

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหนึ่งเฟส

ที่มีถาวรส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง

SINGLE PHASE BI-DIRECTIONAL POWER FLOW AC TO DC CONVERTER



ปริญญาโท เป็นส่วนหนึ่งของกรรศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหนึ่งเฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า
สองทิศทาง
SINGLE PHASE BI-DIRECTIONAL POWER FLOW AC TO DC CONVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในหอสมุดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SINGLE PHASE BI-DIRECTIONAL POWER FLOW AC TO DC
CONVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
2013

ปีการศึกษา 2556

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหนึ่งเฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า

สองทิศทาง

SINGLE PHASE BI-DIRECTIONAL POWER FLOW AC TO DC CONVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ

อ. ชัยทัต มณีอินทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหนึ่งเฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย ชานยุทธ หมูนสี
 2. นาย ชัยภัทร สาวิสรา



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.ชัยทัต มณีอินทร์)

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหนึ่งเฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า
สองทิศทาง

นาย ชาญยุทธ หมุนสี
นาย ชัยภัทร สาวีสา
รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. ชัยทัต มณีอินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2556

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอแนวทางการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์
เชื่อมต่อกับกริดที่ส่งพลังงานได้สองทิศทาง ทั้งส่งพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดกระแสตรงและคืนพลังงาน
กลับสู่กริดแบบใหม่ คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบนี้มีสถานะการทำงานของสวิตช์ทั้งสี่ตัวรวม 4 สถานะ
ทำให้เกิดแรงดัน ณ จุดเชื่อมต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์กับกริดที่มีลักษณะเป็น PWM แบบยูนิโพลาร์
นอกจากนี้การทำงานตามวิธีการสวิตช์ยังช่วยลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์โดยให้สวิตช์บางตัว
ทำงานที่ความถี่ต่ำอีกด้วย คอนเวอร์เตอร์มีพิกัดกำลัง 1 kW ที่แรงดัน DC-link 400V เมื่อเชื่อมต่อกับ
ระบบ 220V 50Hz วิธีการที่ใช้ในการควบคุมการจ่ายพลังงานที่เรียกว่า Hysteresis current control
สร้างจากระบบดิจิทัลโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ dsPIC30F4011 ร่วมกับวงจรอนาล็อก สามารถ
ทำให้คอนเวอร์เตอร์มีค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์เข้าใกล้ 1 และความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์รวมน้อยกว่า
10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SINGLE PHASE BI-DIRECTIONAL POWER FLOW AC TO DC CONVERTER

Mr.Chanyuth Mhunsee

Mr.Chaiyapath Sawisa

Assoc.Prof. Vijit Kinnares Supervisor

Mr.Chaitat Manee-in Supervisor

Year 2013

ABSTRACT

This article proposes an alternative design and implementation of single phase bi-directional power full-bridge converter. Switching scheme of this converter consist of 4 switching states. As a result, unipolar PWM waveform at the coupling point of a converter and utility can be archived. Furthermore, switching scheme proposed improves efficiency of a converter by reducing switching frequency of the specific switches. The prototype designed to transfer power of 2 kW at 400 V DC-link and 220 V 50 Hz utility. Transferring will be controlled using hysteresis current control implemented on a dsPIC30F4011 DSC and analog circuits. Unity power factor and less than 10% total harmonics distortion could be expected.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้จะไม่สำเร็จได้ถ้าไม่ได้รับการสนับสนุนทางด้านต่างๆ ผู้จัดทำโครงการรู้สึกซาบซึ้งต่อความกรุณาที่ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ และ อ.ชัยทัต มณีอินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษา อีกทั้งนายวัชรินทร์ พรหมคุณ และนายนพพร อู่ยายโสม ที่ได้ให้คำแนะนำ ตลอดจนอาจารย์ในภาควิชาที่ประสิทธิประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้ เป็นผลให้โครงการนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้

นอกจากนี้ผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ แสงศรี เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการที่คอยอำนวยความสะดวกเกี่ยวกับอุปกรณ์และเครื่องมือวัด ตลอดจนเจ้าหน้าที่ห้องธุรการที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการเบิกใบเสร็จของโครงการ ขอขอบคุณที่ปรีณญาโททุกคนในห้อง PMC ที่ให้คำปรึกษาในเรื่องของวงจรไฟฟ้าเมื่อเกิดปัญหา และขอขอบคุณผองเพื่อนทุกคนที่เป็นกำลังใจและให้คำปรึกษา

ท้ายที่สุดนี้ บุคคลสำคัญที่สุดที่มีอาจลืมได้คือ บิดา มารดา ผู้ให้กำเนิด เลี้ยงดู และอุปถัมภ์พวกเราจนถึงบัดนี้ ต้องกราบขอบพระคุณท่านด้วยความเคารพสูงสุด

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	4
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	4
1.4 วิธีการดำเนินโครงการ	5
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	5
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	6
1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปริญญานิพนธ์	6
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ	7
2.1 ทฤษฎีพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า	9
2.1.1 หลักการการควบคุมวงจรแปลงผันที่พลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง	37
2.1.2 Mode Rectifier	12
2.1.3 Mode Inverter	13
2.2 การควบคุมกระแสด้วยวิธีฮีสเทอรีซิส	15
2.3 การควบคุมแบบป้อนกลับ	17
2.3.1 การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P-control)	17
2.3.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control)	18
2.3.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)	18
2.3.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล(แบบPI)	19
2.3.5 ตัวควบคุมแบบพีไอดี (PID controller)	20
2.4 ฟังก์ชันถ่ายโอน	20
2.5 ฮาร์โมนิค (Harmonic)	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

2.5.1	ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม	23
2.5.2	ผลกระทบของฮาร์มอนิกที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า	23
2.6	วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier Circuit)	24
บทที่ 3	การออกแบบสร้างชิ้นงานต้นแบบ	26
3.1	Switching scheme	26
3.1.1	วิธีการสวิตซ์เช่นนี้มีข้อได้เปรียบ	28
3.2	วิธีการควบคุมแรงดันขาออก	29
3.3	วิเคราะห์และกำหนดคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์	29
3.4	แบบจำลองคอมพิวเตอร์	31
3.5	ระบบการวัด	33
3.5.1	แรงดันแหล่งจ่าย	33
3.5.2	การวัดแรงดันไฟตรง	34
3.5.3	การวัดกระแสจากแหล่งจ่ายเอซี	35
3.6	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแหล่งจ่ายเดียว	36
3.7	วงจรประวิงเวลา	37
3.8	flow chart ในการเขียนโปรแกรม microcontroller	39
บทที่ 4	ผลการทดลอง	40
4.1	การทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำงานในโหมดวงจรเรียงกระแส	41
4.2	กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบโหมดเรกติไฟ์อิ่งเมื่อเทียบกับ ในแต่ละแรงดันอ้างอิง	49
4.3	รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟ์อิ่ง	50
4.3.1	รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟ์อิ่ง ที่แรงดัน $V = 70.6V$, $V_{ref} = 200 v$	50
4.3.2	รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟ์อิ่ง ที่แรงดัน $V = 100V$, $V_{ref} = 250 v$	53
4.3.3	รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟ์อิ่ง ที่แรงดัน $V = 120V$, $V_{ref} = 300 v$	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

4.3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมตเร็คตีไฟลิ่ง ที่แรงดัน $V = 160V$, $V_{ref} = 350 v$	58
4.4 โหมตอินเวอร์ทิง	60
บทที่ 5 สรุปผลของโครงการและข้อเสนอแนะ	62
5.1 สรุปผลการทดลอง	62
5.2 ข้อเสนอแนะ	63
เอกสารอ้างอิง	65
ภาคผนวก	66
ภาคผนวก ก อุปกรณ์ที่ใช้ในการทำโครงการ	67
ภาคผนวก ข ข้อมูลอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการ	70
ภาคผนวก ค บทความทางวิชาการ	129
ภาคผนวก ง Poster นำเสนอ	134
ประวัติผู้เขียน	136

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์	2
1.2 ไดอะแกรมของวงจรที่ใช้ในการสร้างคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบสำหรับใช้งานจริง	3
1.3 ไดอะแกรมแสดงวงจร Single-Phase Converter พร้อมด้วยอุปกรณ์วัดสัญญาณกระแสและแรงดันและชุดควบคุมวงจร	4
2.1 แสดงการส่งกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส และเฟสเซอร์ไดอะแกรม	7
2.2 วงจรสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์สำหรับการเชื่อมโยงกับการไฟฟ้า (AC)	10
2.3 วงจรสมมูลของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ส่งถ่ายกำลัง 2 บัส	10
2.4 การเรคตีไฟร์ และการอินเวอร์เตอร์(ก)เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป(ข)อินเวอร์เตอร์ PF = -1 (ค)เรคตีไฟล์ ที่ PF = 1	11
2.5 รูปแบบการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์	16
2.6 สัญญาณกระแสอ้างอิงและสัญญาณสวิตช์	16
2.7 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน	17
2.8 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล	18
2.9 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์	18
2.10 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ	19
2.11 ตัวควบคุมแบบพีไอดี (PID controller)	20
2.12 Plant model	20
2.13 ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ	22
2.14 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์	24
2.15 แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์	25
3.1 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่หนึ่ง	26
3.2 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่สอง	27
3.3 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่สาม	27
3.4 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่สี่	28
3.5 วงจรการควบคุมแรงดันขาออก	29
3.6 แบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ของสวิตช์โหมคคอมพิวเตอร์	31
3.7 คลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

3.8	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงและเวลาของสวิตช์โหมตคอมเวอร์เตอร์	32
3.9	แรงดันของ IGBT เมื่อเกิดการสวิตช์	33
3.10	วงจรการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	34
3.11	วงจรการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	35
3.12	วงจรการวัดกระแสจากแหล่งจ่ายแรงดันเอซี	35
3.13	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแหล่งจ่ายเดียว	36
3.14	กราฟความถี่คัทออฟ (cut-off frequency)	37
3.15	วงจรประวิงเวลา	38
3.16	กราฟความถี่คัทออฟ (cut-off frequency)	38
4.1	คลื่นกระแสและแรงดันของการสวิตช์แบบยูนิโพล่า	40
4.2	กราฟประสิทธิภาพการทำงานโหมตเร็คติไฟ์ลิ่งที่แรงดันอ้างอิง 200V	41
4.3	กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกรแส(THDi)ที่แรงดันอ้างอิง200V	42
4.4	กราฟค่าPower Factor ที่แรงดันอ้างอิง 200V	42
4.5	กราฟประสิทธิภาพการทำงานโหมตเร็คติไฟ์ลิ่งที่แรงดันอ้างอิง 250V	43
4.6	กราฟค่าความผิดเพี้ยนของกรแส(THDi)ที่แรงดันอ้างอิง250V	44
4.7	กราฟค่าPower Factor ที่แรงดันอ้างอิง 250V	44
4.8	กราฟประสิทธิภาพการทำงานโหมตเร็คติไฟ์ลิ่งที่แรงดันอ้างอิง 300V	45
4.9	กราฟค่าความผิดเพี้ยนของกรแส(THDi)ที่แรงดันอ้างอิง300V	46
4.10	กราฟค่าPower Factor ที่แรงดันอ้างอิง 300V	46
4.11	กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกรแส(THDi)ที่แรงดันอ้างอิง200V	47
4.12	กราฟค่าความผิดเพี้ยนของกรแส(THDi)ที่แรงดันอ้างอิง350V	48
4.13	ราฟค่าPower Factor ที่แรงดันอ้างอิง 350V	48
4.14	กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบโหมตเร็คติไฟ์ลิ่ง	49
4.15	คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อโหลด 1 หลอด Vref = 200 v THDi= 38.7%	50
4.16	คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อโหลด 2 หลอด Vref = 200 v THDi= 22.3%	51
4.17	คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อโหลด 3 หลอด Vref = 200 v THDi=19.5%	51
4.18	คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อโหลด 4 หลอด Vref = 200 v THDi=18.0%	52
4.19	คลื่นแรงดันและกรแสเมื่อโหลด 5 หลอด Vref = 200 v THDi=12.3%	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

4.20 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 1 หลอด $V_{ref} = 250$ v THDi=40.1%	53
4.21 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 250$ v THDi=24.0%	53
4.22 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 250$ v THDi=21.0%	54
4.23 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 250$ v THDi=19.1%	54
4.24 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 250$ v THDi=12.9%	55
4.25 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 1 หลอด $V_{ref} = 300$ v THDi=40.2%	55
4.26 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 300$ v THDi=28.8%	56
4.27 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 300$ v THDi=20.9%	56
4.28 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 300$ v THDi=20.4%	57
4.29 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 300$ v THDi=13.9%	57
4.30 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=26.8%	58
4.31 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=25.5%	58
4.32 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=23.5%	59
4.33 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=18%	59
4.34 คลื่นกระแสและแรงดันของโหมดอินเวอร์ท์	60
4.35 ค่าฮาร์มอนิกส์ของโหมดอินเวอร์ท์	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แผนการดำเนินโครงการ	5
2.1 เงื่อนไขการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์	15
4.1 บันทึกลงผลในโหมตวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 70.6V$, $V_{ref} = 200 v$	41
4.2 บันทึกลงผลในโหมตวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 100V$, $V_{ref} = 250 v$	43
4.3 บันทึกลงผลในโหมตวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 120V$, $V_{ref} = 300 v$	45
4.4 บันทึกลงผลในโหมตวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 160V$, $V_{ref} = 350 v$	47



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ สังคมมีการเจริญเติบโตทางด้านอุตสาหกรรมเป็นจำนวนมาก ทำให้มีความต้องการพลังงานไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น และเป็นพลังงานไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพ โครงการวิจัยนี้จะเป็นการสร้างสัญญาณไฟฟ้าจากกระแสสลับเป็นกระแสตรงและจากกระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับจากโครงสร้าง Single Phase Converter โดยคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวมีคุณสมบัติ ปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ลดฮาร์โมนิกส์กระแสของระบบไฟฟ้าเดิมที่มีอยู่ให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น

โครงสร้างการวิจัย single Phase Converter มีคุณสมบัติที่สามารถให้กำลังไฟฟ้าไหลได้สองทิศทางโดยคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะทำงานได้ทั้งในโหมด inverter และ rectifier นอกจากนี้ในแต่ละโหมดการทำงาน คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวยังมีคุณสมบัติในการควบคุมค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าประมาณ 1 ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะออกแบบมาเพื่อแก้ปัญหาคุณภาพของกำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปสู่ระบบในระบบขับเคลื่อนทางไฟฟ้า และเพื่อใช้ในกรณีที่ทำการเบรคมอเตอร์โดยการป้อนกลับพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากการเบรคกลับสู่ระบบ โดยจากการศึกษาของคณะผู้ดำเนินการวิจัย พบว่าคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวมีข้อดีซึ่งสามารถสรุปพอสังเขปได้ดังนี้

1. การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Correction)

คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถถูกควบคุมให้ค่าตัวประกอบกำลังเป็น unity และขึ้นอยู่กับโหลดที่นำมาต่อ

2. ความผิดเพี้ยนของสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (Harmonics Distortion)

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ประเภทนี้มีค่า harmonics distortion ต่ำเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดไดโอดอย่างเดียว หรือคอนเวอร์เตอร์สองระดับ (2-level converter) ชนิดอื่นๆ

3. ความสามารถในการให้กำลังไฟฟ้าไหลได้สองทิศทาง

ดังได้กล่าวมาแล้วข้างต้น พบว่าคอนเวอร์เตอร์ประเภทนี้สามารถทำงานได้ทั้งโหมด inverter และ rectifier ซึ่งทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าในแต่ละโหมดจะตรงข้ามกันด้วยเหตุผลนี้จึงสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบที่ต้องการให้การไหลของกำลังไฟฟ้าเป็นไปได้ทั้งสองทิศทางดังเช่น กรณีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดป้อน 2 ทิศทาง (doubly-fed induction generator) ที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับการผลิตไฟฟ้าด้วยพลังงานลม

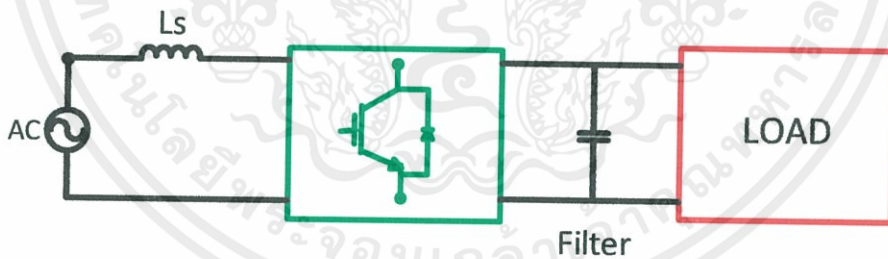
ในส่วนของการทำงานของคอนเวอร์เตอร์นี้ทางคณะผู้ดำเนินการวิจัยได้ทำการศึกษาวิธีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวพบว่าในปัจจุบันการควบคุมทางเวกเตอร์เป็นการควบคุมที่มีประสิทธิภาพและได้รับการยอมรับอย่างทั่วไปในงานวิจัยระดับนานาชาติ ซึ่งการควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลดีในแง่ที่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนอย่างอิสระจากกัน นอกจากนี้ทางคณะผู้ดำเนินการวิจัยได้ทำการศึกษากระบวนการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวซึ่งสามารถสรุปออกมาเป็น 3 ภาคได้ดังนี้

1. ภาคการประมาณความถี่และมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าของระบบ (Line voltage frequency and phase angle estimation) ในภาคนี้จะเป็นการตรวจจับสัญญาณแรงดันของระบบ แล้วทำการประเมินความถี่และมุมเฟสของสัญญาณแรงดันของระบบเพื่อใช้ในการซิงโครไนส์คอนเวอร์เตอร์เข้ากับระบบ
2. ภาคควบคุมป้อนกลับ (Feedback Control) ในภาคนี้มีการควบคุมแบ่งออกเป็นสองวงรอบควบคุมคือวงรอบสำหรับการควบคุมแรงดัน และวงรอบในการควบคุมกระแส
3. ภาคการสร้างสัญญาณขับคอนเวอร์เตอร์ (Drive Signal Generation) ในภาคนี้จะเป็นการนำผลของการควบคุมที่ได้จากภาคการควบคุมแบบป้อนกลับมาทำการสร้างสัญญาณมอดดูเลชันเพื่อไปใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM สำหรับขับคอนเวอร์เตอร์ให้ปฏิบัติตามคำสั่งที่ได้ทำการตั้งค่าไว้ไมโครคอนโทรลเลอร์

ในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับโครงการวิจัยนี้ประกอบไปด้วย semiconductor switch 4 ชุดต่อกันดังแสดงในรูปที่ 1.1 โดยสวิตซ์ที่ใช้นั้น จะเป็นมอสเฟตหรือIGBT เชื่อมต่อกับไดโอดในลักษณะ anti-parallel กัน

