ V}$ $I_F = 1.6\text{ mA}^{\dagger}$	$V_{CC} = 5\text{ V}$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	10	1, 7
		HCPL-2211/12 HCPL-0211 HCPL-2232 HCNW2211	5,000	V/ μs	$ V_{CM} = 300\text{ V}$ $I_F = 1.6\text{ mA}^{\dagger}$			
			10,000	V/ μs	$ V_{CM} = 1\text{ kV}$ $I_F = 5.0\text{ mA}$			
Logic Low Common Mode Transient Immunity	$ CM_L $	HCPL-2201/02 HCPL-0201 HCPL-2231 HCNW2201	1,000	V/ μs	$ V_{CM} = 50\text{ V}$	$V_F = 0\text{ V}$ $V_{CC} = 5\text{ V}$ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	10	1, 7
		HCPL-2211/12 HCPL-0211 HCPL-2232 HCNW2211	10,000	V/ μs	$ V_{CM} = 1\text{ kV}$			

*For HCPL-223X, $1.8\text{ mA} \leq I_{F(ON)} \leq 5\text{ mA}$.

$\dagger I_F = 1.8\text{ mA}$ for HCPL-2231.

$\dagger I_F = 1.8\text{ mA}$ for HCPL-2232.

Package Characteristics

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage*	V_{ISO}	3500			V rms	RH < 50%, t = 1 min. $T_A = 25^\circ\text{C}$		5, 10
		5000						5, 11
Input-Output Resistance	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ Vdc}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$		5
			10^{12}	10^{13}				
			10^{11}					
Input-Output Capacitance	C_{I-O}		0.6		pF	f = 1 MHz, $V_{I-O} = 0 \text{ Vdc}$		5
			0.5	0.6				
Input-Input Insulation Leakage Current	I_{I-I}		0.005		μA	Relative Humidity = 45%, t = 5 s, $V_{I-I} = 500 \text{ V}$		12
Resistance (Input-Input)	R_{I-I}		10^{11}		Ω	$V_{I-I} = 500 \text{ V}$		12
Capacitance (Input-Input)	C_{I-I}		0.25		pF	f = 1 MHz		12

*The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to the VDE 0884 Insulation Characteristics Table (if applicable), your equipment level safety specification or IHP Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage," publication number 5983-2203E.

Notes:

- Each channel.
- Derate total package power dissipation, P_T , linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $4.5 \text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- Duration of output short circuit time should not exceed 10 ms.
- For single devices, input capacitance is measured between pin 2 and pin 3.
- Device considered a two-terminal device: pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- The t_{pHL} propagation delay is measured from the 50% point on the leading edge of the input pulse to the 1.3 V point on the leading edge of the output pulse. The t_{pHL} propagation delay is measured from the 50% point on the trailing edge of the input pulse to the 1.3 V point on the trailing edge of the output pulse.
- CM_H is the maximum slew rate of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the logic high state, $V_O > 2.0 \text{ V}$. CM_L is the maximum slew rate of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the logic low state, $V_O < 0.8 \text{ V}$.
- For HCPL-2202/12, V_O is on pin 6.
- Use of a $0.1 \mu\text{F}$ bypass capacitor connected between pins 5 and 8 is recommended.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 3000 \text{ V rms}$ for one second (leakage detection current limit, $I_{I-O} \leq 5 \mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (Method b) shown in the VDE 0884 Insulation Characteristics Table, if applicable.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 6000 \text{ V rms}$ for one second (leakage detection current limit, $I_{I-O} \leq 5 \mu\text{A}$). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (Method b) shown in the VDE 0884 Insulation Characteristics Table.
- For HCPL-2231/32 only. Measured between pins 1 and 2, shorted together, and pins 3 and 4, shorted together.

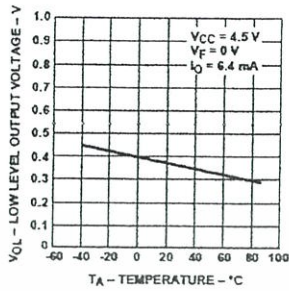


Figure 1. Typical Logic Low Output Voltage vs. Temperature.

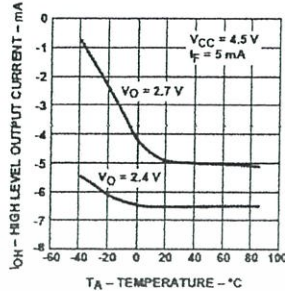


Figure 2. Typical Logic High Output Current vs. Temperature.

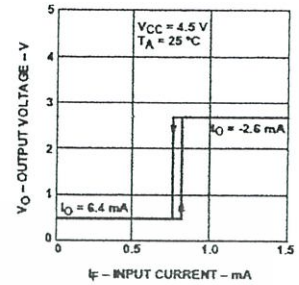


Figure 3. Typical Output Voltage vs. Forward Input Current.

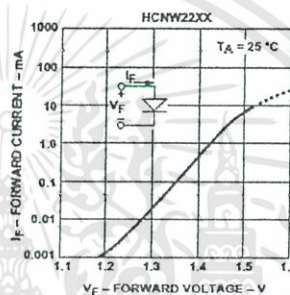
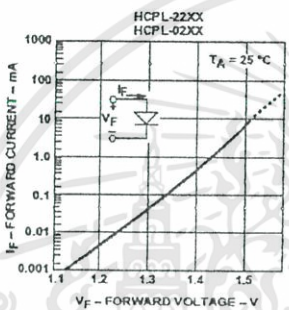


Figure 4. Typical Input Diode Forward Characteristic.