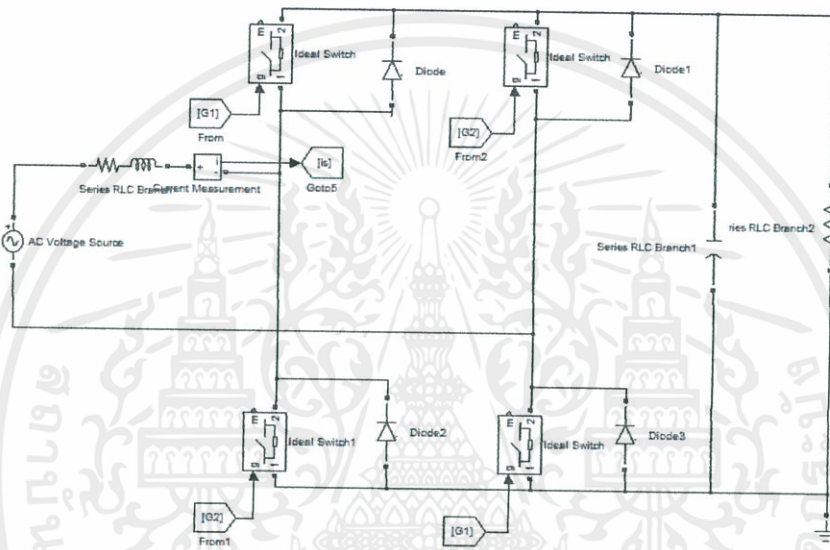


รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 1.1 ในส่วนของฝั่งไฟฟ้ากระแสสลับจะมีตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงต่ออยู่ซึ่งตัวเหนี่ยวนำนี้จะทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวนต่างๆเนื่องจากการสวิตซ์ของมอสเฟตหรือIGBT ที่ความถี่สูงไม่ให้มีผลกระทบต่อสัญญาณแรงดันและกระแสของระบบหรืออุปกรณ์ไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

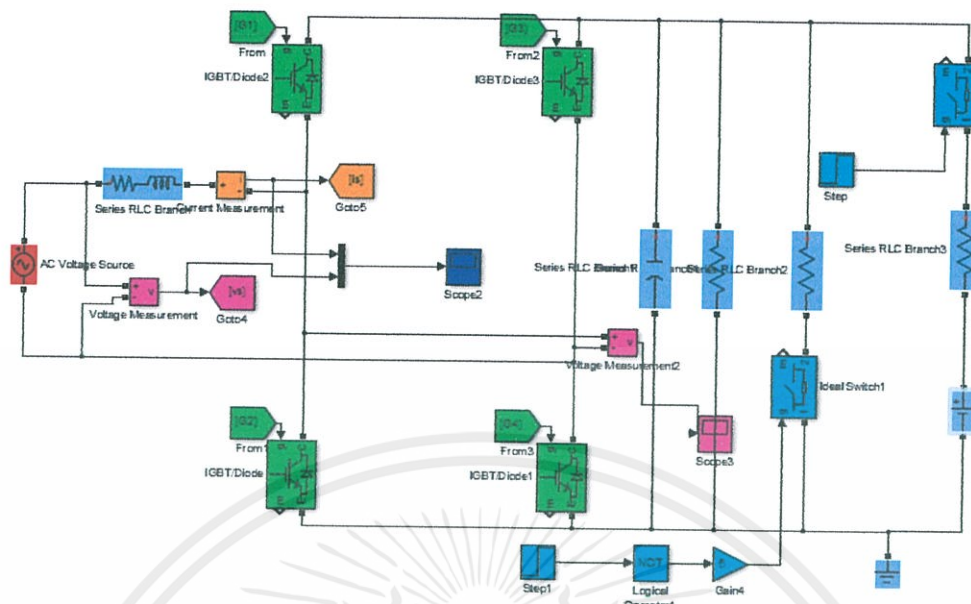
ในส่วนของหม้อแปลงกำลังนั้น มีไว้สำหรับยกระดับแรงดันของคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้เท่ากับระดับแรงดันของระบบหรือระดับแรงดันพิกัดของเครื่องใช้ไฟฟ้า นอกจากนี้ยังมีประโยชน์โดยตรงในการที่ทำให้ระดับแรงดันของตัวเก็บประจุไม่สูงเกินไป ซึ่งในกรณีที่ค่าแรงดันของตัวเก็บประจุมีค่าสูงมากจะทำให้สัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจาก $\frac{dv}{dt}$ ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันโดยฉับพลันอันเนื่องจากการสวิตช์ ดังนั้นถ้าแรงดันไฟฟ้าฝั่งกระแสสลับมีค่าต่ำจะทำให้มีค่า $\frac{dv}{dt}$ มีค่าต่ำไปด้วย



รูปที่ 1.2 ไดอะแกรมของวงจรที่ใช้ในการสร้างคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบสำหรับใช้งานจริง

ซึ่งจากรูปจะพบว่าต้องมีการตรวจวัดสัญญาณแรงดันทางฝั่งไฟฟ้ากระแสตรงและฝั่งไฟฟ้ากระแสสลับ และตรวจวัดกระแสในฝั่งไฟฟ้ากระแสสลับ สัญญาณแรงดันในฝั่งไฟฟ้ากระแสสลับนั้น จะใช้สำหรับการประมาณความถี่และมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าของระบบ ในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์ต่อเข้ากับเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยตรงนั้นสัญญาณดังกล่าวจะใช้สำหรับตรวจสอบระดับแรงดันไฟฟ้าก่อนที่จะป้อนเข้าสู่เครื่องใช้ไฟฟ้าในส่วนของแรงดันในฝั่งกระแสตรงจะใช้สำหรับป้อนเข้าสู่คอนโทรลเลอร์เพื่อทำการรักษา ระดับแรงดันของตัวเก็บประจุให้คงที่ และในส่วนของกระแสที่วัดทางฝั่งไฟฟ้ากระแสสลับจะใช้สำหรับการควบคุมวงรอบควบคุมด้านในสำหรับการควบคุมทิศทางกำลังไฟฟ้าและใช้ควบคุมค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 ไดอะแกรมแสดงวงจร Single-Phase Converter พร้อมด้วยอุปกรณ์วัดสัญญาณ กระแสและแรงดันและชุดควบคุมวงจร

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานของ Single-Phase PWM Converter
2. เป็นการนำความรู้ที่ได้เรียนมาในระดับมหาวิทยาลัย มาใช้ให้เกิดประโยชน์ในการทำการวิจัย
3. เพื่อสร้างเป็นต้นแบบระดับสูงต่อไป
4. เพื่อวางแผนทางในการใช้เทคโนโลยีที่เข้ามาใหม่ให้เหมาะสมกับสภาวะประเทศในปัจจุบัน
5. นำความรู้ที่ได้ไปประยุกต์ใช้กับเทคโนโลยีที่จะเข้ามาในประเทศในอนาคต

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

โครงการนี้เป็นการศึกษาหลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ชนิดหนึ่งเฟส และจะต้องทำการสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์เพื่อรองรับทฤษฎีและสมมติฐานที่ตั้งไว้และเป็นการตรวจสอบการทำงานว่าเป็นไปตามที่ตั้งเป้าไว้หรือไม่ โดยจะใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK ในการสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ในส่วนของการสร้างต้นแบบสำหรับในหัวข้อวิจัยนี้นั้นจะทำการสร้างคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบขนาด 1 kVA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 วิธีการดำเนินโครงการ

1. จัดเตรียมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการทำวิจัย ศึกษาข้อมูลและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับการวิจัยทั้งหมดโดย งานวิจัยนี้จะเน้น การควบคุมคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ขับเคลื่อนและทำงานได้ตามต้องการ
2. จำลองระบบ Single-Phase PWM Converter ขึ้นในโปรแกรม MATLAB/SIMULINK
3. จัดหาและเตรียมอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยทั้งหมด รวมทั้งศึกษาวิธีการใช้เครื่องมือต่างๆที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยทั้งหมด
4. ทำการสร้างต้นแบบระบบ Single-Phase PWM Converter ที่จะใช้ในโครงการวิจัยขึ้น
5. ทดสอบระบบ Single-Phase PWM Converter ที่สร้างขึ้น
6. จัดทำสรุปขั้นตอนการทำและสรุปผลการทดลองรวมทั้งบันทึกค่าที่ได้เพื่อนำเสนอต่ออาจารย์สำหรับวิชาโปรเจกต์ต่อไป

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินโครงการ

การดำเนินงาน	การดำเนินงาน										
	มี.ย	ก.ค	ส.ค	ก.ย	ต.ค	พ.ย	ธ.ค	ม.ค	กพ	มี.ค	
1.ศึกษาข้อมูลของ Single-Phase PWM Converter											
2.สร้างแบบจำลอง Single-Phase PWM Converter ด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK											
3.จัดเตรียมและจัดหาอุปกรณ์ในการวิจัย											
4.สร้าง Single-Phase PWM Converter											
5.สรุปผลงานวิจัยเสนอโครงการ											

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. โครงการวิจัยนี้ทำให้เกิดความรู้ความเข้าใจกับเทคโนโลยีเกี่ยวกับ Single-Phase PWM Converter
2. สามารถนำความรู้ที่ได้จากการทำการทดลอง Single-Phase PWM Converter มาประยุกต์ใช้ในการป้อนพลังงานไฟฟ้าเข้าสู่ระบบของประเทศ โดยไม่จำเป็นต้องพึ่งเทคโนโลยีจากต่างประเทศ
3. นำไปประยุกต์ใช้ในการผลิตไฟฟ้าร่วมกับโรงผลิตไฟฟ้าที่มีในประเทศ และสามารถส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง
4. โครงการวิจัยนี้เป็นบูรณาการของวิทยาการด้านต่างๆคืออิเล็กทรอนิกส์กำลัง, ทฤษฎีทางระบบควบคุม , และวิศวกรรมไฟฟ้ากำลังเข้าด้วยกันซึ่งจะก่อให้เกิดประโยชน์กับนักศึกษาและทำการวิจัยในสาขาดังกล่าว
5. ข้อมูลที่ได้จากการวิจัยนี้จะนำไปสู่การสร้างมาตรฐานให้เข้ากับประเทศเพื่อรองรับเทคโนโลยีที่จะเข้ามาในอนาคต

1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์

1. บทที่ 1 บทนำกล่าวถึงวัตถุประสงค์ ขอบเขตของโครงการงาน และแผนดำเนินงาน
2. บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกล่าวถึงทฤษฎีของอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการทำโครงการงาน
3. บทที่ 3 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ
4. บทที่ 4 ผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส
5. บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ

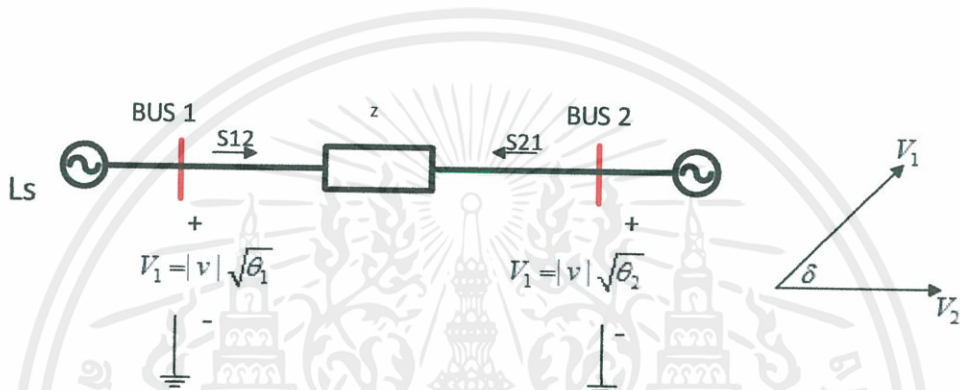
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า

จากการวิเคราะห์ทางเวกเตอร์การทำงานทั้ง 2 โหมด ได้อาศัยทฤษฎีการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 2 บัส มาเปรียบเทียบให้เห็นดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงการส่งกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส และเฟสเซอร์ไดอะแกรม

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้า โดยมีทิศทางการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าตามรูปที่ 2.1 ซึ่งเป็นวงไลน์ไดอะแกรมแทนระบบส่งกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 1 กับบัส 2 และมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งเป็น $Z=R+jX$ ต่ออยู่ระหว่างบัสทั้งสอง ซึ่งมีสมการการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

$$S_{12} = P_{12} + jQ_{12} = V_1(I^*) \quad (2.1)$$

$$S_{21} = P_{21} + jQ_{21} = V_2(-I^*) \quad (2.2)$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดย S_{12} =คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- S_{21} =คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 2 ไปบัส 1
- P_{12} =คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- P_{21} =คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่ไหลจากบัส 2 ไปบัส 1
- Q_{12} =คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- Q_{21} =คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 2 ไปบัส 1
- V_1, V_2 =คือ แรงดันไฟฟ้าที่บัส 1 และบัส 2 ตามลำดับ
- I =คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
- Z =คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

จากสมการที่ (1) และ (3) ได้

$$S_{12} = V_1 \left(\frac{V_1^* - V_2^*}{Z^*} \right)$$

$$S_{12} = \frac{|V_1|^2 - |V_1||V_2| \angle \theta_2 - \theta_1}{R - jX} \quad (2.4)$$

กำหนดให้ $\theta_1 - \theta_2 = \delta$

เมื่อ δ คือมุมเฟาเวอร์แองเกิล (Power angle) ซึ่งเป็นมุมต่างเฟสกันระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสองจะได้สมการดังนี้

$$P_{12} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R|V_1|^2 - R|V_1||V_2| \cos \delta + X|V_1||V_2| \sin \delta) \quad (2.5)$$

$$Q_{12} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X|V_1|^2 - X|V_1||V_2| \cos \delta - X|V_1||V_2| \sin \delta) \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกัน

$$P_{21} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R|V_1|^2 - R|V_1||V_2|\cos \delta - X|V_1||V_2|\sin \delta) \quad (2.7)$$

$$Q_{21} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X|V_1|^2 - X|V_1||V_2|\cos \delta + X|V_1||V_2|\sin \delta) \quad (2.8)$$

ซึ่งโดยทั่วไป $X \gg R$

$$P_{12} = \frac{|V_1||V_2|}{X} \sin \delta \quad (2.9)$$

$$Q_{12} = \frac{|V_1|^2 - |V_1||V_2|}{X} \cos \delta \quad (2.10)$$

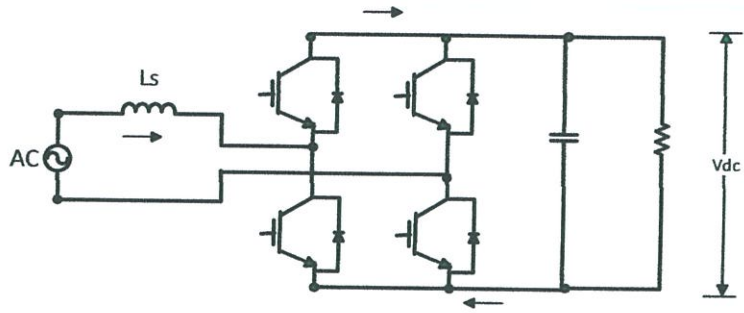
$$P_{21} = -\frac{|V_1||V_2|}{X} \sin \delta \quad (2.11)$$

$$Q_{21} = \frac{|V_2|^2 - |V_1||V_2|}{X} \cos \delta \quad (2.12)$$

จากรูปที่ 2.1 เมื่อลองการส่งกำลังไฟฟ้าจากบัสที่ 1 ไปบัสที่ 2 หรือจากบัสที่สองไปยังบัสที่ 1 ในการส่งกำลังไฟฟ้านี้สามารถที่จะใช้วิธีควบคุมมุม δ ตามสมการที่ ตามสมการที่ (9) และ (11)

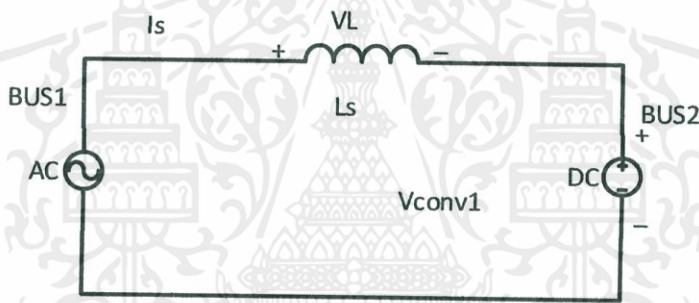
2.1.1 หลักการการควบคุมวงจรแปลงผันที่พลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง ในการควบคุมการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.2 เพื่อแปลงผัน V_s ให้เป็น V_{dc} และวงจรเปลี่ยนไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรงอีกทั้งยังสามารถยกระดับแรงดันให้สูงขึ้นได้และยังสามารถที่จะยังส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางตามหลักการที่ได้นำเสนอข้างต้นและเมื่อวิเคราะห์หลักการการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของสวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

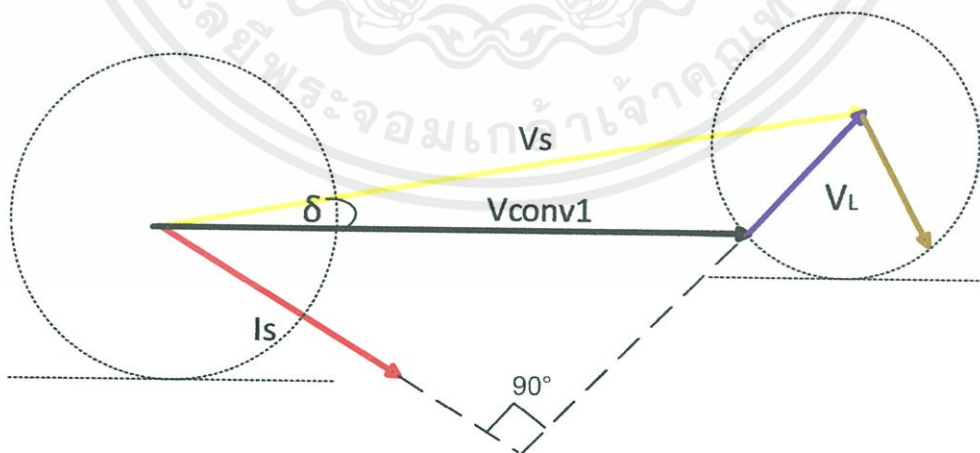


รูปที่ 2.2 วงจรสวิตซ์โวลต์คอนเวอร์เตอร์สำหรับการเชื่อมโยงกับการไฟฟ้า (AC)

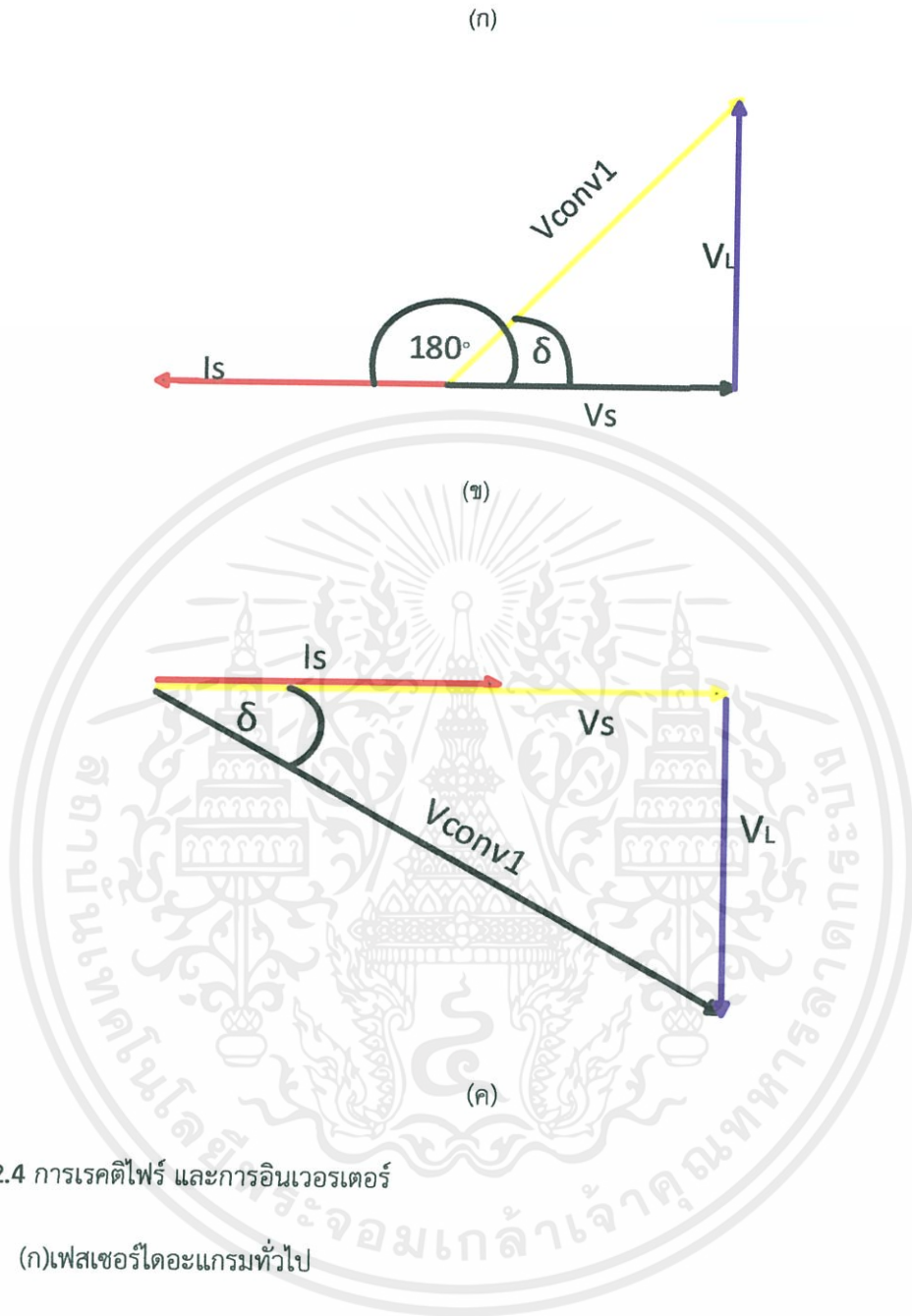
จากรูปที่ 2.1 สามารถที่จะเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.3 ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายสองแหล่งโดยบัสที่ 1 คือ V_s และบัสที่สองคือ V_{conv1} ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของสวิตซ์โวลต์คอนเวอร์เตอร์ที่ส่งกำลัง 2 บัส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 การเรคตีไฟร์ และการอินเวอร์เตอร์

(ก)เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป

(ข)อินเวอร์เตอร์ PF = -1

(ค)เรคตีไฟร์ ที่ PF = 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เมื่อนำมาวิเคราะห์ทางเวกเตอร์นั้นสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.4(ก) ซึ่งเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไปของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เมื่อนำมาวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$v_s = v_{conv1} + v_L$$

เมื่อกำหนดให้ V_s เป็นรูปไซน์และเป็นค่าอ้างอิง พิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐานจะได้ว่า

$$V_s = V_{conv1} + V_L$$

$$V_L = j\omega L_s I_{s1}$$

$$-V_{conv1} \sin(-\delta) = V_{conv1} \sin \delta \quad (2.13)$$

$$V_s - V_L \sin \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (2.14)$$

$$V_L \cos(90^\circ - \theta) = V_{conv1} \sin \delta \quad (2.16)$$

จากรูปที่ 2.4(ก) จะได้ว่า

$$V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (2.17)$$

$$v_{L1} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = v_s - v_{conv1} \cos \delta \quad (2.18)$$

จากสมการ 2.17 และ 2.18 สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_{s1} \cos \theta = \frac{V_{conv1} \sin \delta}{\omega L_s} \quad (2.19)$$

$$I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv1} \cos \delta}{\omega L_s} \quad (2.20)$$

จาก

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta \quad (2.22)$$

นำสมการ (2.19) แทนในสมการ (2.21) และสมการ (2.20) แทนใน (2.22) จะได้

Real Power

$$P = \frac{V_s (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} \quad (2.23)$$

Reactive Power

$$Q = \frac{V_s (V_s - V_{conv1} \cos \delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (V_s - V_{conv1} \cos \delta)}{\omega L_s V_s} \quad (2.24)$$

2.1.2 Mode Rectifier กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่ถูกจ่ายจากแหล่งจ่าย (AC) ไปยัง Converter หรือกำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 1 ไปยังบัส 2 (P_{12}) คือ

$$P_{12} = V_s I_s \cos \theta \quad (2.25)$$

เมื่อ $V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \theta$ จะได้

$$P_{12} = \frac{(|V_s| |V_{conv1}| \sin \delta)}{X_L} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \theta)}{\omega L_s V_s} = \frac{(|V_1| |V_2| \sin \delta)}{X_L} \quad (2.26)$$

กำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายจากแหล่งจ่าย (AC) ไปยัง converter หรือกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไปยังบัส 2 (Q_{12}) คือ

$$Q_{12} = V_s I_s \sin \theta \quad (2.27)$$

เมื่อ $V_s - \omega L_s \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta$ จะได้

$$Q_{12} = \frac{(|V_s|^2 - |V_s| |V_{conv1}| \cos \delta)}{X_L} = \frac{(|V_1|^2 - |V_1| |V_2| \cos \delta)}{\omega L_s} \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $v_s = v_L + v_{conv1}$

ฉะนั้น $I_{s1} = \frac{v_s - v_{conv1}}{iwL_s}$ (2.29)

2.1.3 Mode Inverter

เพราะฉะนั้น $P_{21} = -P_{12}$

$I_s = \frac{v_{conv1} - v_s}{iwL_s}$

จากการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ทางเวกเตอร์ของทั้ง 2 โหมดการทำงาน กับทฤษฎี 2 บัส เป็นจริงตามสมการที่แสดง เพราะฉะนั้นสมการที่นำไปใช้ในการควบคุมสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์คือ

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta \quad (2.30)$$

$$P = \frac{(|V_s| |V_{conv1}| \sin \delta)}{X_L} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \theta)}{wL_s V_s} = \frac{(|V_1| |V_2| \sin \delta)}{X_L} \quad (2.31)$$

$$Q_{12} = V_s I_s \sin \theta \quad (2.32)$$

$$Q = \frac{(|V_s^2| - |V_s| |V_{conv1}| \cos \delta)}{X_s} = \frac{(|V_1|^2 - |V_1| |V_2| \cos \delta)}{wL_s} \quad (2.33)$$

จะได้

$$I_{s1} = \frac{v_s - v_{conv1}}{iwL_s} \quad (2.34)$$

ดังนั้นในการควบคุมปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ส่งถ่ายต้องทำการควบคุมกระแส I_{s1} โดยได้นำเทคนิคขอ Adaptive current control มาควบคุม ในการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ ต้องมีการควบคุมความถี่สวิตซ์เพื่อให้เหมาะกับการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า ดังนั้นจึงมีความสำคัญอย่างยิ่งที่มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เพื่อความเหมาะสมกับระบบ ในการนำสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้ได้หลากหลายชนิด ดังตัวอย่างเช่น ในการเบรคมอเตอร์แบบ Regenerative กำลังไฟฟ้าไหลผ่าน Converter แบบ Reverse ที่ต่อกับระบบการไฟฟ้าซึ่ง พลังงานจลน์จากแรงเฉื่อยของ Motor และโหลด จะเปลี่ยนรูปเป็นพลังงานไฟฟ้าและไหลย้อนกลับสู่การไฟฟ้าโดยใช้ Switch-Mode Converter ขณะที่ทำงานในโหมดเรกติไฟร์ พลังงานจะไหลจากด้าน AC ไปยังด้าน DC และขณะที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ พลังงานจะไหลจากด้าน DC ไปยังด้าน AC ในการควบคุมการไหลของพลังงานนั้น จะใช้วิธีการควบคุมกระแสให้อินเฟสหรือเอาท์เฟสกับแรงดันและวิธีการควบคุมกระแสยังปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้เข้าใกล้หนึ่งอีกด้วย

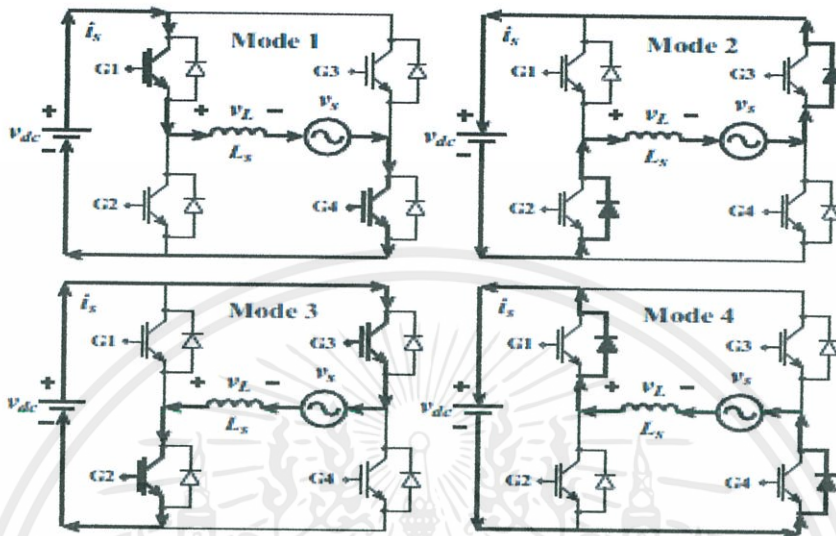
2.2 การควบคุมกระแสด้วยวิธีฮีสเตอร์รีซิส

วงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ดีซี-เอซี ใช้ IGBT ทำการสวิตช์จำนวน 4 ตัว วิธีการควบคุมคือนำกระแสอ้างอิงมาสร้างขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสบนด้วยการบวกความกว้างฮีสเตอร์รีซิสกับกระแสอ้างอิง และสร้างขอบเขต ฮีสเตอร์รีซิสล่างด้วยการนำกระแสอ้างอิงลบความกว้าง ฮีสเตอร์รีซิส สมมุติกระแสอ้างอิงเป็นรูปคลื่นไซน์จากนั้นนำกระแสจริงมาเปรียบเทียบกับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสล่าง ถ้าเท่ากัน(กระแสจริงชนขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสล่าง) สัญญาณสวิตช์ G1, G4 ต้องเปลี่ยนสถานะเป็น 1 (ON) แต่ถ้าไม่เท่ากันทำการเปรียบเทียบกระแสจริงกับขอบเขต ฮีสเตอร์รีซิสบน ถ้าเท่ากัน (กระแสจริงชนขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสบน) สัญญาณสวิตช์ G1, G4 ต้องเปลี่ยน สถานะเป็น 0 (OFF) แต่ถ้าไม่ใช่ทั้งสองกรณี (กระแสจริงอยู่ในขอบเขต ฮีสเตอร์รีซิส) ให้คงสถานะสัญญาณสวิตช์ G1, G4 ไว้ จากกระบวนการดังกล่าวจะได้สัญญาณที่ดับบลิวเอ็มที่นำไปควบคุม IGBT ทั้ง 4 ตัว (G1, G4 ตรงข้ามกับ G2, G3) ตามเงื่อนไขในตารางที่ 2.1 และรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบการสวิตช์แบ่งออกเป็น 4 รูปแบบ

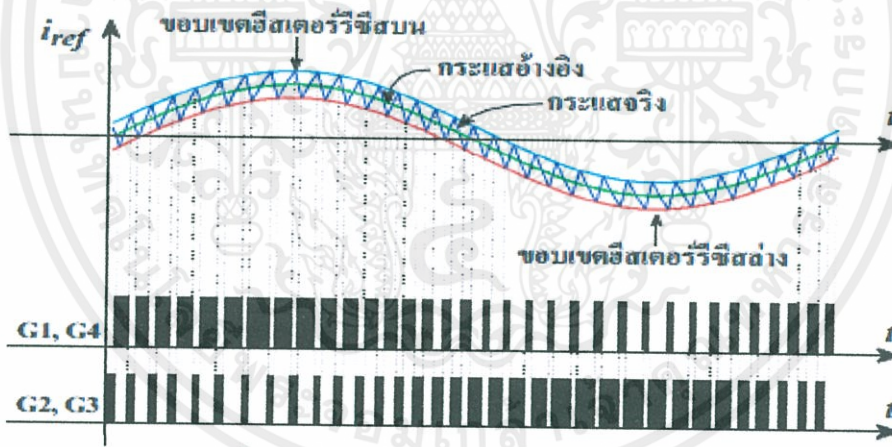
ตารางที่ 2.1 เงื่อนไขการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

Mode 1	$I_s > 0, di_c / dt > 0$ และ $V_{dc} = V_L + V_S$
Mode 2	$I_s > 0, di_c / dt < 0$ และ $V_{dc} = -V_L + V_S$
Mode 3	$I_s < 0, di_c / dt < 0$ และ $V_{dc} = V_L + V_S$
Mode 4	$I_s < 0, di_c / dt > 0$ และ $V_{dc} = -V_L + V_S$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การคุ้มครองของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 รูปแบบการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 สัญญาณกระแสอ้างอิงและสัญญาณสวิตช์

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าความถี่สวิตช์ไม่คงที่ โดยสามารถหาความถี่สูงสุดในการสวิตช์ได้จาก

$$f_{\max} = \frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} \tag{2.1}$$

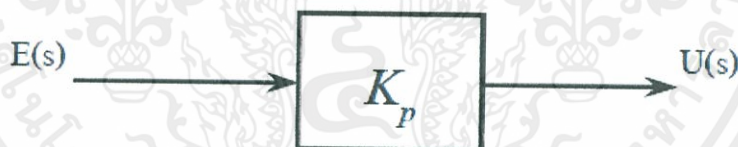
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (1) พบว่าขณะที่แรงดันไฟตรงมีค่าคงที่ ดังนั้นความถี่สูงสุดในการสวิตช์ขึ้นอยู่กับขนาดของ ตัวเหนี่ยวนำ (L) และความกว้างฮีสเตอร์รีซิส (HB) ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถใช้ตัวเหนี่ยวนำและค่าความ กว้าง ฮีสเตอร์รีซิสค่าเล็กมากๆ ได้ เพราะจะทำให้ความถี่สวิตช์สูงเกินพิกัดของตัวอุปกรณ์สวิตช์เป็นเหตุ ให้ตัวอุปกรณ์สวิตช์เกิดความเสียหาย

2.3 การควบคุมแบบป้อนกลับ

- 1) ตัวควบคุมแบบพี (Proportional Controller)
- 2) ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Controller)
- 3) การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)
- 4) ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล (Proportional plus Integral Controller)
- 5) ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัลลบอนุพันธ์ (Proportional plus Integral plus Derivative Controller)

2.3.1 การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P-control) การควบคุมระบบ แบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนนั้น สัญญาณควบคุม (u) จะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับค่า สัญญาณความผิดพลาด (e) ที่เกิดจากผลต่างระหว่างค่าสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตของ ระบบที่ต้องการควบคุม แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบสัดส่วนแสดงได้ดังรูปที่ 2.19

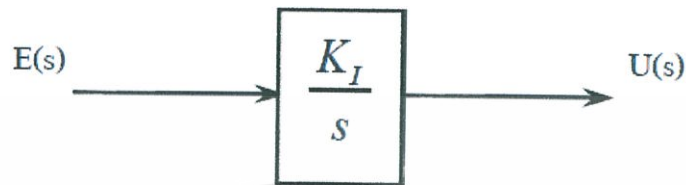


รูปที่ 2.7 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน

$u(t) = K_p e(t)$ เมื่อ K_p จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมนี้หรือจะเรียกว่าเกนสัดส่วน ประโยชน์ของ ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Controller) คือลดค่าความผิดพลาดของระบบ โดย สามารถตอบสนองกับค่าสัญญาณความผิดพลาดอย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control) การควบคุมแบบอินทิกรัล มีรูปแบบสมการ $u(t) = K_I \int e(t) dt$ คือ เมื่อ K_I คือค่าคงที่ของตัวควบคุม แบบอินทิกรัล แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลแสดงดังรูปที่ 2.20

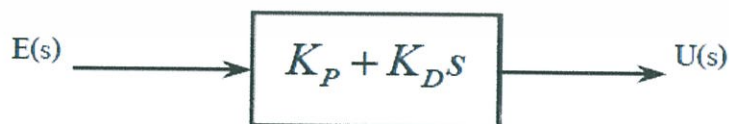


รูปที่ 2.8 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล

จากรูปแบบการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้จะเห็นว่าสัญญาณควบคุม $u(t)$ จะมีค่ามากโดยที่สัญญาณความผิดพลาด $e(t)$ มีค่าเป็นศูนย์ในภายหลังเมื่อเวลาผ่านไปแล้วก็ตาม ทั้งนี้ก็เพราะว่าสัญญาณการควบคุมในกรณีของการควบคุมแบบอินทิกรัลขึ้นอยู่กับค่าในอดีต (past value) ไม่เหมือนกับตัวควบคุมแบบสัดส่วน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าปัจจุบัน ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลก็เพื่อต้องการลดค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ใน ขณะเดียวกันค่าความมีเสถียรภาพของระบบก็จะลดน้อยลงด้วยการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้จะเป็นการเพิ่มอันดับ ให้กับระบบของเรา เช่น ในกรณีระบบเป็นอันดับที่หนึ่ง และเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Controller) แล้วระบบป้อนกลับจะมีอันดับเป็นสอง

2.3.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control) การควบคุมแบบอนุพันธ์ มี

รูปแบบสมการ คือ $u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt}$ เมื่อ K_D คือค่าคงที่ของตัวควบคุม แบบอนุพันธ์ ส่วนมากแล้วจะใช้ร่วมกับตัวควบคุมตัวอื่น เช่น ใช้ร่วมกับตัวควบคุมแบบสัดส่วน ซึ่งเรียกว่าตัว ควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอนุพันธ์หรือ (PD-controller) ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ถ้าตัวควบคุมแบบสัดส่วนใช้ ร่วมกับอินทิกรัลก็จะเรียกว่าตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอินทิกรัลหรือ (PI-controller) และถ้าใช้ตัวควบคุม แบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอินทิกรัลและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ เรียกว่า (PID-controller)