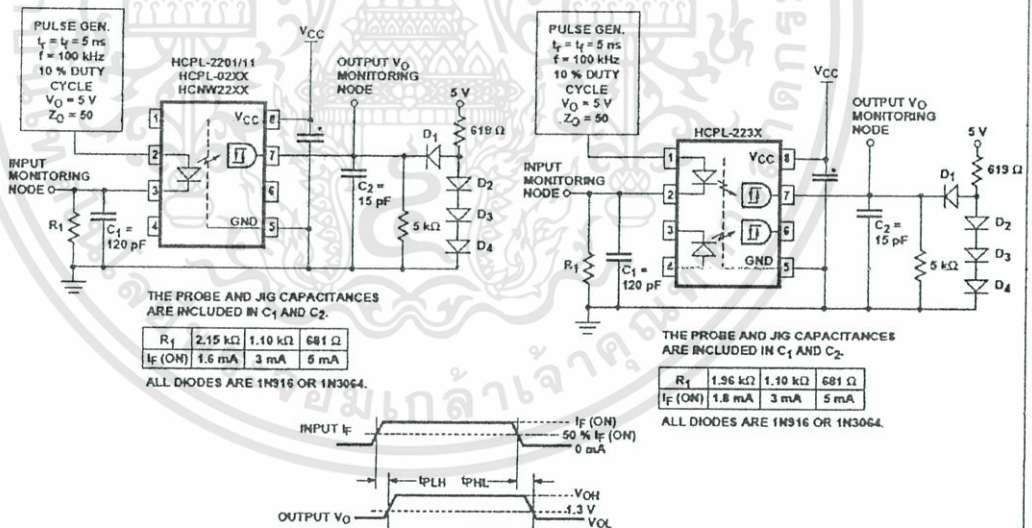


Figure 5. Circuit for t_{PLH}, t_{PHL}, t_r, t_f.

0.1 μF BYPASS — SEE NOTE 9.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

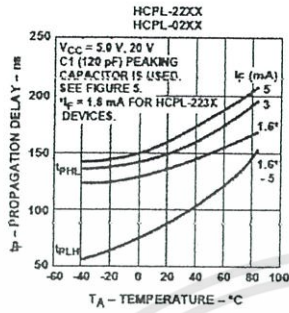


Figure 6. Typical Propagation Delays vs. Temperature.

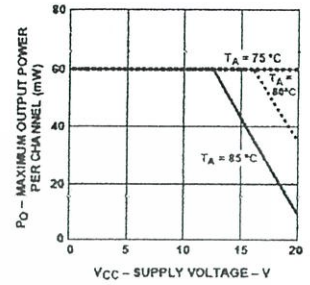
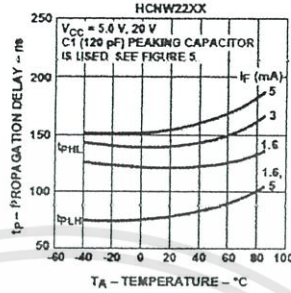


Figure 7. Maximum Output Power per Channel vs. Supply Voltage.

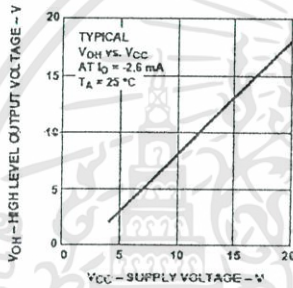


Figure 8. Typical Logic High Output Voltage vs. Supply Voltage.

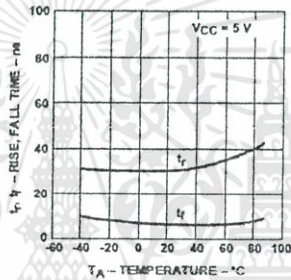


Figure 9. Typical Rise, Fall Time vs. Temperature.

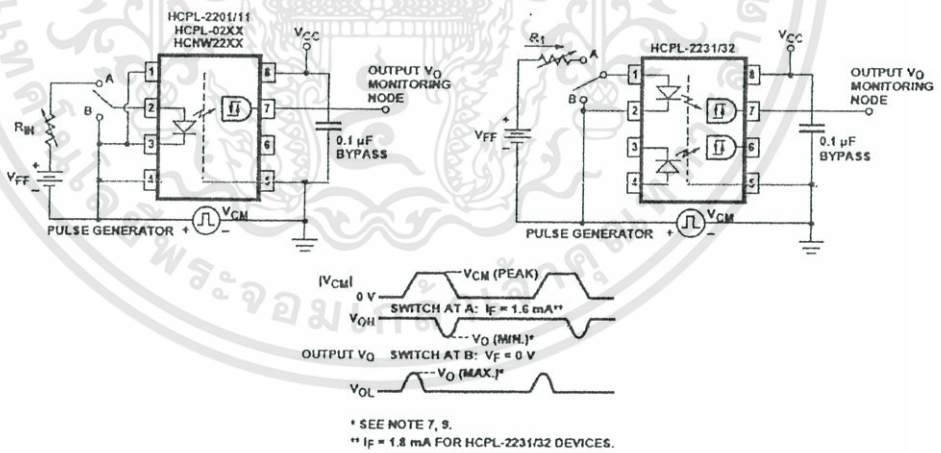


Figure 10. Test Circuit for Common Mode Transient Immunity and Typical Waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

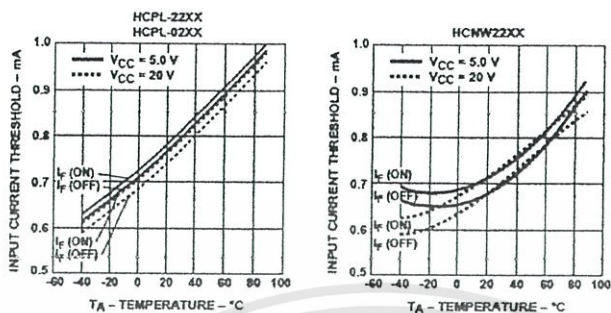


Figure 11. Typical Input Threshold Current vs. Temperature.

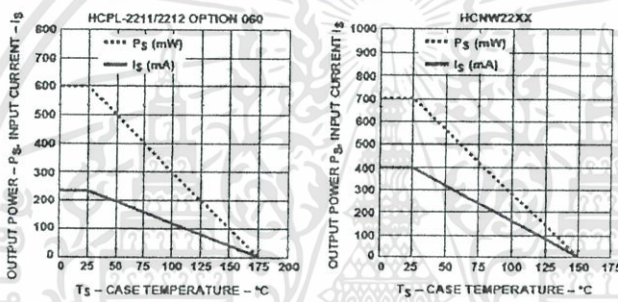


Figure 12. Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per VDE 0884.

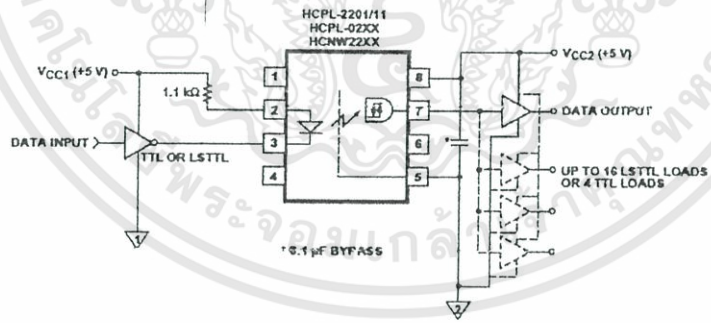


Figure 13a. Recommended LSTTL to LSTTL Circuit where 500 ns Propagation Delay is Sufficient.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

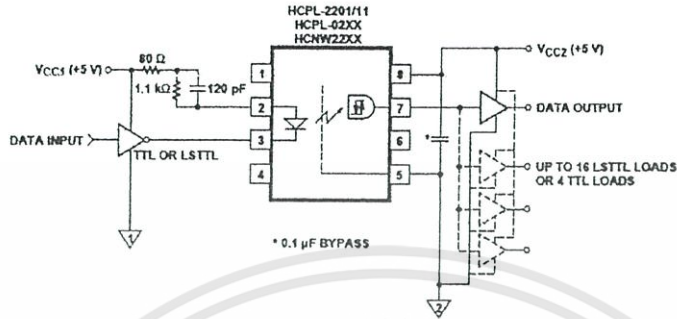


Figure 13b. Recommended LSTTL to LSTTL Circuit for Applications Requiring a Maximum Allowable Propagation Delay of 300 ns.

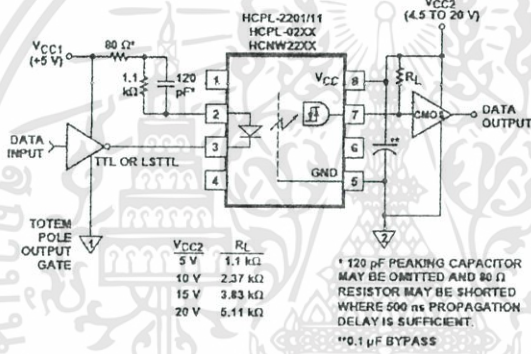


Figure 14. LSTTL to CMOS Interface Circuit.

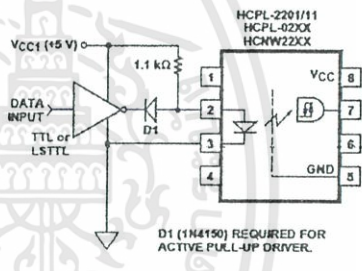


Figure 15. Alternative LED Drive Circuit.

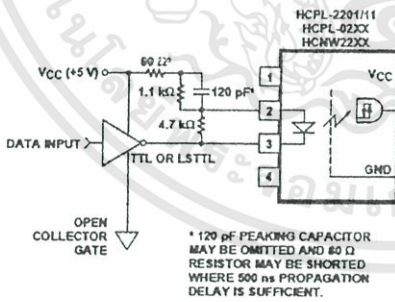


Figure 16. Series LED Drive with Open Collector Gate (4.7 k Resistor Shunts IOL from the LED).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mosfets IRFP 460



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

N-CHANNEL 500V - 0.22Ω - 18.4A TO-247

PowerMesh™II MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP460	500V	< 0.22Ω	18.4A

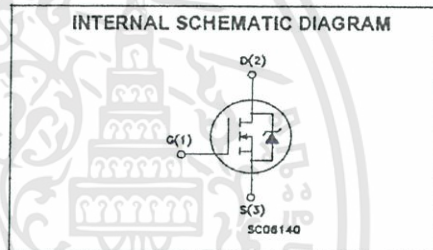
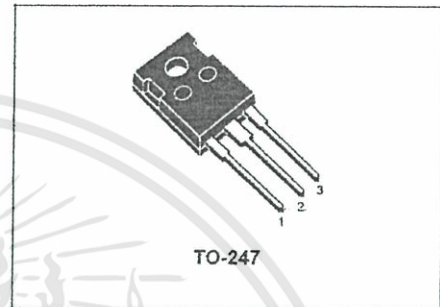
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.22Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- NEW HIGH VOLTAGE BENCHMARK
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

The PowerMESH™II is the evolution of the first generation of MESH OVERLAY™. The layout refinements introduced greatly improve the Ron*area figure of merit while keeping the device at the leading edge for what concerns switching speed, gate charge and ruggedness.

APPLICATIONS

- SWITCH MODE LOW POWER SUPPLIES (SMPS)
- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVES



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate- source Voltage	±30	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	18.4	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	11.6	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	73.6	A
P _{TOT}	Total Dissipation at T _C = 25°C	220	W
	Derating Factor	1.75	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} ≤ 18.4A, di/dt ≤ 100A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_J ≤ T_{JMAX}

May 2001

1/8

This datasheet has been downloaded from <http://www.digchip.com> at this page

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

THERMAL DATA

Rthj-case	Thermal Resistance Junction-case Max	0.57	°C/W
Rthj-amb	Thermal Resistance Junction-ambient Max	30	°C/W
Rthc-sink	Thermal Resistance Case-sink Typ	0.1	°C/W
T _l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max)	20	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DO} = 50 V)	960	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TCASE = 25 °C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)
OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA, V _{GS} = 0	500			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating, T _C = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ±30V			±100	nA

ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V, I _D = 9 A		0.22	0.27	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , V _{GS} = 10V	18.4			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (1)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , I _D = 9A		18		S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25V, f = 1 MHz, V _{GS} = 0		2980		pF
C _{oss}	Output Capacitance			410		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			58		pF

IRFP460

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{DD} = 250V, I_D = 10A$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 3)		29		ns
t_r	Rise Time			21		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400V, I_D = 20A,$ $V_{GS} = 10V$		95	128	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			14.7		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			41.7		nC

SWITCHING OFF

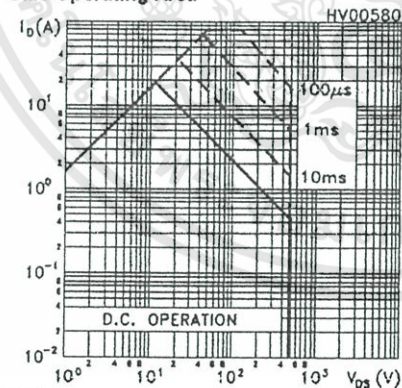
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(off)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400V, I_D = 20A,$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 5)		20		ns
t_f	Fall Time			21		ns
t_c	Cross-over Time			58		ns