รูปที่ 2.9 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะช่วยเพิ่มค่าความหน่วง (damping) ให้กับระบบที่ต้องการจะควบคุม นั่นคือทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ในขณะที่เดียวกันจะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้เป็นสัญญาณที่เกิดจากการหาอนุพันธ์ของสัญญาณความผิดพลาด ดังนั้น ถ้าสัญญาณความผิดพลาดนี้มีสัญญาณรบกวนมาก สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะกระเพื่อม (fluctuate) ค่อนข้างมาก (เนื่องจากค่าความชัน (slope) ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงแปลงค่อนข้างมาก) ซึ่งจะทำให้ระบบควบคุมของเราไม่มีเสถียรภาพได้

2.3.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกอินทิกรัล(แบบPI)ตัวควบคุมนี้เป็นการรวมตัวควบคุมแบบ P และแบบ I

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

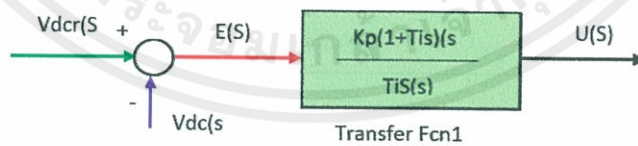
หรือเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

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

โดย K_p เป็นอัตราขยายสัดส่วน

T_i ช่วงอินทิกรัล (integral time)

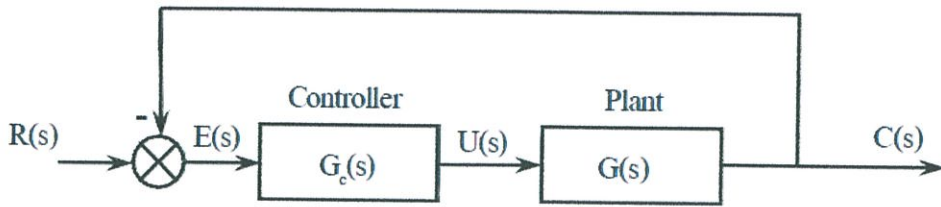
ค่า K_p และ T_i เป็นค่าคงที่ที่ปรับค่าได้ ส่วนกลับของค่า T_i เรียกว่า Reset rate ซึ่งหมายถึงจำนวนครั้งต่อนาทีที่สัญญาณควบคุมมีค่าเป็น 2 เท่าบล็อกไดอะแกรมการควบคุมดังในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบพีไอ

2.3.5 ตัวควบคุมแบบพีไอดี (PID controller) พิจารณาระบบควบคุมแบบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ตัวควบคุมแบบพีไอดี (PID controller)

PID controller ประกอบด้วย 3 เทอม คือ Proportion, Integral และ Derivative

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

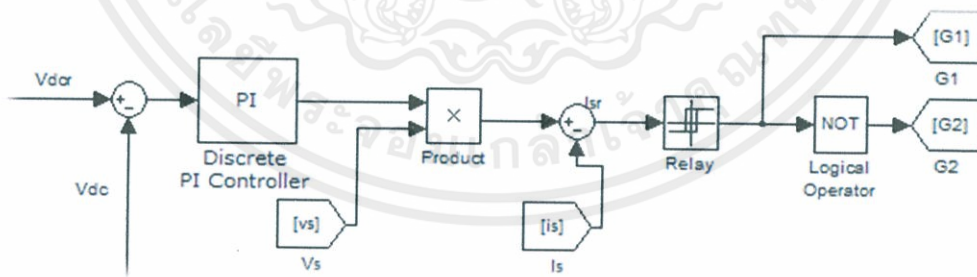
$$e(t) = r(t) - c(t)$$

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

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

2.4 ฟังก์ชันถ่ายโอน

2.4.1 Control scheme



รูปที่ 2.12 Plant model

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ V_s = rms ของแรงดันแหล่งจ่าย

$$V_s(t) = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$$

$I_s(t)$ = rms ของกระแสแหล่งจ่ายที่ t ใดๆ

V_{dc} = แรงดันขาออกเฉลี่ย

$V_{dc}(t)$ = แรงดันขาออกที่เวลา t ใดๆ

R_L = ความต้านทานโหลด

C = ความจุ

L = ความเหนี่ยวนำ

ถ้าให้คอนเวอร์เตอร์ มีประสิทธิภาพ 100% จะได้

$$V_s I_s(t) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (C V_{dc}^2(t)) + \frac{V_{dc}^2(t)}{R_L}$$

แก้สมการ

$$V_s I_s(t) = \frac{1}{2} C V_{dc} \frac{dV_{dc}(t)}{dt} + \frac{V_{dc}}{R_L} V_{dc}(t)$$

$$2R_L V_s I_s(t) = C R_L V_{dc} \frac{dV_{dc}(t)}{dt} + 2V_{dc} V_{dc}(t)$$

Take Laplace

$$2R_L V_s I_s(s) = C R_L V_{dc} s V_{dc}(s) + 2V_{dc} V_{dc}(s)$$

$$2R_L V_s I_s(s) = (s C R_L V_{dc} + 2V_{dc}) V_{dc}(s)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_s(s)} = \frac{2R_L V_s}{(s C R_L V_{dc} + 2V_{dc})}$$

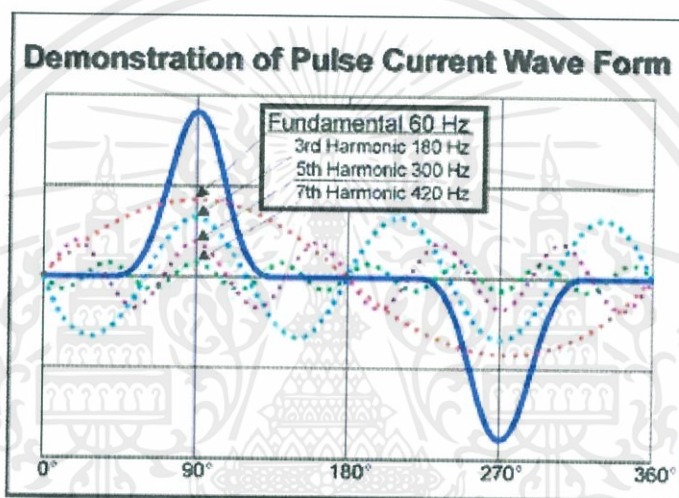
จะได้

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_s(s)} = \frac{2R_L V_s}{(s C R_L + 2)V_{dc}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ฮาร์โมนิก (Harmonic)

ระบบไฟฟ้าในอาคาร และโรงงานอุตสาหกรรม จะมีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง หรือค่า P.F. เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลด รวมถึงช่วยประหยัดค่าไฟฟ้า แต่อุปกรณ์ส่วนใหญ่ ที่ใช้จะเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งขณะทำงานจะสร้างฮาร์โมนิก (Harmonic) ขึ้นมาในระบบไฟฟ้าและจะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์อื่นๆ รวมถึงตัวเก็บประจุ (Capacitor bank) ดังนั้นเราจะมาทำความรู้จักกับ ฮาร์โมนิก ฮาร์โมนิก คือส่วนประกอบของแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าที่เราใช้งานกันอยู่ ฮาร์โมนิกจะถูกพูดถึงในลักษณะเป็นจำนวนเท่าของความถี่ที่ใช้งานอยู่ เช่น ในประเทศไทย ใช้ระบบไฟฟ้า 50 เฮิร์ตซ์ (Hz) ซึ่งเราจะเรียกความถี่ไฟฟ้าที่ว่า ฮาร์โมนิกอันดับที่ 1 ดังนั้น



รูปที่ 2.13 ฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ

- ฮาร์โมนิกอันดับที่ 1 ก็คือไฟฟ้า 50 เฮิร์ตซ์ ($1 \times 50 \text{ Hz}$)
- ฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 ก็คือไฟฟ้า 150 เฮิร์ตซ์ ($3 \times 50 \text{ Hz}$)
- ฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 คือไฟฟ้า 250 เฮิร์ตซ์ ($5 \times 50 \text{ Hz}$)
- ฮาร์โมนิกอันดับที่ 7 คือไฟฟ้า 350 เฮิร์ตซ์ ($7 \times 50 \text{ Hz}$)

ไปเรื่อยๆ ไม่รู้จบ

ระบบไฟฟ้าทั่วโลกจะมีฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ ปะปนกัน แทบจะทุกอันดับ ต่างกันที่ว่าจะมีอยู่มากน้อยเพียงใด ขึ้นอยู่กับว่าส่วนใหญ่ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดใด บางคนอาจจะสงสัยว่าแล้วอุปกรณ์อะไรที่สร้างฮาร์โมนิกขึ้น อธิบายแบบง่ายๆ ก็คือ อุปกรณ์ทุกอย่างที่มีตัวแปลงไฟจากกระแสสลับ (AC) เป็นกระแสตรง (DC) หรือแปรจากกระแสตรง (DC) เป็นกระแสสลับ (AC) อุปกรณ์ดังกล่าวจะเป็นตัวสร้างฮาร์โมนิกขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมนิค สามารถดูได้ที่ฉลากหรือป้ายบนตัวอุปกรณ์ว่ามีค่า % THD เท่าไร ยิ่งมีค่ามาก ก็ยิ่งมีฮาร์โมนิคสูง นอกจากนี้ บางที่อุปกรณ์ที่ใช้หลักการกระแสตัวจรมมาใช้งาน เช่น เครื่องเชื่อม เครื่องหลอม และอื่นๆ ก็ถือว่าเป็นตัว สร้างฮาร์โมนิคได้ด้วยเช่นกัน จะเห็นได้ว่าในปัจจุบัน เราไม่สามารถหลีกเลี่ยงฮาร์โมนิคได้เลย เพราะอุปกรณ์หลายๆ อย่างใช้ ไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ในการทำงานเกือบทั้งนั้น แล้วฮาร์โมนิคที่เกิดขึ้นจะเกี่ยวข้องและส่งผลกระทบต่ออื่นๆ กับ capacitor bank อย่างไรจะได้อธิบายในหัวข้อถัดไป

2.5.1 ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม มาตรฐาน IEC และ IEEE ใช้ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ : %THD (Total Harmonic Distortion) เป็นค่าบอกระดับความเพี้ยนฮาร์โมนิก โดยเทียบจากอัตราส่วนระหว่าง ค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสองของส่วนประกอบฮาร์โมนิกกับค่าของส่วนประกอบความถี่หลักมูลเทียบเป็นร้อยละ ซึ่งจะแยกออกเป็น ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม และค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์โมนิกรวม

ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100\%$$

ค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์โมนิกรวม

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{h(rms)}^2}}{V_{1(rms)}} \times 100\%$$

V_h (rms) : ค่า rms ของแรงดันฮาร์โมนิกลำดับที่ h

I_h (rms) : ค่า rms ของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ h

V_1 (rms) : ค่า rms ของแรงดันที่ความถี่หลักมูล

I_1 (rms) : ค่า rms ของกระแสที่ความถี่หลักมูล

2.5.2 ผลกระทบของฮาร์โมนิกที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า ปัญหาฮาร์โมนิกที่ทำให้เกิดผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้าออกเป็น 2 กรณีคือ

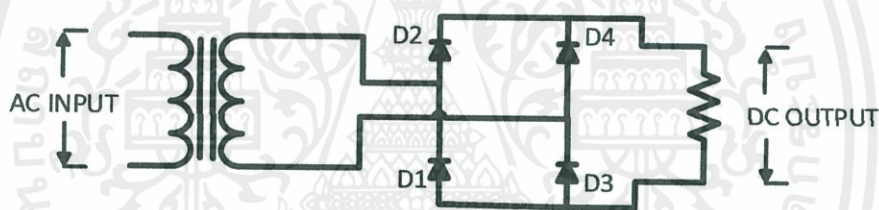
- 1) ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีการทำงานผิดพลาดด้วยผลของค่าแรงดันและกระแสฮาร์โมนิกที่มีขนาดและรูปคลื่นสัญญาณไซน์ผิดเพี้ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีอายุการใช้งานน้อยลงหรือเกิดการชำรุดเสียหาย เนื่องจากมีค่า rms ของแรงดันหรือ
- 3) กระแส สูงขึ้นที่เกิดจากค่าฮาร์มอนิก หรือมีการขยายของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิก ที่เกิดจากฮาร์มอนิกรีโซแนนซ์

2.6 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier Circuit)

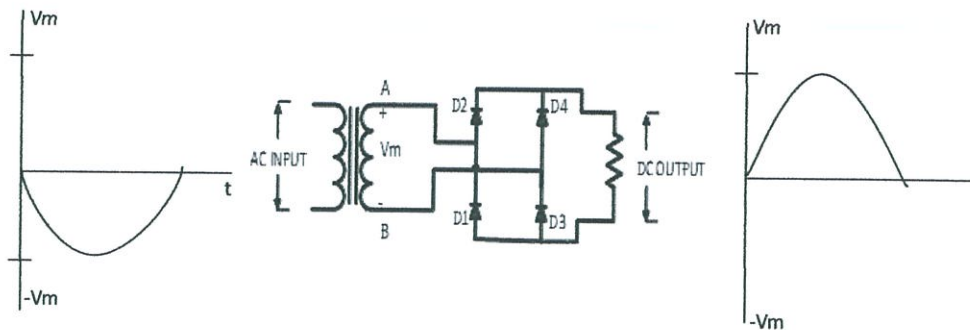
วงจรเรียงกระแสหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า เรกติไฟเออร์ คือวงจรไฟฟ้าที่มีคุณสมบัติในการแปลงสัญญาณกระแสสลับให้กลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงหรือมีคุณสมบัติยอมให้ไฟฟ้าไหลผ่านไปทิศทางใดทิศทางหนึ่ง อุปกรณ์ที่นิยมใช้ในการแปลงสัญญาณได้แก่ ไดโอด วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave) อีกแบบหนึ่ง คือวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์แรงดันไฟสลับจะต่อเข้ากับ สองมุมของวงจรบริดจ์และเอาต์พุตจะถูกนำออกที่ สองมุมที่เหลือ ดังในรูปที่ 2.5



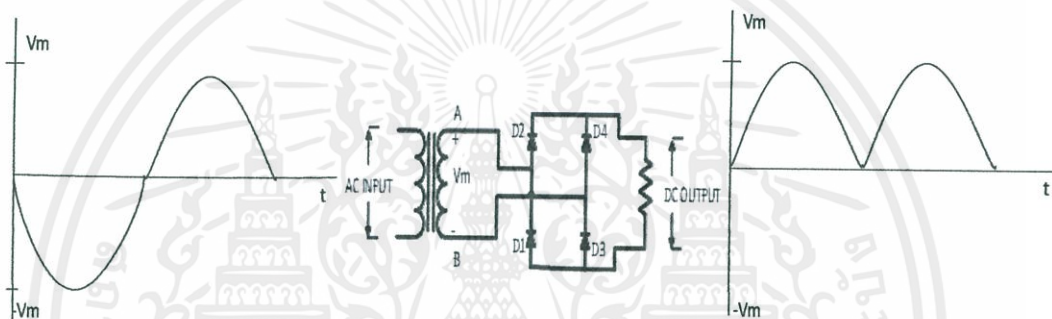
รูปที่ 2.14 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

ในแต่ละครึ่งไซเคิลของวงจรอินพุตสมมติว่าเมื่อขั้ว A ของขดทุติยภูมิมีค่าเป็นบวก และขั้ว B มีค่า เป็นลบ จึงเหมือนกับครึ่งไซเคิลลบถูกป้อนเข้าทางขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ไดโอด D2 และ D3 จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงดังนั้นกระแสจึงไหลครบวงจรจากขั้ว A ผ่านไดโอด D2 ความต้านทานโหลดและไดโอด D3 แล้ว กลับเข้าสู่ขั้ว B ของหม้อแปลง ดังรูปที่ 2.6ก. และเมื่อแรงดันไฟสลับเปลี่ยนข้างมาเป็นขั้วบวก ที่ขั้ว B และเป็นลบที่ขั้ว A การนำกระแสของไดโอดจะเปลี่ยนไปโดยเริ่มจากจุด B ของขดทุติยภูมิ ผ่าน D4 ความต้านทานโหลด และ D1 กลับเข้าขั้ว A ของหม้อแปลง ทิศทางแรงดันตกคร่อมโหลดจะมีทิศทางเดียวกับ ตอนแรกคือ มีขั้วบวกอยู่ทางด้านบน ดังรูปที่ 2.6 ข. ดังนั้นการนำกระแสไดโอดจะเกิดสลับกันที่ละสองตัว D2 กับ D3 และ D1 กับ D4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15(ก) แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์เมื่ออินพุตเป็นซีกลบ



รูปที่ 2.15(ข) แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์เมื่ออินพุตเป็นซีกบวก

รูปที่ 2.15 แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

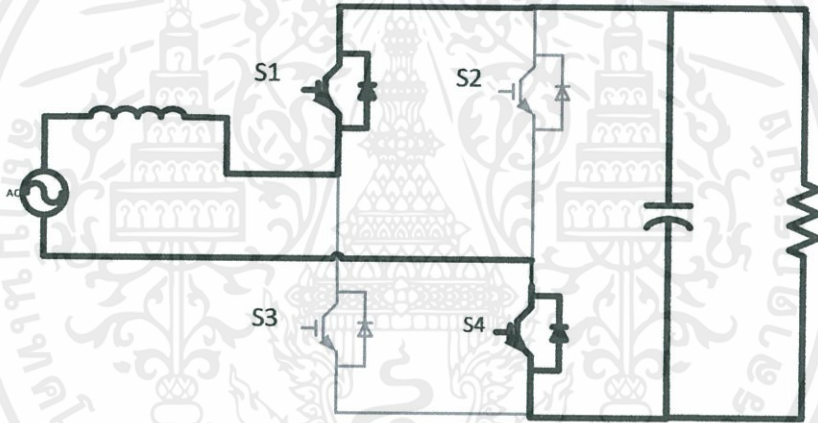
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบสร้างชิ้นงานต้นแบบ

3.1 Switching scheme

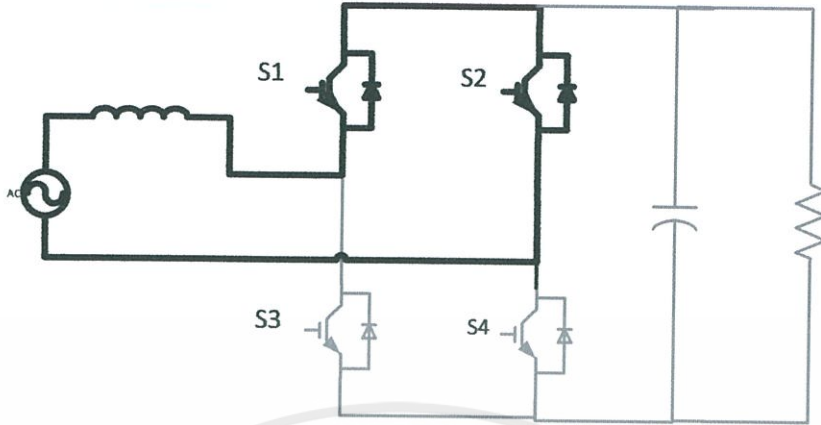
โครงการนี้จะใช้วิธีการสวิตช์แบบใหม่ที่เป็นแบบกึ่งฮาร์ฟบริดจ์ ทำให้เกิดรูปแบบการสวิตช์ที่เรียกว่า unipolar ให้สวิตช์กึ่งหนึ่งสวิตช์ที่มีความถี่สูงตามสัญญาณจาก Hysteresis comparator ส่วนอีกกึ่งหนึ่งสวิตช์ที่ความถี่กำลัง (Power frequency) มีสถานะการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นไปได้ทั้งหมด 4 สถานะ ดังนี้



รูปที่ 3.1 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่หนึ่ง

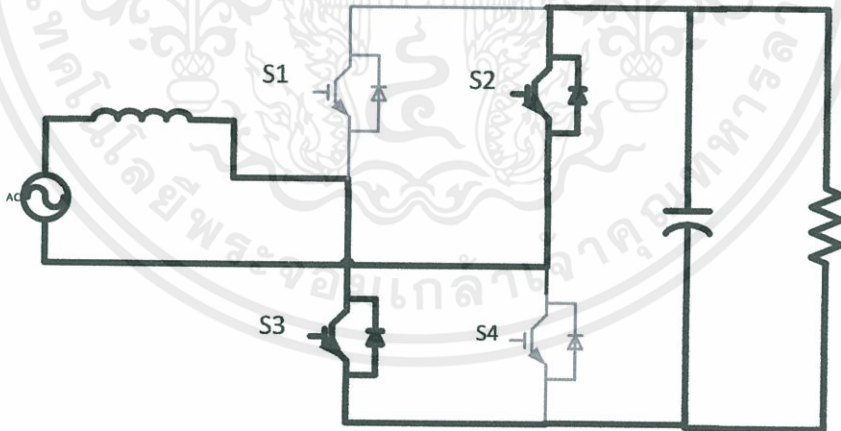
จากรูปข้างต้น สถานะนี้เกิดขึ้นในกรณีที่แรงดันแหล่งจ่ายเป็นบวก กระแสไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายผ่านสวิตช์ S1 ไปยังตัวเก็บประจุและโหลด และไหลกลับผ่านสวิตช์ S4 สถานะนี้ทำให้แรงดันที่ DC link และกระแสที่ไหลจากแหล่งจ่ายลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่สอง

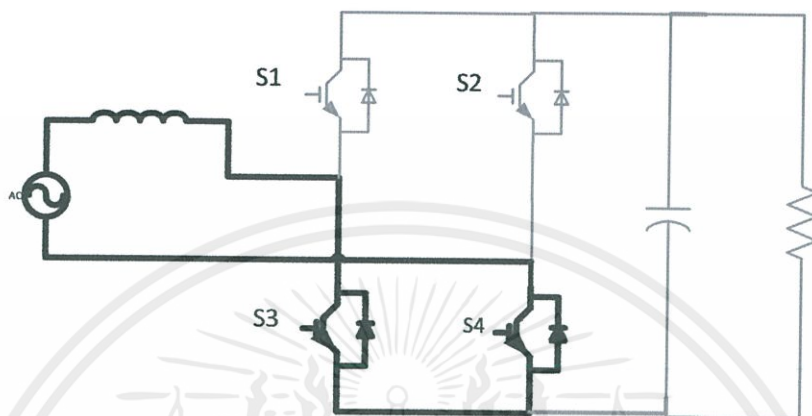
สืบเนื่องจากสถานะแรกที่กระแสจากแหล่งจ่ายลดลง เมื่อถึงขอบล่างของ Hysteresis band สวิตซ์กึ่งอินจึงเปลี่ยนสถานะเป็นดังรูปที่.... สถานะนี้เกิดขณะที่แรงดันแหล่งจ่ายเป็นบวก กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายจึงเพิ่มขึ้นเพราะอิมพีแดนซ์ต่ำลง ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุก็จะคายประจุออกมา ทำให้แรงดันที่ DC link ลดลง สวิตซ์กึ่งอินจะทำงานสลับกันเช่นนี้ต่อไปเรื่อยๆ เพื่อรักษาแรงดัน DC link และจำกัดกระแสจากแหล่งจ่ายให้อยู่ในขอบเขตที่กำหนดไว้ใน Hysteresis comparator และสวิตซ์กึ่งอินอกจะไม่เปลี่ยนสถานะตลอดช่วงที่แรงดันแหล่งจ่ายยังเป็นบวก



รูปที่ 3.3 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแรงดันแหล่งจ่ายเป็นลบ สวิตช์กึ่งนอกจะเปลี่ยนสถานะ โดยที่สวิตช์กึ่งในยังคงทำหน้าที่รักษาแรงดันที่ DC link ตามรูปที่... เป็นสถานะที่ทำให้แรงดัน DC link เพิ่มขึ้นและขนาดกระแสจากแหล่งจ่ายลดลง(มีทิศทางไหลกลับ)



รูปที่ 3.4 การสวิตช์แบบ unipolar สถานะที่สี่

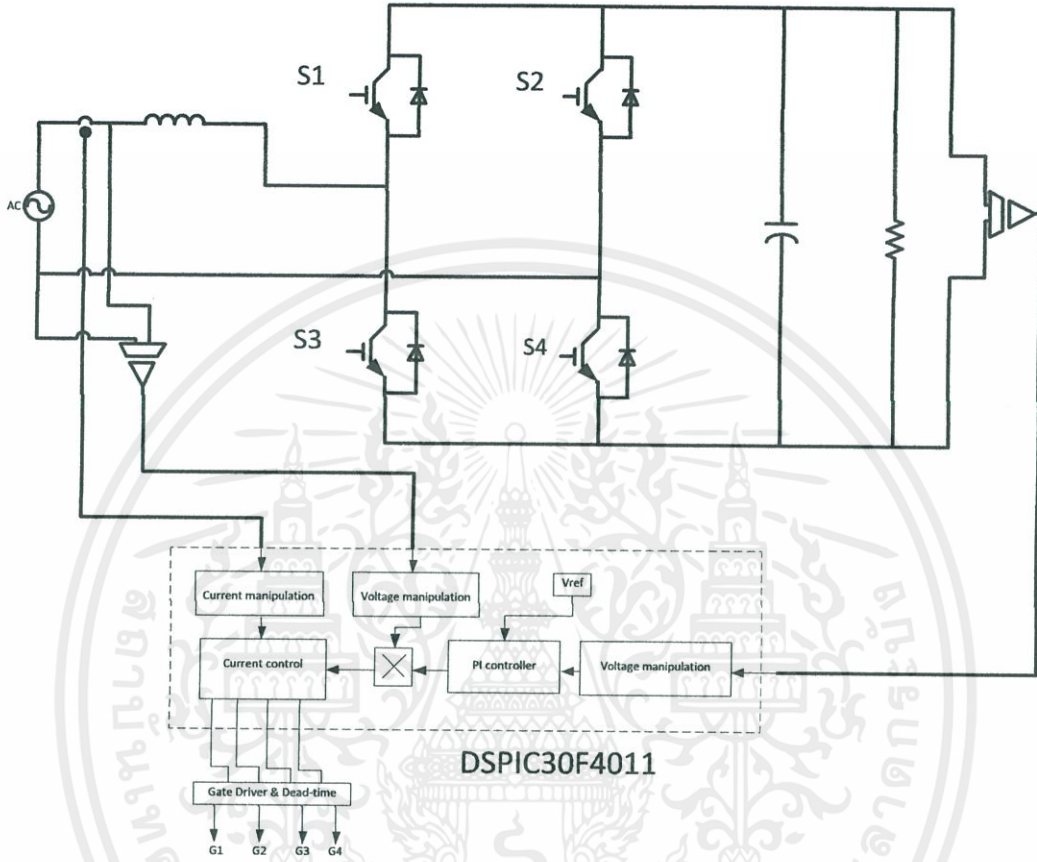
และสถานะสุดท้ายจะทำให้เกิดการคายประจุของตัวเก็บประจุทำให้แรงดัน DC link ลดลง และขนาดของกระแสจากแหล่งจ่ายสูงขึ้น

3.1.1 วิธีการสวิตช์เช่นนี้มีข้อได้เปรียบคือ

1. ความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ต่ำลงเพราะสวิตช์กึ่งด้านซ้ายสวิตช์ที่ความถี่ต่ำ
2. มีความผิดเพี้ยนรวม ณ จุดเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายกับคอนเวอร์เตอร์ลดลง
3. เกิดความเครียดต่อสวิตช์น้อยเนื่องจากการทำงานแบบยูนิโพล่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วิธีการควบคุมแรงดันขาออก



รูปที่ 3.5 วงจรการควบคุมแรงดันขาออก

3.3 วิเคราะห์และกำหนดคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์

3.3.1 พิกัดแรงดันและกำลังของคอนเวอร์เตอร์ กำหนดกำลังสูงสุดของ converter เป็น 4 kW ที่แรงดันเชื่อมโยง 400 V จะได้ค่าความต้านทานของโหลดต่ำสุดเป็น 40 โอห์ม กระแสขาออก สูงสุดเป็น 10A ซึ่งประมาณเป็นกระแส rms ของด้านแหล่งจ่าย AC ได้เป็น 14A ดังนั้นเลือกใช้สวิตช์ที่ทน แรงดันได้ 1200V ทนกระแสสูงสุดได้ 40A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 Ripple voltage กำหนดค่า ripple voltage น้อยกว่า 1% จากความสัมพันธ์

แรงดัน [1]:

$$V_{d,ripple}(t) = -\frac{I_d}{2\omega C_d} \sin(2\omega t) \quad (3.1)$$

แรงดันกระเพื่อมมีค่าสูงสุดเมื่อกระแสโหลดมีค่าสูงสุด ดังนั้นจากข้อกำหนดจึงต้องใช้ตัวเก็บประจุที่ทนแรงดันได้อย่างน้อย 600V และมีค่าความจุเป็น

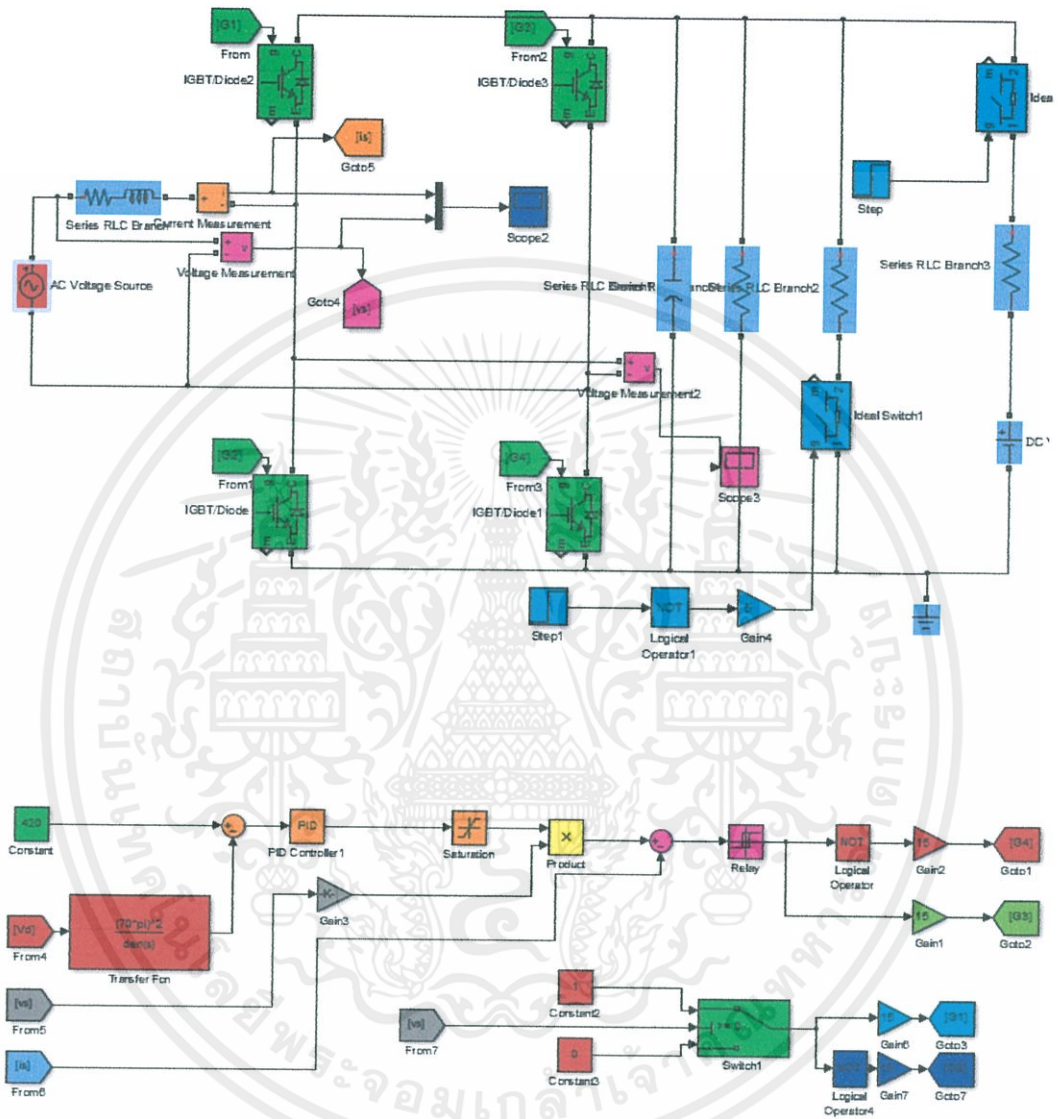
$$C_d = \frac{I_d}{2\omega(0.01)v_d} = 4 \text{ mF} \quad (3.2)$$

3.3.3 ความถี่สวิตชิงสูงสุด กำหนดให้สวิตซ์ทำงานที่ความถี่สูงสุด 1 kHz และความกว้างของ band = 0.5 A จากบทที่ 2 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำในวงจรกำลังมีค่าเป็น

$$L = \frac{0.25V_{dc}}{(HB)*(f_{max})} = \frac{0.25(400)}{(0.5)(1000)} = 2 \text{ mH} \quad (3.3)$$

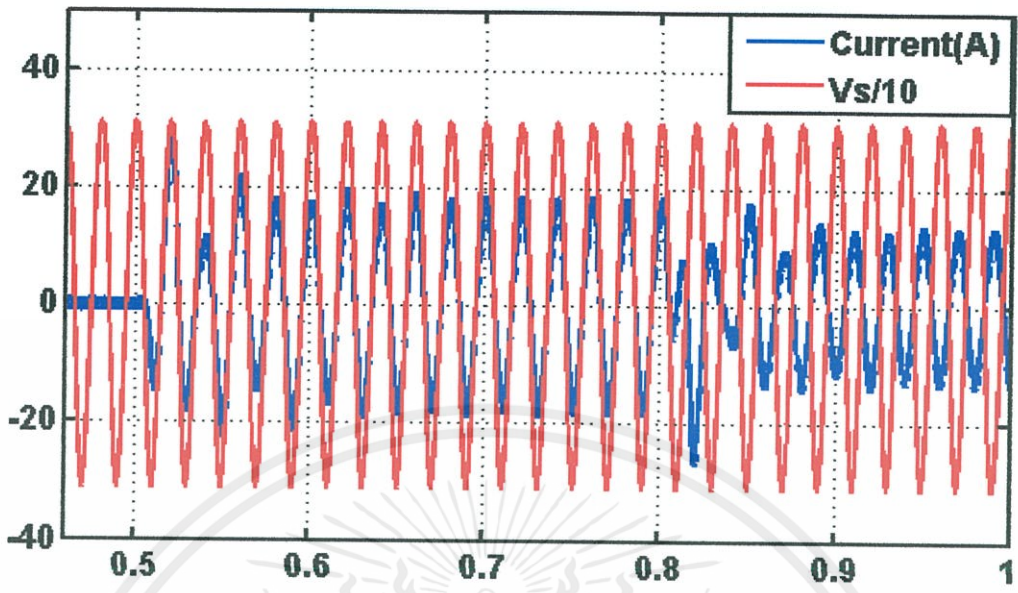
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 แบบจำลองคอมพิวเตอร

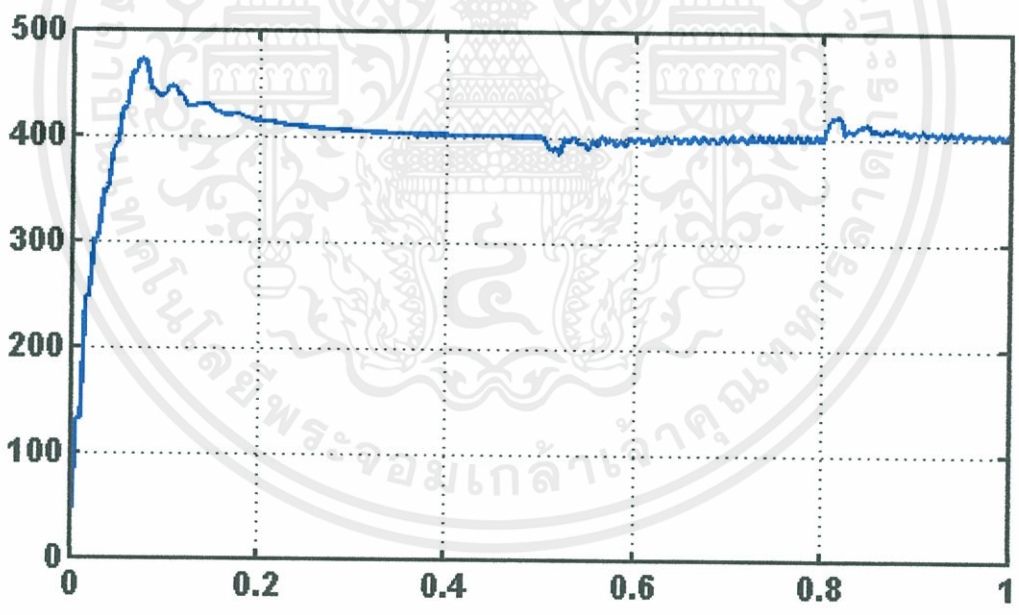


รูปที่ 3.6 แบบจำลองทางคอมพิวเตอร์ของสวิตช์โหมดคอมพิวเตอร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