SOURCE DRAIN DIODE

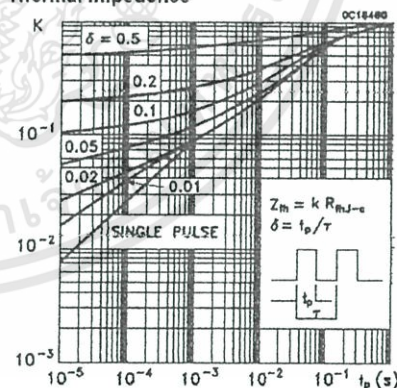
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				18.4	A
$I_{SDM}(2)$	Source-drain Current (pulsed)				73.6	A
$V_{SD}(1)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 18.4A, V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20A, di/dt = 100A/\mu s,$ $V_{DD} = 100V, T_j = 150^\circ C$ (see test circuit, Figure 5)		480		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			5		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			21		A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %.
2. Pulse width limited by safe operating area.

Safe Operating Area



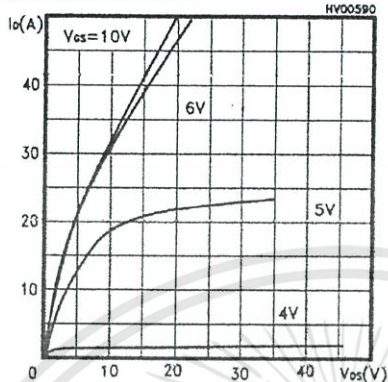
Thermal Impedance



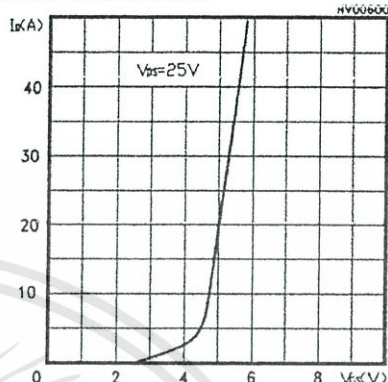
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

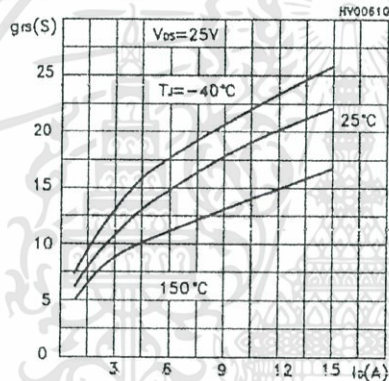
Output Characteristics



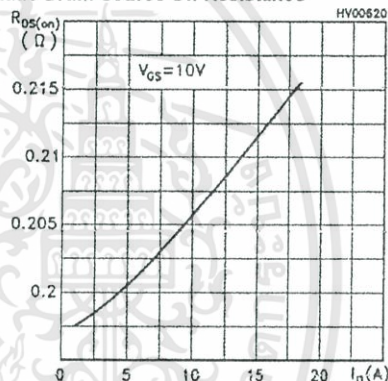
Transfer Characteristics



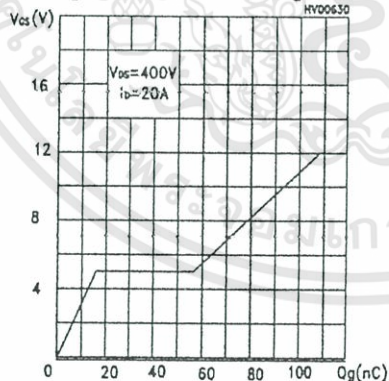
Transconductance



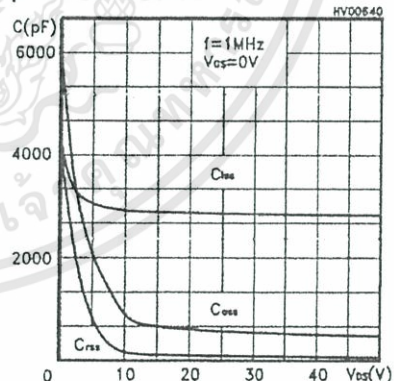
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage



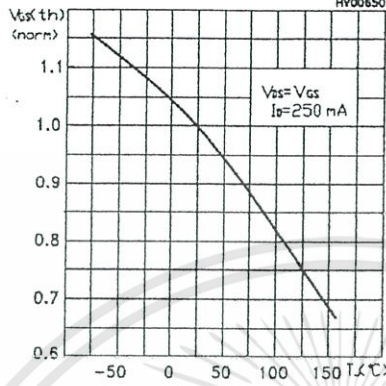
Capacitance Variations



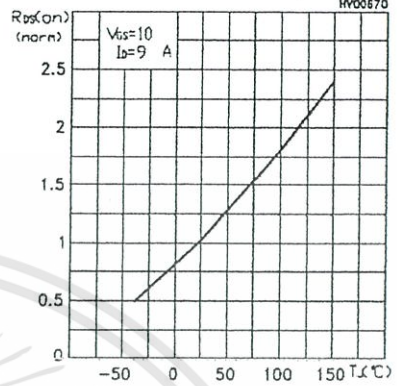
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

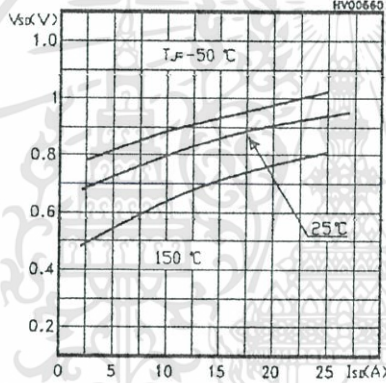
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temp.