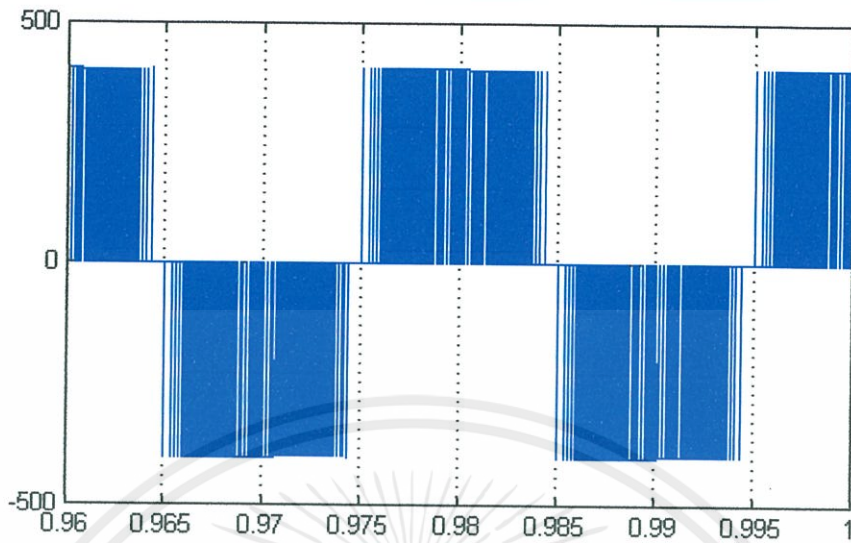


รูปที่ 3.7 คลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงและเวลาของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



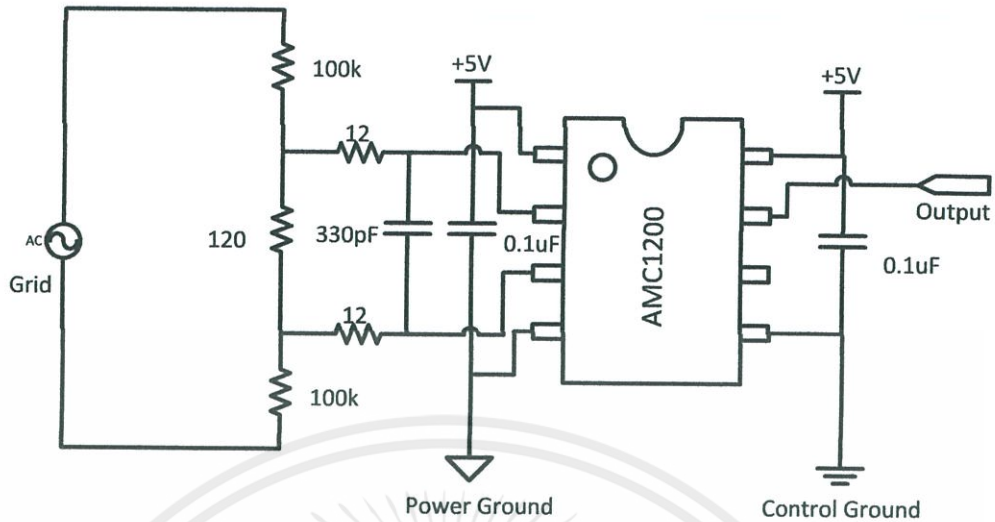
รูปที่ 3.9 แรงดันของ IGBT เมื่อเกิดการสวิตช์

การจำลองวงจรใช้โปรแกรม Matlab/Simulink มีการเชื่อมต่ออุปกรณ์ดังแสดงในรูป (รูปบน) ได้ผลการทดลองการปรับเปลี่ยนโหมดการทำงานอย่างฉับพลันจากสถานะไม่มีโหลด เป็นโหมด วงจรเรียงกระแส และ อินเวอร์เตอร์ตามลำดับแสดงในรูป(รูปล่าง)

3.5 ระบบการวัด

3.5.1 แรงดันแหล่งจ่าย (AC) การวัดแรงดันแหล่งจ่ายในโครงงานนี้มีเป้าหมายหลักคือ การได้รูปคลื่นไซน์ที่จะนำไปใช้เป็นคลื่นต้นแบบในการเปรียบเทียบเพื่อบังคับกระแสให้มีรูปคลื่นใกล้เคียง กับคลื่นต้นแบบ ใช้วิธีการวัดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

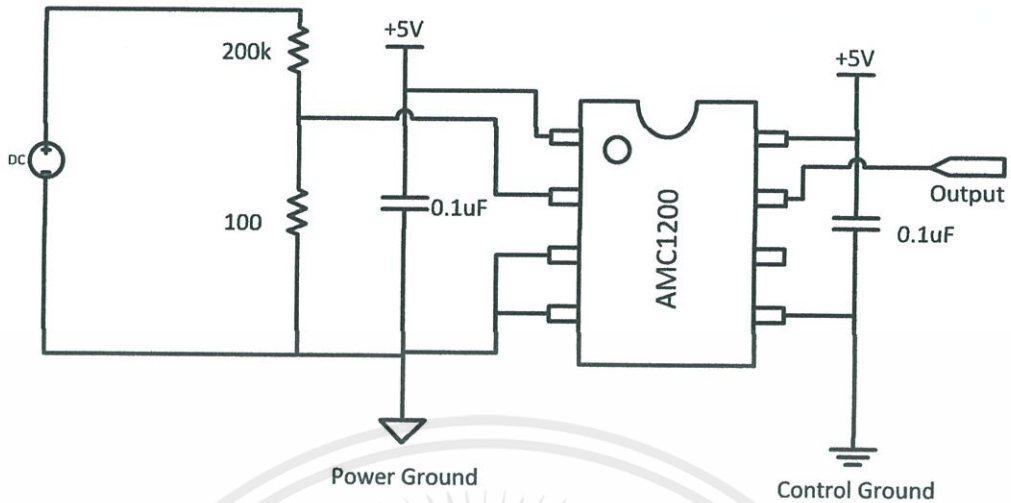


รูปที่ 3.10 วงจรการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

ในวงจรใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AMC1200 เป็นตัวแยกโคตระหว่างส่วนของวงจรถูกวัดกับวงจรถอบคุม ไอซีมีหลักการทำงานในเบื้องต้นคือตรวจจับแรงดันด้านอินพุตซึ่งมีค่าได้ระหว่าง -250 mV ถึง 250 mV แล้วมีกลไกภายในที่ขยายสัญญาณดังกล่าวขึ้นด้วยอัตราคงที่ 8 เท่า แล้วส่งผ่านสัญญาณมาทางด้านเอาต์พุต ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตนี้จะมีค่ากลางหรือค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 2.5 V ซึ่งสามารถป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลได้ทันที โดยไม่ต้องมีการปรับแก้ จากรูปฝั่งอินพุตเข้าไอซีนั้นใช้วงจรแบ่งแรงดันด้วยตัวต้านทาน

3.5.2 การวัดแรงดันไฟตรง แรงดันขาออกเป็นข้อมูลที่ใช้ในระบบควบคุม ซึ่งจะส่งผลอย่างมากต่อระบบโดยรวม การวัดที่เที่ยงตรงจึงเป็นสิ่งสำคัญ ประกอบกับแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์เป็นแรงดัน DC ขนาด 400V ซึ่งจัดเป็นแรงดันที่ค่อนข้างสูงและมีกำลังลัดวงจรมาก การวัดจึงกระทำโดยการใช้ตัวแบ่งแรงดันแบบความต้านทาน (Resistive Voltage Divider) แล้วแยกส่วนวงจร (Isolate) โดยใช้ Isolation amplifier ซึ่งแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้าน input และ output ด้วยวิธี Galvanic isolation ดังต่อไปนี้

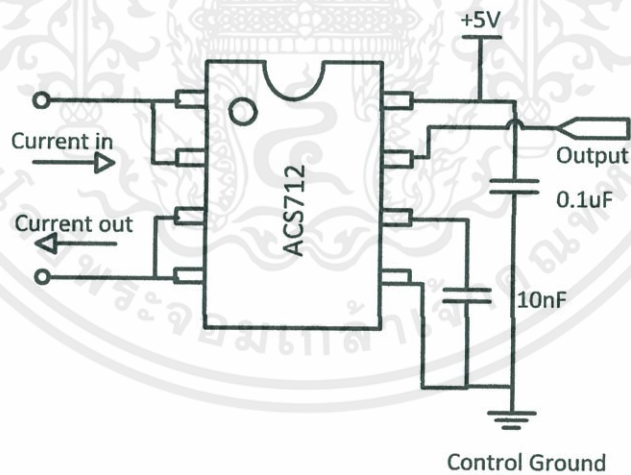
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรการวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

ในโครงงานนี้จะใช้ Isolation amplifier เบอร์ AMC1200 ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันคงที่เท่ากับ 8

3.5.3 การวัดกระแสจากแหล่งจ่ายเอซี ใช้ Hall effect current sensor เบอร์ ACS712 ซึ่งทำงานที่ระดับแรงดัน 5V ทำให้สามารถเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้โดยตรง และสามารถใช้วัดกระแสได้ถึง $\pm 30A$ ด้วยความละเอียด 66 mV/A วงจรที่ใช้ในโครงงาน เป็นดังนี้

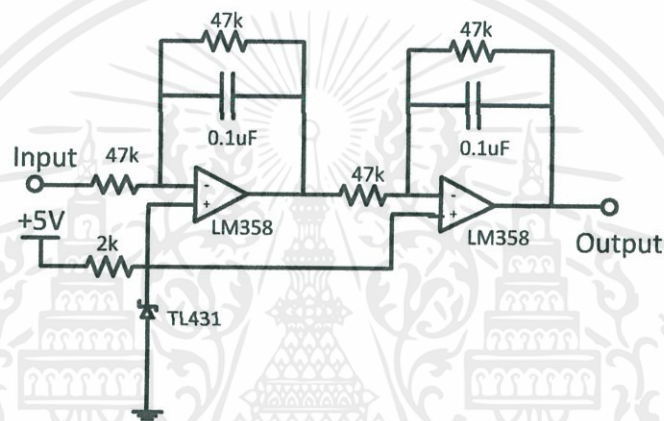


รูปที่ 3.12 วงจรการวัดกระแสจากแหล่งจ่ายแรงดันเอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแหล่งจ่ายเดียว

ในระบบควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ มีความจำเป็นที่จะต้องปรับสัญญาณให้มีค่าแรงดันให้มีเพียงด้านบวก เนื่องจากวงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) ของไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่สามารถรับรู้สัญญาณลบได้ (นอกจากจะป้อนแรงดันที่เป็นลบสำหรับเป็นค่าอ้างอิงให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ และต้องมีแหล่งจ่ายไฟบวกและลบให้กับออปแอมป์ด้วย ซึ่งเป็นการไม่สะดวก) จึงได้มีการพัฒนาวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สามารถใช้แหล่งจ่ายไฟร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 ร่วมกับไอซีสำหรับสร้างแรงดันอ้างอิง 2.5V เบอร์ TL431 ดังวงจรต่อไปนี้

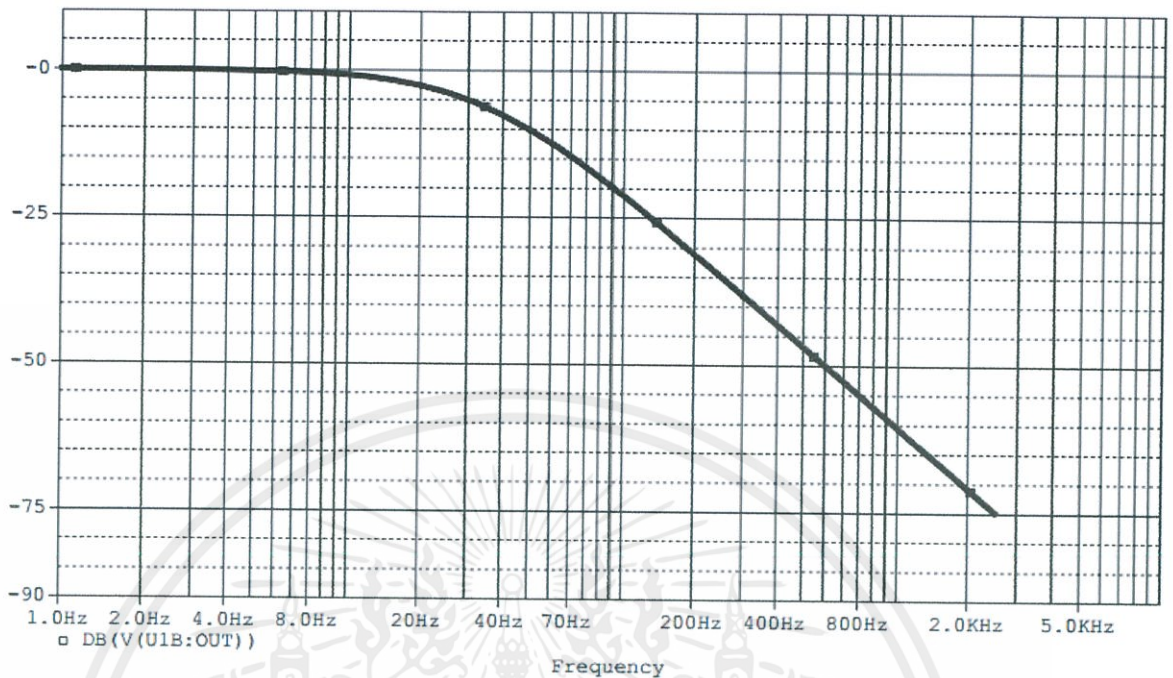


รูปที่ 2.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแหล่งจ่ายเดียว

วงจรกรองความถี่ต่ำนี้จะนำไปใช้กรองแรงดันกระเพื่อมของแรงดันไฟตรง (DC-link) ที่วัดได้จากวงจรวัดแรงดันไฟตรงก่อนส่งเข้าไปประมวลผลในไมโครคอนโทรลเลอร์ แรงดันกระเพื่อมนี้มีความถี่ที่ทราบค่าแน่นอนคือ 150 Hz และมีขนาดเพิ่มขึ้นเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น วงจรข้างต้นประกอบขึ้นด้วยวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่งสองวงจรต่อกัน ความถี่คัทออฟ (cut-off frequency) หาได้จาก

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(47 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 33.8 \text{ Hz} \quad (3.4)$$

และเนื่องจากวงจรกรองเป็นวงจรอันดับสอง จึงได้กราฟ Bode plot ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 กราฟความถี่คัทออฟ (cut-off frequency)

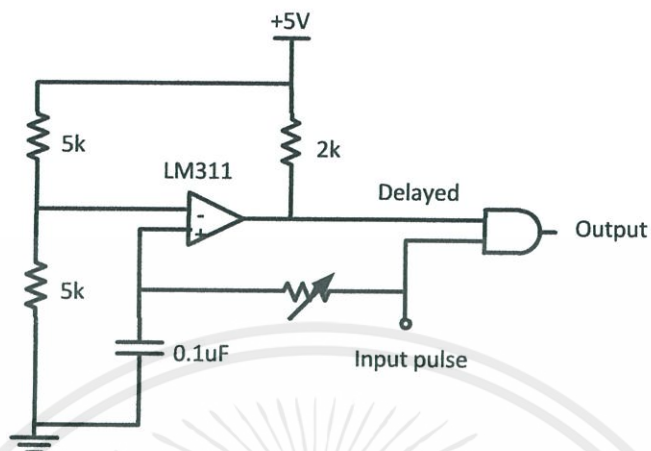
3.7 วงจรประวิงเวลา

วงจรประวิงเวลา (Dead-time) มีหน้าที่ทำให้เกิดสถานะที่สัญญาณขั้วเกตของสวิตช์สองตัวที่อยู่ในกิ่งเดียวกันเป็นระดับลอจิก Low หรือมีคำสั่งให้สวิตช์หยุดนำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาสั้นๆ เพื่อให้แน่ใจว่าสวิตช์ที่ถูกสั่งให้หยุดนำกระแสหยุดนำกระแสแล้ว ก่อนที่จะสั่งให้สวิตช์อีกตัวในกิ่งนำกระแส เป็นการป้องกันไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันนำกระแสพร้อมกัน ซึ่งจะเกิดการลัดวงจรของแรงดันดีซี (Short-through)

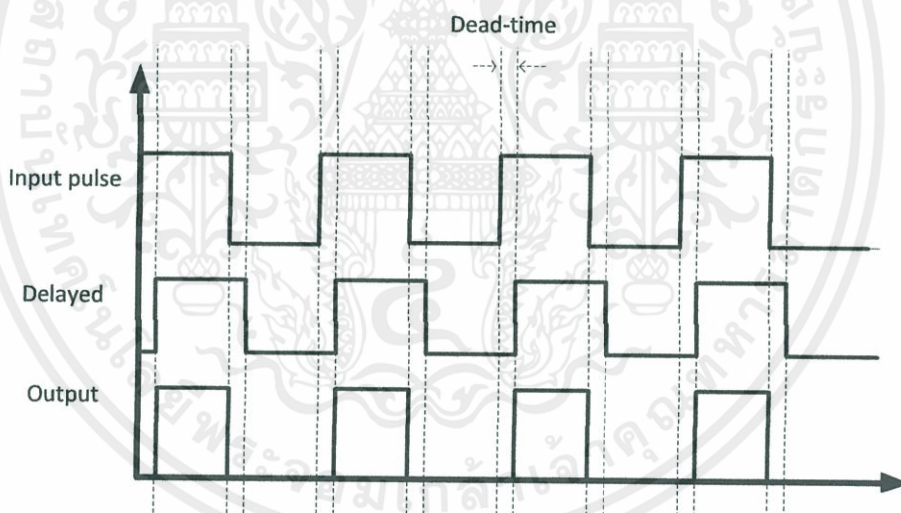
วิธีการหนึ่งที่สามารถใช้ในการสร้างการประวิงเวลาคือ การสร้างสัญญาณที่เหมือนกับสัญญาณขั้วที่ขั้วเกตสวิตช์แต่มีการหน่วงเวลา (Delay) ออกไปเท่ากับเวลาที่ต้องการประวิงเอาไว้ แล้วนำสัญญาณขั้วมาผ่านกระบวนการทางลอจิก “AND” กับสัญญาณที่หน่วงเวลา ก็จะได้สัญญาณขั้วที่มีการประวิงเวลาเอาไว้ โดยการหน่วงเวลาจะใช้หลักการของ RC timer และ Comparator ดังแสดงใน

วงจรต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 วงจรประวิงเวลา



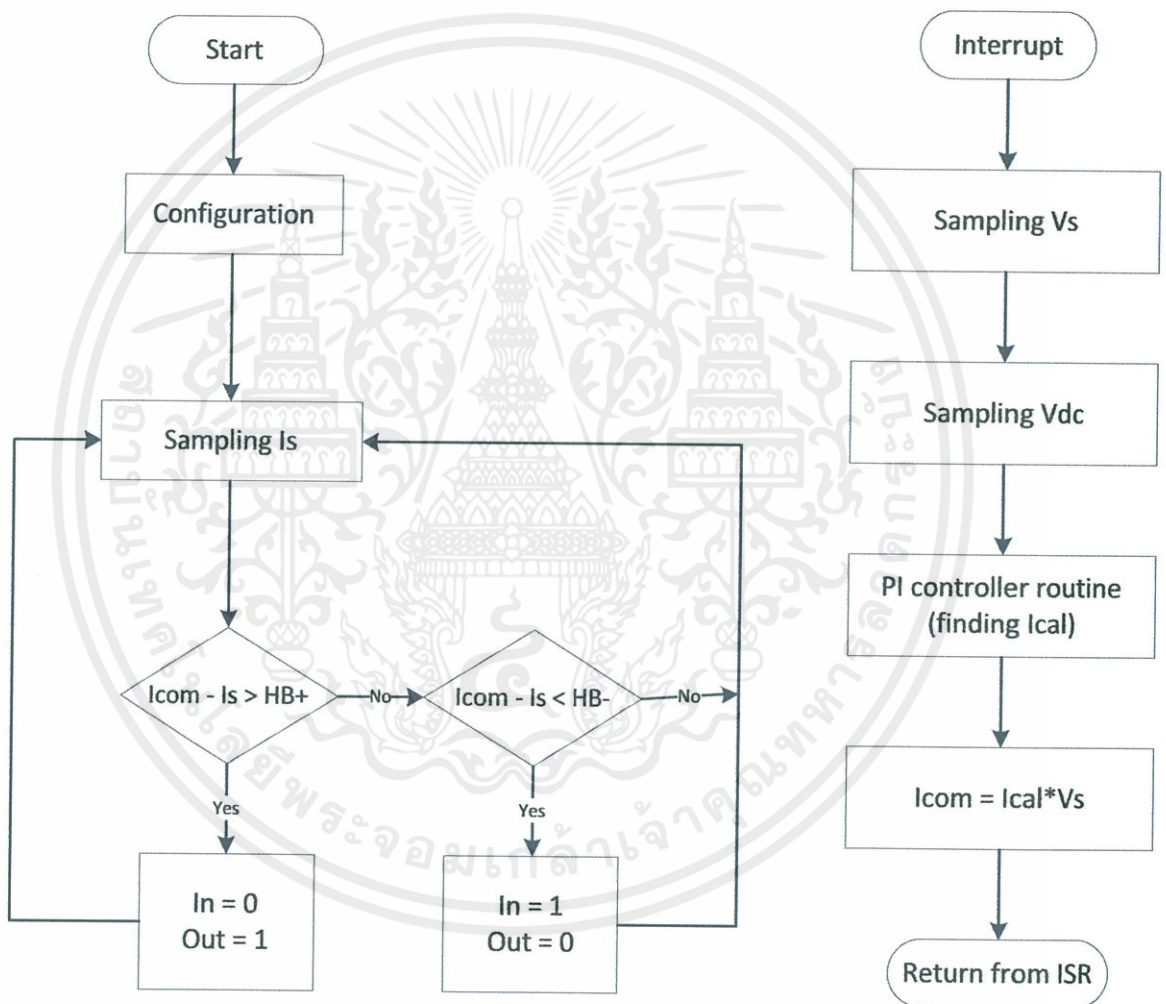
รูปที่ 3.16 กราฟของการประวิงเวลา

วงจรใช้งานจริงอาจมีการใช้บัฟเฟอร์เชื่อมต่อระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับวงจรประวิงเวลา เพื่อไม่ให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องจ่ายกระแสปริมาณมากเกินไป ช่วงเวลาประวิง (Dead-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

time) สามารถปรับได้ด้วยการปรับค่าความต้านทานที่ใช้ประกอบเป็น RC timer หรือเปลี่ยนขนาดตัวเก็บประจุ

3.8 flow chart ในการเขียนโปรแกรม microcontroller

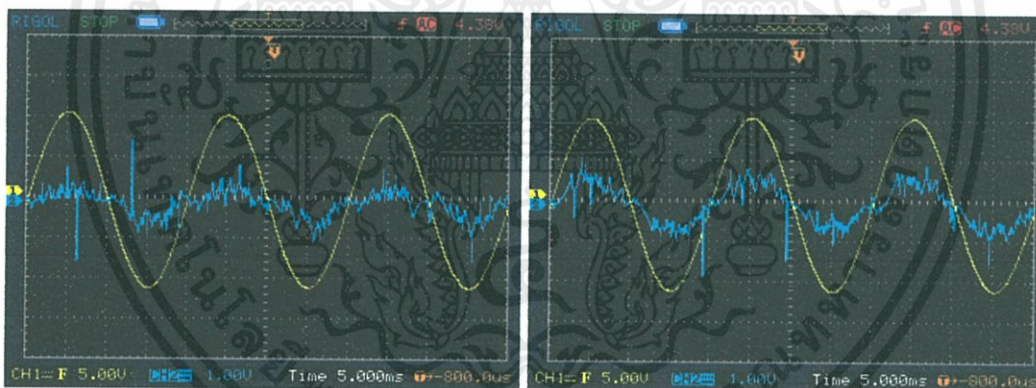


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

การสวิตช์แรงดันแบบไบโพล่าคือการควบคุมให้สวิตช์แบบฟูลบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของการสวิตช์แบบไบโพล่าและแบบยูนิโพล่า ซึ่งข้อดีของแบบไบโพล่าคือการควบคุมการสวิตช์นั้น สามารถทำได้ง่ายกว่าแบบยูนิโพล่า แต่มีข้อเสียตรงการกรองความถี่สูงไม่ดีเท่ากับแบบยูนิโพล่า เนื่องจากการสวิตช์แบบยูนิโพล่ามีความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าทำให้กรองความถี่ได้ง่ายขึ้น ส่งผลให้อุปกรณ์ที่กรองความถี่(ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ) มีขนาดเล็กลงเนื่องจากการสวิตช์โดยใช้ความถี่สูง และรูปคลื่นกระแสของการสวิตช์แบบไบโพล่าจะเข้าใกล้เคียงรูปคลื่น sine มากกว่าการสวิตช์ยูนิโพล่า และมีค่า THDi น้อยกว่า ดังนั้นจึงเลือกใช้การสวิตช์แบบไบโพล่าในการจัดทำโครงการนี้



รูปที่ 4.1 คลื่นกระแสและแรงดันของการสวิตช์แบบยูนิโพล่า

Scale ;Voltage Prove; 50V/div ,Current Prove 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 การทดสอบหาประสิทธิภาพของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมดวงจรเรียงกระแส

ตารางที่ 4.1 บันทึกผลในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 70.6V$, $V_{ref} = 200 v$

จำนวนหลอด (ชุด)	1	2	3	4	5
$I_s(A)$	1.40	2.08	3.08	4.03	4.84
THDi(%)	38.7	22.3	19.5	18.0	12.3
Ps(w)	90.0	150	200	270	330
P.F.	0.78	0.91	0.95	0.96	0.97
D.P.F	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
Vdc(V)	206.3	204.8	202.3	200.6	199.2
Idc(A)	0.40	0.67	0.94	1.21	1.49
Pdc(W)	84	138	191	243	297
Efficiency(%)	93.33	92	95.5	90	90

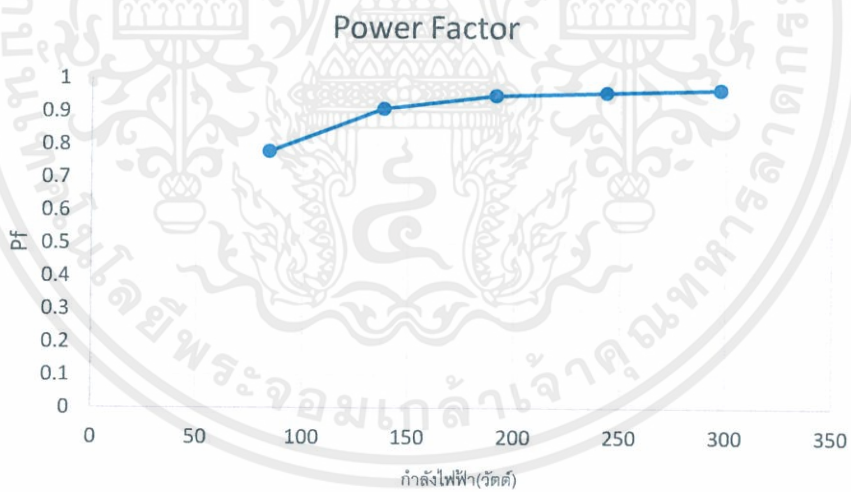


รูปที่ 4.2 กราฟประสิทธิภาพการทำงานของโหมดเรกติไฟ์ลิ่งที่แรงดันอ้างอิง 200V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 กราฟค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกระแส (THDi) ที่แรงดันอ้างอิง 200V

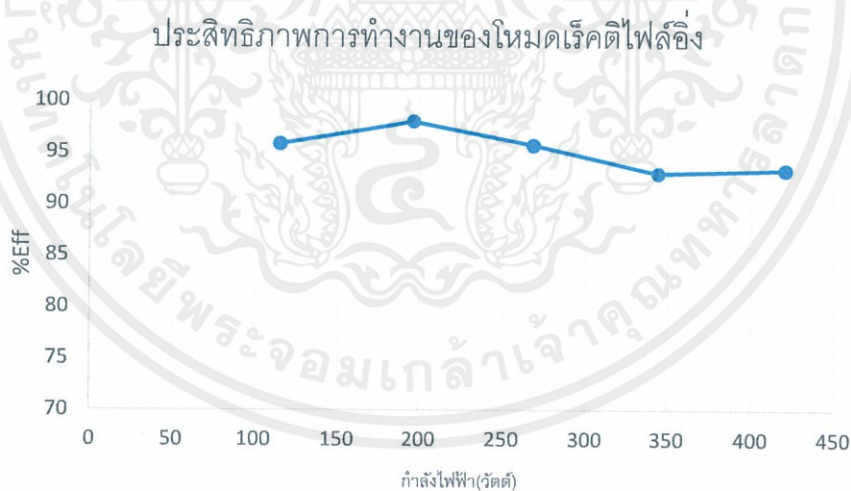


รูปที่ 4.4 กราฟค่า Power Factor ที่แรงดันอ้างอิง 200V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

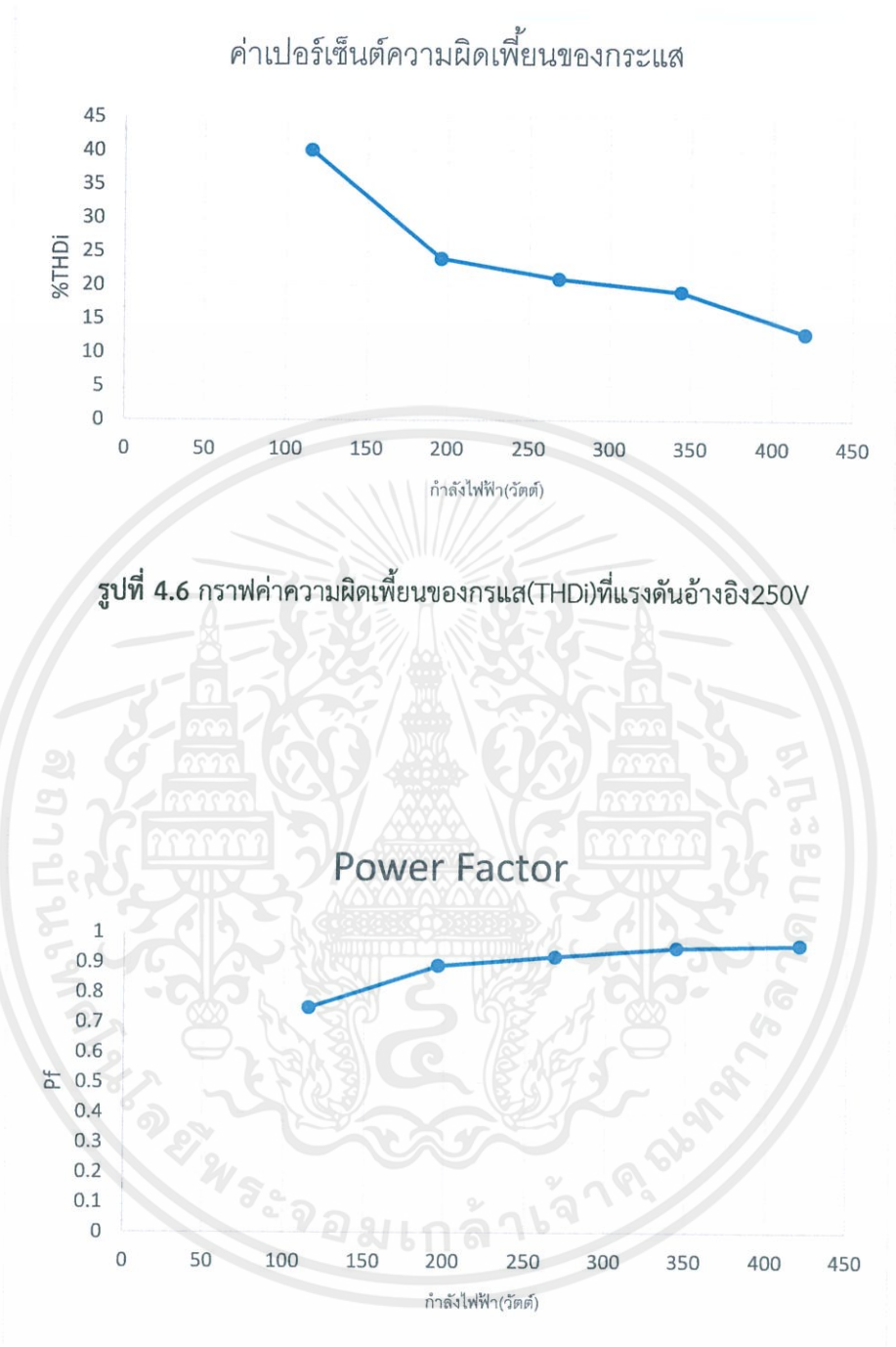
ตารางที่ 4.2 บันทึกผลในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 100V$, $V_{ref} = 250 v$

จำนวนโหลด (ชุด)	1	2	3	4	5
$I_s(A)$	1.30	2.03	3.05	3.78	4.71
THDi(%)	40.1	24.0	21.0	19.1	12.9
$P_s(w)$	120	200	280	370	450
P.F.	0.75	0.89	0.92	0.95	0.96
D.P.F	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
$V_{dc}(V)$	256.3	253.5	251	250.1	248.3
$I_{dc}(A)$	0.45	0.77	1.07	1.38	1.69
$P_{dc}(W)$	115	196	268	344	420
Efficiency(%)	95.83	98	95.71	92.97	93.33



รูปที่ 4.5 กราฟประสิทธิภาพการทำงานของโหมดเรกติไฟ์ลิ่งที่แรงดันอ้างอิง 250V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

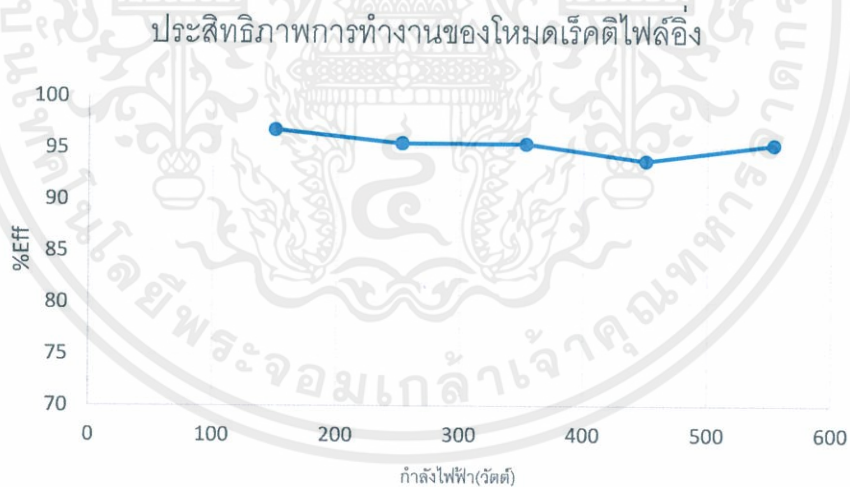


รูปที่ 4.7 กราฟค่าPower Factor ที่แรงดันอ้างอิง 250V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

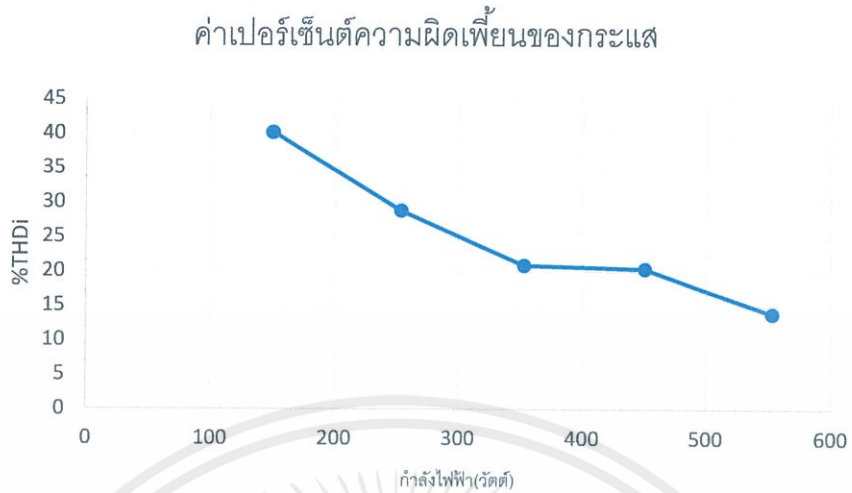
ตารางที่ 4.3 บันทึกผลในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 120V$, $V_{ref} = 300 v$

จำนวนโหลด (ชุด)	1	2	3	4	5
$I_s(A)$	1.41	2.35	3.30	4.33	4.96
THDi(%)	40.2	28.8	20.9	20.4	13.9
$P_s(w)$	155	265	370	480	580
P.F.	0.75	0.88	0.93	0.94	0.96
D.P.F	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
$V_{dc}(V)$	305.2	303.8	300.6	299.1	292.6
$I_{dc}(A)$	0.49	0.83	1.17	1.50	1.89
$P_{dc}(W)$	150	253	353	450	553
Efficiency(%)	96.77	95.47	95.40	93.75	95.34

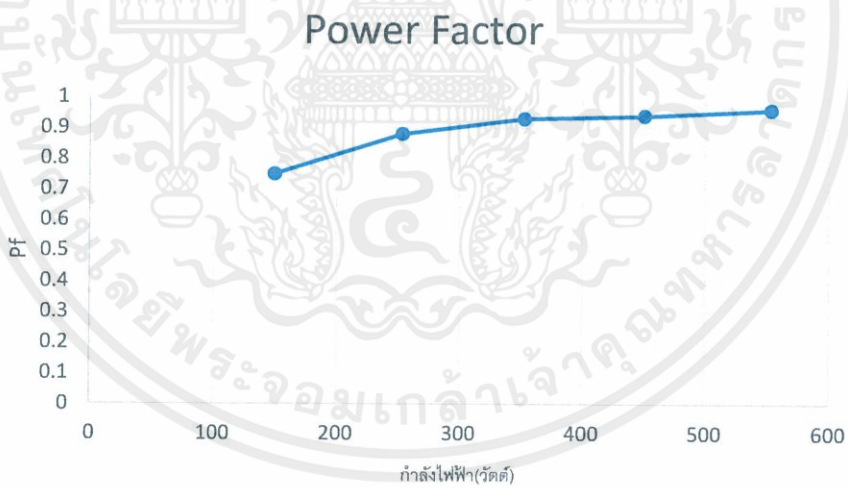


รูปที่ 4.8 กราฟประสิทธิภาพการทำงานของโหมดเรกติไฟ์อิ่งที่แรงดันอ้างอิง 300V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 กราฟค่าความผิดเพี้ยนของกระแส (THDi) ที่แรงดันอ้างอิง 300V