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

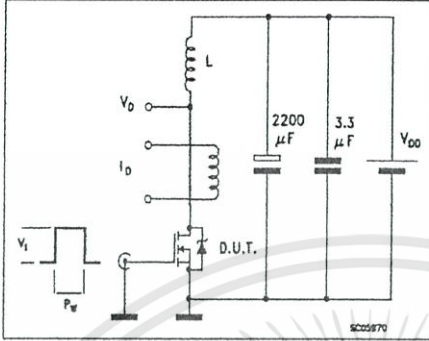


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

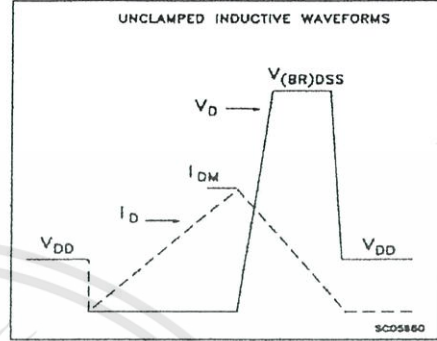


Fig. 3: Switching Times Test Circuit For Resistive Load

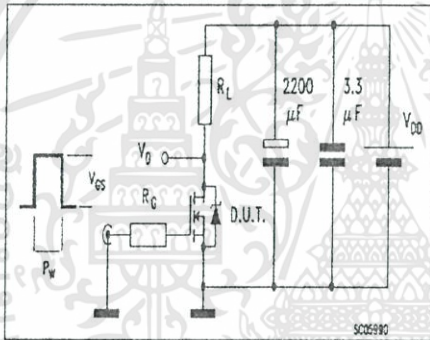


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

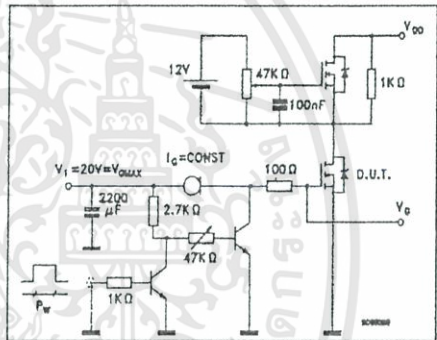
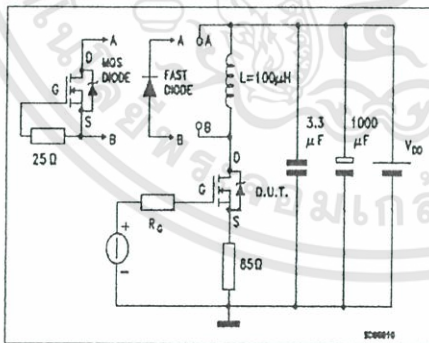


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times

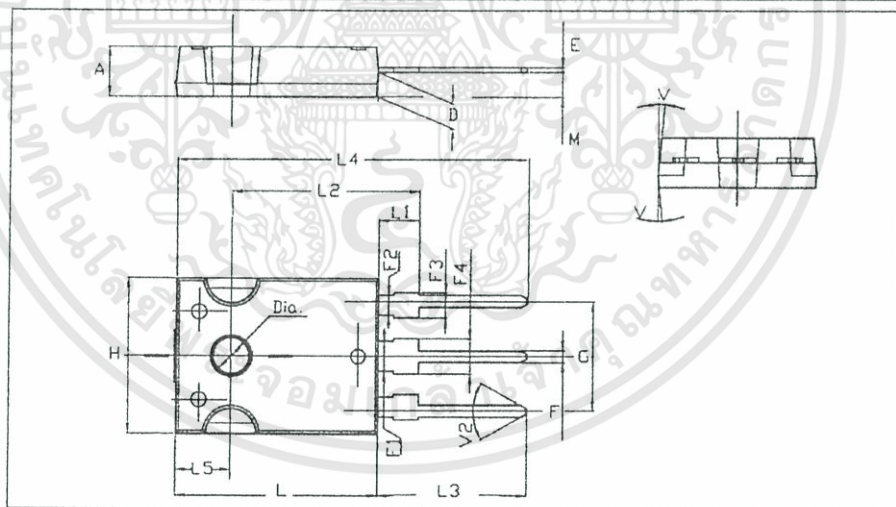


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.85		5.15	0.19		0.20
D	2.20		2.60	0.08		0.10
E	0.40		0.80	0.015		0.03
F	1		1.40	0.04		0.05
F1		3			0.11	
F2		2			0.07	
F3	2		2.40	0.07		0.09
F4	3		3.40	0.11		0.13
G		10.90			0.43	
H	15.45		15.75	0.60		0.62
L	19.85		20.15	0.78		0.79
L1	3.70		4.30	0.14		0.17
L2		18.50			0.72	
L3	14.20		14.80	0.56		0.58
L4		34.60			1.36	
L5		5.50			0.21	
M	2		3	0.07		0.11
V		5°			5°	
V2		60°			60°	
Dia	3.55		3.65	0.14		0.143



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์ Sinusoidal Output Inverter

เพชดา กฤษประจันต์ ภูเงิน กำจร มานะ อร่ามรัตนา เมธี ศิริพรประสาร และ วรชาติ สุวรรณงาม
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เลขที่ 1 ซ.ฉลองกรุง 1 แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร/โทรสาร 0-2739-2478

บทคัดย่อ

ปัญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์ชนิดหนึ่งเฟส ขนาดพิกัดกำลัง 1 kVA ซึ่งสามารถรักษาแรงดันให้คงที่ได้ตลอดการจ่ายภาระไฟฟ้าที่ขนาดต่างสำหรับใช้งานในห้องปฏิบัติการ อินเวอร์เตอร์นี้ประกอบด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟตรง-ไฟสลับแบบฟูลบริดจ์หนึ่งเฟส และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิด LC อินเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะถูกควบคุมด้วยคอนโทรลเลอร์ชนิด PI ด้วยการควบคุมเวกเตอร์ วงจรกำลังและวงจรควบคุมถูกออกแบบโดยการจำลองผลทางคอมพิวเตอร์ผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink จากนั้นจึงนำอัลกอริทึมที่ได้ไปใช้ในการประกอบสร้างวงจรการทำงานจริงและวงจรควบคุมโดยการโปรแกรมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ ARM Cortex M4 STM32F407 และนำผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบจริงมาเปรียบเทียบกันเพื่อแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องในการออกแบบและปรับปรุงสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์ชนิดรูปคลื่นไซน์ชนิดหนึ่งเฟส, คอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับแบบฟูลบริดจ์, การควบคุมเวกเตอร์

Abstract

This thesis presents a construction of a 1 kVA single – phase sinusoidal output inverter. This inverter can regulate the output voltage under any conditions. The inverter is made from a single – phase full bridge DC – AC converter connecting to the LC low pass filter. The closed loop vector control with PI controller is applied to control the inverter. The inverter system is first simulated by using MATLAB/Simulink program. The algorithm used in the simulation is then applied to the real system to substantiate the design and improve the performance of the inverter.