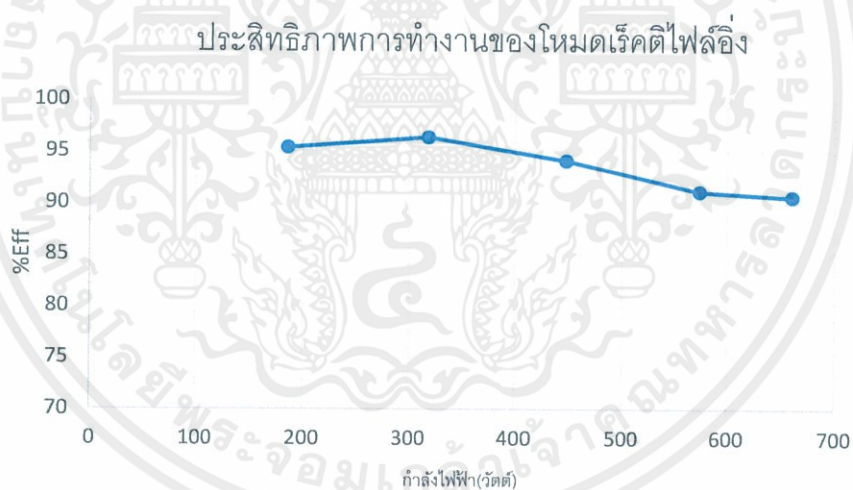


รูปที่ 4.10 กราฟค่า Power Factor ที่แรงดันอ้างอิง 300V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

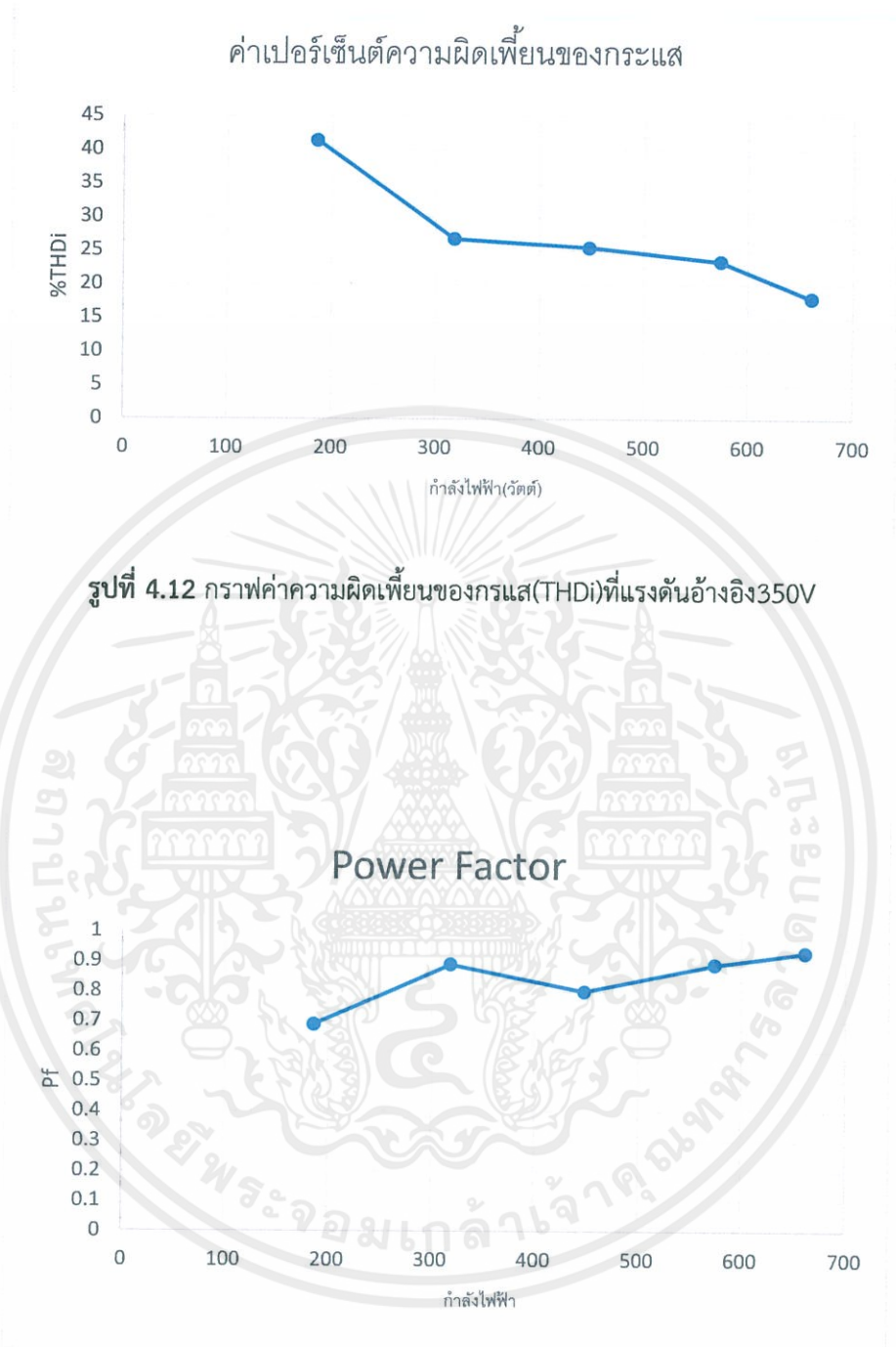
ตารางที่ 4.4 บันทึกผลในโหมดวงจรเรียงกระแส ที่แรงดัน $V = 160V$, $V_{ref} = 350 v$

จำนวนโหลด (ชุด)	1	2	3	4	5
$I_s(A)$	1.35	2.14	3.24	4.10	4.84
THDi(%)	41.4	26.8	25.5	23.5	18.0
$P_s(w)$	195	330	475	630	750
P.F.	0.69	0.89	0.80	0.89	0.93
D.P.F	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
$V_{dc}(V)$	354.2	252.9	350.6	349.5	348.7
$I_{dc}(A)$	0.52	1.26	1.27	1.64	1.95
$P_{dc}(W)$	186	318	447	574	660
Efficiency(%)	95.38	96.36	94.10	91.11	90.6



รูปที่ 4.11 กราฟประสิทธิภาพการทำงานของโหมดเรกติไฟ์อิ่งที่แรงดันอ้างอิง 350V

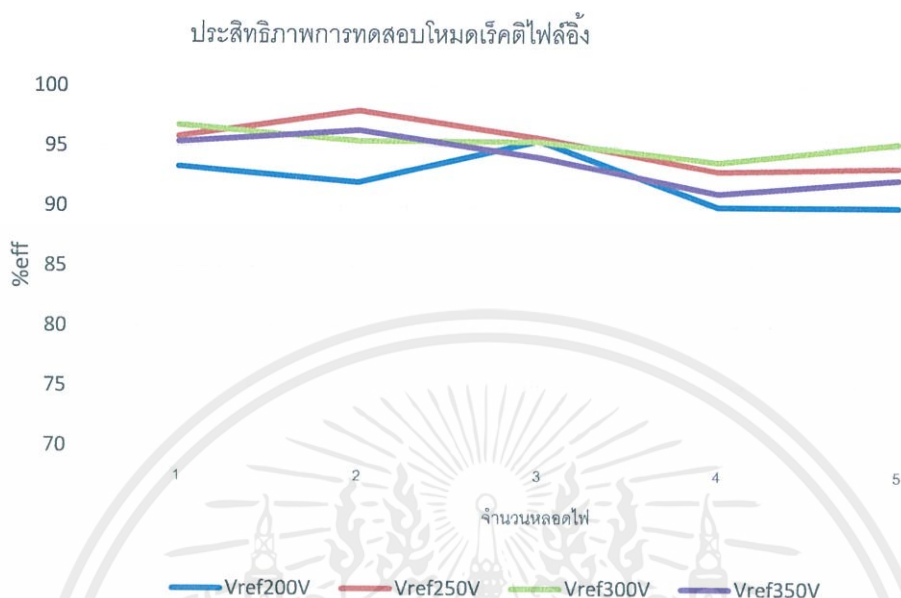
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 กราฟค่าPower Factor ที่แรงดันอ้างอิง 350V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบโหมตเร็คตีไฟส์อิ่งเมื่อเทียบกับ ในแต่ละแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 4.14 กราฟประสิทธิภาพของการทดสอบโหมตเร็คตีไฟส์อิ่ง

การทดสอบหาประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำการทดสอบที่โหลดต่างๆ พบว่าแนวโน้มประสิทธิภาพจะลดลงเมื่อทำการเพิ่มโหลดมากขึ้น เพราะว่าเมื่อเพิ่มโหลดมากขึ้นทำให้กระแสเพิ่มมากขึ้นด้วย ดังนั้นการสูญเสียจึงมากขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของกระแสที่มากขึ้นประสิทธิภาพจึงลดลงเมื่อเพิ่มจำนวนโหลดโหลดไฟ

อภิปรายผลการทดลองโหมตเร็คตีไฟส์อิ่ง ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ลดลงเมื่อมีโหลดมากขึ้น มีแนวโน้มเช่นนี้สำหรับการทดสอบที่แรงดันต่างๆ อธิบายได้ว่าเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น จะทำให้กระแสสูงขึ้น ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียตามสายตัวนำและการสวิตซ์ซึ่งที่สูงขึ้น ดังนั้นประสิทธิภาพจึงลดลง

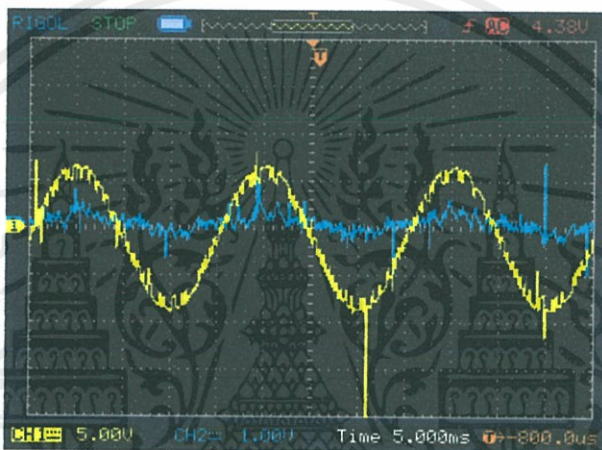
THDi และ P.f. ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์รวม(%THDi) จะน้อยลงเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น อธิบายได้ว่า เมื่อกระแสสูงขึ้น จะทำให้สัดส่วนกระแสที่ต้องการ (เป็นรูปไซน์ความถี่เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่มูลฐาน) ต่อกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการขึ้นลง ของกระแสตามความกว้างของ Band มากขึ้น นั่นคือ %THDi จะลดลง ดังนั้น จึงส่งผลให้ P.f.สูงขึ้นตามไปด้วย

4.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเร็คติไฟ์ลิ่ง

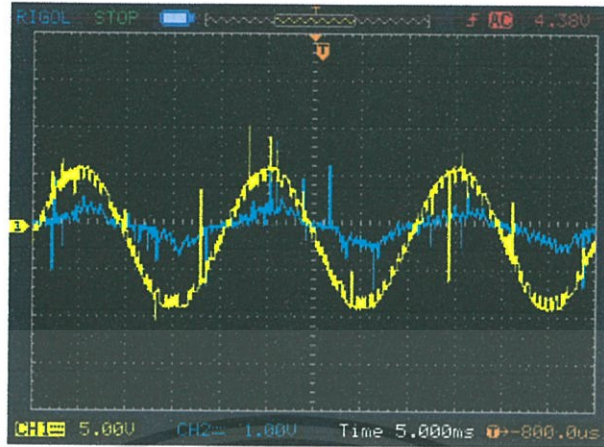
4.3.1 รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเร็คติไฟ์ลิ่ง ที่แรงดัน $V = 70.6V$, $V_{ref} = 200 v$ เมื่อโหลดหลอดไฟจำนวน 1,2,3,4,5 หลอด ตามลำดับ



รูปที่ 4.15 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 1 หลอด $V_{ref} = 200 v$ THDi= 38.7%

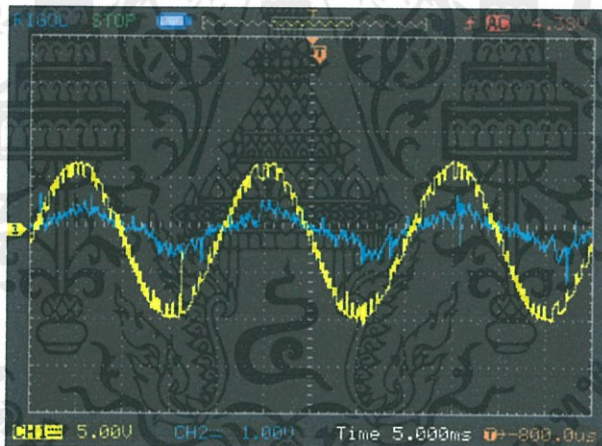
Scale ;Voltage Prove; 50V/div ,Current Prove 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 200\text{ v}$ $THDi = 22.3\%$

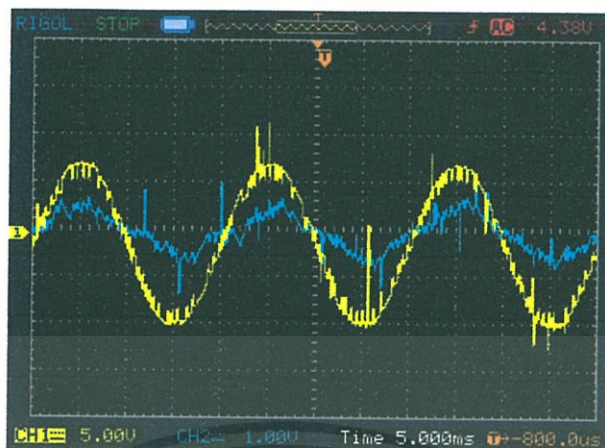
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div



รูปที่ 4.17 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 200\text{ v}$ $THDi = 19.5\%$

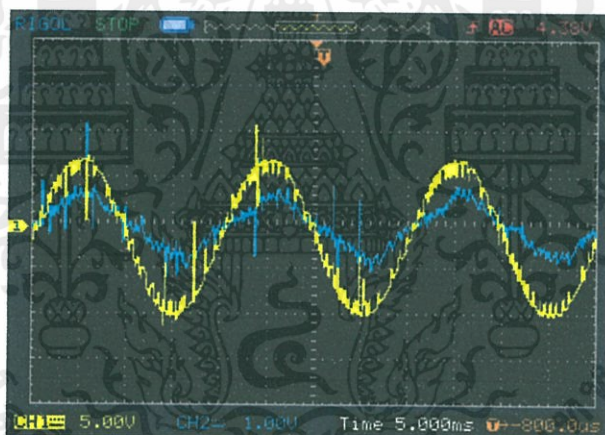
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 200\text{ v}$ $THDi=18.0\%$

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

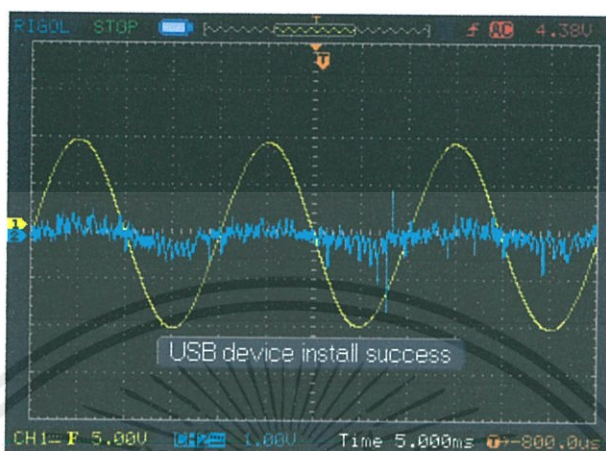


รูปที่ 4.19 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 200\text{ v}$ $THDi=12.3\%$

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

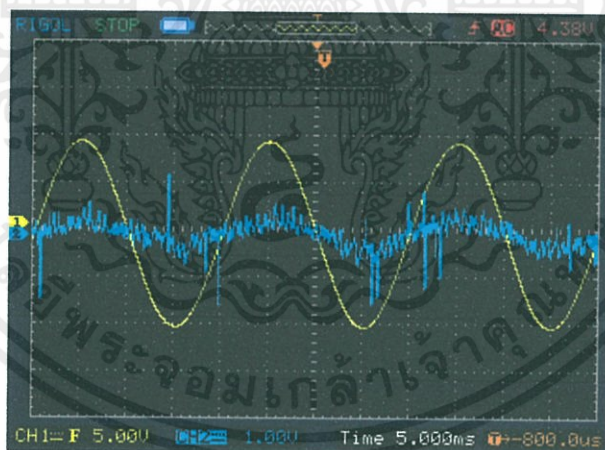
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟลิ่ง ที่แรงดัน $V = 100V$, $V_{ref} = 250 v$ เมื่อโหลดหลอดไฟจำนวน 1,2,3,4,5 หลอด ตามลำดับ



รูปที่ 4.20 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 1 หลอด $V_{ref} = 250 v$ THDi=40.1%

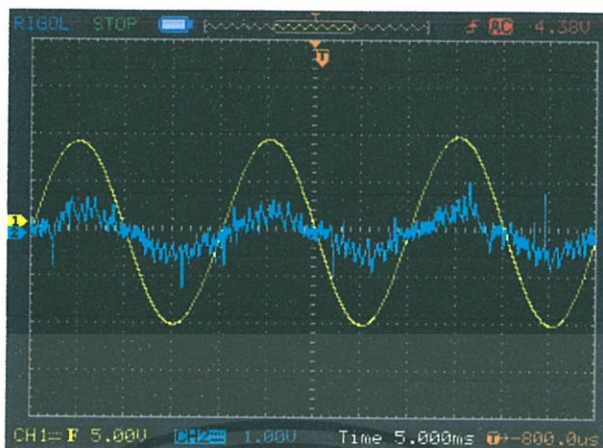
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div



รูปที่ 4.21 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 250 v$ THDi=24.0%

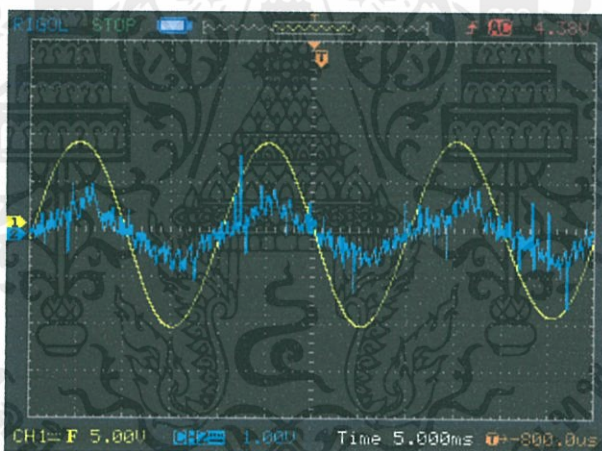
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 250\text{ v}$ $THDi=21.0\%$