Keywords: Single – phase sinusoidal output inverter , Single – phase full bridge DC – AC Converter, Vector Control

1. บทนำ

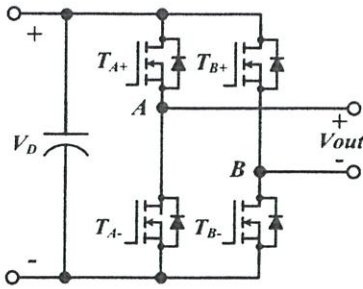
ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เข้ามามีบทบาทในการพัฒนาอุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทต่างๆ เป็นอย่างมาก อุปกรณ์ที่พัฒนาด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังนี้มีความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของลักษณะไฟฟ้า คุณลักษณะของไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจึงถือมีความสำคัญอย่างยิ่งต่ออุปกรณ์ไฟฟ้า ปัญหาทางไฟฟ้าประการหนึ่งที่มีผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าก็คือการจ่ายไฟ ที่ไม่ต่อเนื่องของแหล่งจ่ายไฟฟ้า ซึ่งอาจเกิดขึ้นในขณะที่ระบบไฟฟ้าเกิดสภาวะความผิดปกติและเป็นเหตุให้เกิดไฟฟ้าดับต่อมาได้

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรทางไฟฟ้าชนิดหนึ่งที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการพัฒนาอุปกรณ์เพื่อการป้องกันปัญหาที่อาจเกิดขึ้นขณะแหล่งจ่ายไฟฟ้าเกิดเหตุขัดข้อง [1] และไม่สามารถจ่ายไฟฟ้าได้ตามปกติ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้นมักไม่สามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ได้ตามที่ต้องการเนื่องมาจาก การเปลี่ยนแปลงขนาดของภาระไฟฟ้า การสร้างอินเวอร์เตอร์ที่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ได้ตลอดการจ่ายภาระไฟฟ้าที่ขนาดต่าง ๆ และมีผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระทางไฟฟ้า จึงเป็นสิ่งน่าสนใจ โครงการนี้จึงเน้นไปที่การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่

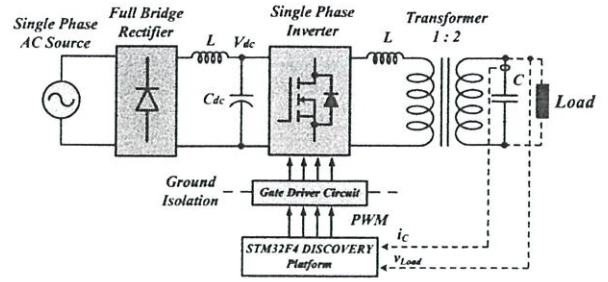
2. ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 อินเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับแบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge DC/AC Inverter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับหรือวงจรอินเวอร์เตอร์คือวงจรที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยอาศัยสวิทช์กำลังจำนวน 2 กิ่ง ซึ่งแต่ละกิ่งประกอบด้วยสวิทช์กำลัง 2 ตัวสลับกันทำงานเป็นคู่ๆ [2] โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิทช์กำลัง ดังแสดงในรูปที่ 1



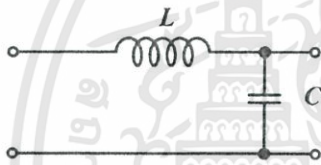
รูปที่ 1 คอนเวอร์เตอร์ไฟตรง/ไฟสลับแบบฟูลบริดจ์



รูปที่ 3 บล็อกโคะแกรมแสดงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและการออกแบบ

แรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ในการทดลองนี้ มีการสวิตช์ด้วยสัญญาณที่คืบเบิ้ลยูเอ็ม จึงมีลักษณะรูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ สัญญาณ PWM ที่ใช้มีการสวิตช์ด้วยความถี่ 5 kHz ซึ่งเป็นการสวิตช์ด้วยความถี่สูง ทำให้มีฮาร์มอนิกของแรงดันขาออกเกิดขึ้นที่ความถี่ค่าสูงๆ [2] ดังนั้นจึงต้องสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังแสดงในรูปที่ 2 เพื่อกรองเอาแรงดันฮาร์มอนิกค่าคืบสูงนี้ออก และทำให้แรงดันขาออกมีรูปคลื่นใกล้เคียงสัญญาณไซน์มากที่สุด



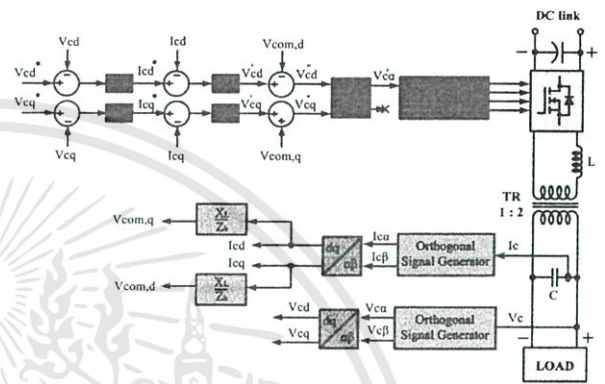
รูปที่ 2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน LC

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ ต้องทำการเลือกค่าความถี่คตัดออฟ (f_c) ให้เหมาะสม [3] ซึ่งเป็นขอบเขตของสัญญาณที่จะสามารถผ่านไปได้ โดยคำนวณได้ดังสมการที่ 1

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

3. ระบบของการทดลองและการจำลองทางคอมพิวเตอร์

ระบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3 ใช้หลักการการควบคุมทางเวกเตอร์ เพื่อควบคุมสัญญาณแรงดันขาออกให้มีขนาดคงที่ตลอดการจ่ายให้แก่ภาระไฟฟ้า ขั้นตอนการควบคุมระบบแสดงดังรูปที่ 4 ซึ่งถูกนำมาจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อเป็นแนวทางในการประกอบสร้างอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส โค้ดอาศัยไมโครคอนโทรเลอร์ STM32F407 DISCOVERY ของบริษัท ST ในการควบคุม ใช้ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 5 kHz



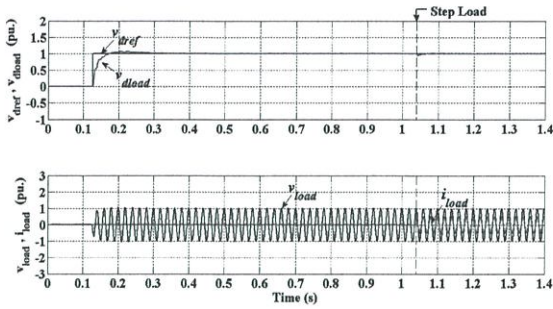
รูปที่ 4 บล็อกโคะแกรมการควบคุมอินเวอร์เตอร์

4. ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบจริง

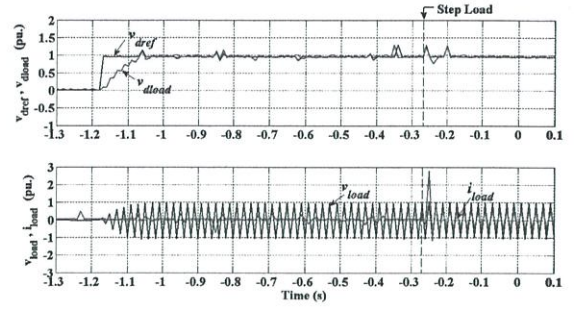
การทดลองได้ทำการพิจารณาลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออกที่จ่ายให้กับภาระความต้านทาน (R) ภาระความต้านทานกับความเหนี่ยวนำ (R-L) และ ภาระความต้านทานกับตัวเก็บประจุ (R-C) ในช่วงเริ่มเดินวงจร แรงดันอ้างอิงที่ใช้ในการควบคุมแรงดันขาออกจะเพิ่มขึ้นแบบขั้น (Unit Step) มีผลการทดลองดังรูปที่ 5

4.1 ภาระทางไฟฟ้าชนิดความต้านทาน (R Load)

การทดสอบกับภาระชนิดตัวต้านทานแบ่งเป็นการทดสอบเพิ่มภาระไฟฟ้าเข้าทีละ 200 W จนถึงพิกัด 1000 W มีผลการทดสอบที่พิกัดกำลังดังรูปที่ 6 และทดสอบต่อภาระไฟฟ้าเข้าแบบขั้นจากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้า 500 W มีผลการทดสอบดังรูปที่ 7 พบว่าระบบการทำงานใช้เวลา 0.0968 วินาที ในการควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่ เมื่อทำการเพิ่มขนาดของภาระไฟฟ้าขึ้น แรงดันไฟฟ้าจะตกลงชั่วครู่แล้วกลับขึ้นมาที่ระดับ 230 V ได้ และสามารถจ่ายให้ภาระไฟฟ้าได้เต็มพิกัดที่ 1000 W แรงดันขาออกมีร้อยละความผิดเพี้ยนของรูปคลื่น (%THD) เท่ากับ 4.1 ซึ่งสอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE Standard 519 - 1992

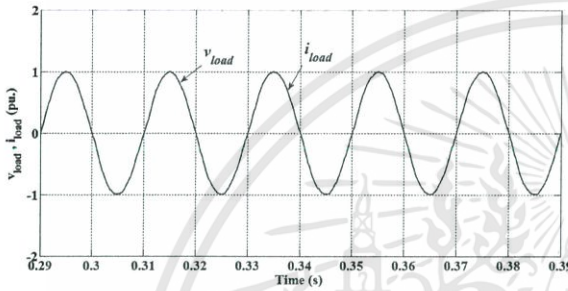


(ก)

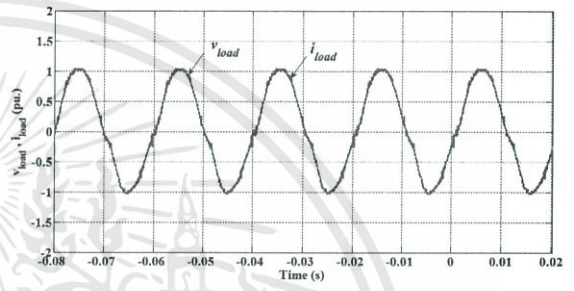


(ข)

รูปที่ 5 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันอ้างอิงที่เพิ่มขึ้นแบบขั้น, แรงดันขาออกในแนวแกน d, แรงดันขาออก, และกระแสขาออก



(ก)



(ข)

รูปที่ 6 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงแรงดันขาออกและกระแสขาออก

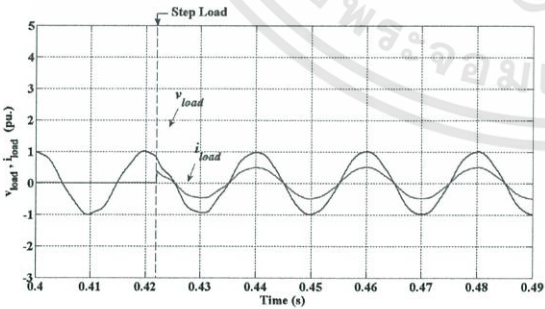
ภายใต้สภาวะที่กักภาระความต้านทานขนาด 1000 W

4.2 ภาระทางไฟฟ้าชนิดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ (RL Load)

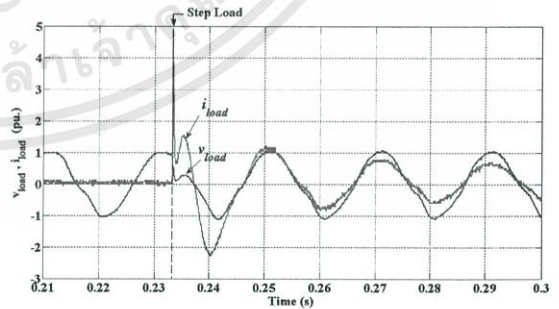
การทดสอบกับภาระชนิดตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ ทำการทดสอบต่อภาระไฟฟ้าเข้าแบบขั้นจากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้า 500 VA ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.8 ล้าหลัง มีผลการทดสอบดังรูปที่ 8 พบว่า ระบบการทำงานใช้เวลา 0.063 วินาที ในการควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่

4.3 ภาระทางไฟฟ้าชนิดตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Load)

การทดสอบกับภาระชนิดตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ทำการทดสอบต่อภาระไฟฟ้าเข้าแบบขั้นจากสภาวะไร้ภาระไฟฟ้าเป็นภาระไฟฟ้า 500 VA ตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.8 นำหน้า มีผลการทดสอบดังรูปที่ 9 พบว่า ระบบการทำงานใช้เวลา 0.03 วินาที ในการควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่



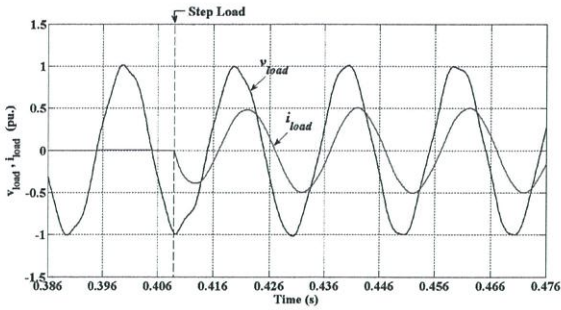
(ก)



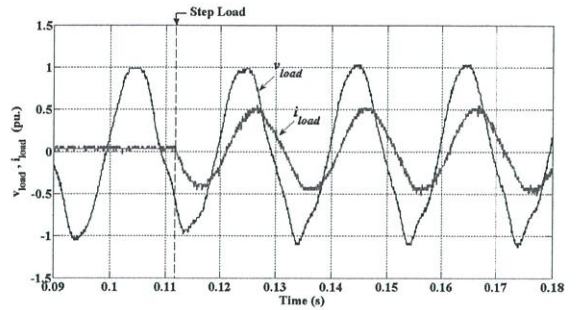
(ข)

รูปที่ 7 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันขาออกและกระแสขาออก

ภายใต้การเปลี่ยนแปลงจากสภาวะไร้ภาระ ไปสู่ภาระความต้านทานขนาด 500 W

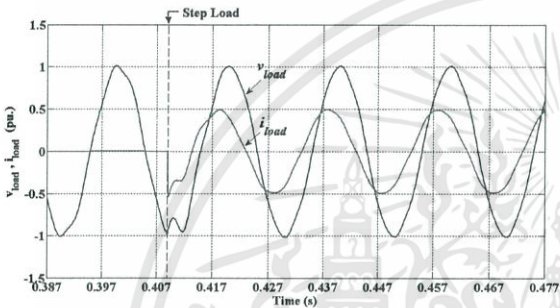


(ก)

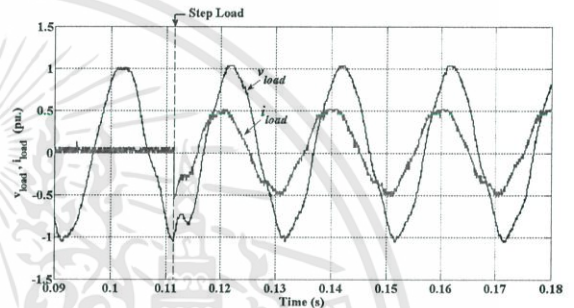


(ข)

รูปที่ 8 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออก ขณะต่อภาระไฟฟ้าชนิดความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA แบบทันทีทันใด



(ก)



(ข)

รูปที่ 9 (ก) ผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ และ (ข) ผลการทดสอบจริง แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสขาออก ขณะต่อภาระไฟฟ้าชนิดความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA แบบทันทีทันใด

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบและประกอบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีการสวิตช์ด้วยสัญญาณพีคัมเบิ้ลยูเอ็มแบบยูนิโพลาร์ ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 5 kHz และ มีการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยอาศัยหลักการการควบคุมทางเวกเตอร์และตัวควบคุม ชนิดพีโอ เป็นวิธีการหนึ่งที่สามารถควบคุมแรงดันขาออกให้คงที่ได้ที่ 230 V ภายใต้พิกัดกำลัง 1 kVA วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันขาออกให้คงที่ได้ที่สภาวะต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ไร้ภาระไฟฟ้า
2. ภาระความต้านทานจากไร้ภาระไฟฟ้าจนถึงภาระไฟฟ้าพิกัด 1 kW
3. ภาระความต้านทานและความเหนี่ยวนำขนาด 500 VA ที่ตัวประกอบกำลัง เท่ากับ 0.8 ล้าหลัง
4. ภาระไฟฟ้าความต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 500 VA ที่ตัวประกอบกำลัง เท่ากับ 0.8 นำหน้า

จากการทดสอบ พบว่า รูปคลื่นแรงดันขาออกเมื่อจ่ายให้ภาระไฟฟ้าที่พิกัดกำลัง มีค่าร้อยละความผิดเพี้ยนรวมเท่ากับ 4.1 ซึ่งสอดคล้อง

กับมาตรฐาน IEEE std 519-1992 และ ระบบการทำงานมีประสิทธิภาพเท่ากับ 87.79%

เอกสารอ้างอิง

- [1] Josep M. Guerrero, "Integral Control Technique for Single-phase UPS Inverter" Industrial Electronics. ISIE 2002. IEEE International Symposium on , vol. 4, 2002, pp. 1043-1048.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. Power Electronics Converters, Applications, and Design. 2nd Edition, John Wiley & Sons, INC., 2007.
- [3] Hyosung Kim and Seung-Ki Sul, "Analysis on Output LC Filters for PWM Inverters", Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, May 2009, pp. 384-389.
- [4] Thomas M. Blooming and Daniel J. Carnovale, "Application of IEEE std 519 – 1992 Harmonic Limits," Conference Record of the 2006 IEEE IAS Pulp and Paper Conference, 2006, pp. 1-9.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นางสาวเพชุดา กฤษประจันต์ รหัสนักศึกษา 53011182
เกิดวันที่ 12 มิถุนายน 2535 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี
ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายภูเงิน ก้ำจร รหัสนักศึกษา 53011265
เกิดวันที่ 18 มิถุนายน 2534 ที่จังหวัดสุรินทร์
ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายมานะ อร่ามรัตนา รหัสนักศึกษา 53011304
เกิดวันที่ 1 ธันวาคม 2534 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี
ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายเมธี ศิริพรประสาร รหัสนักศึกษา 53011313
เกิดวันที่ 13 กรกฎาคม 2535 ที่จังหวัดสมุทรปราการ
ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง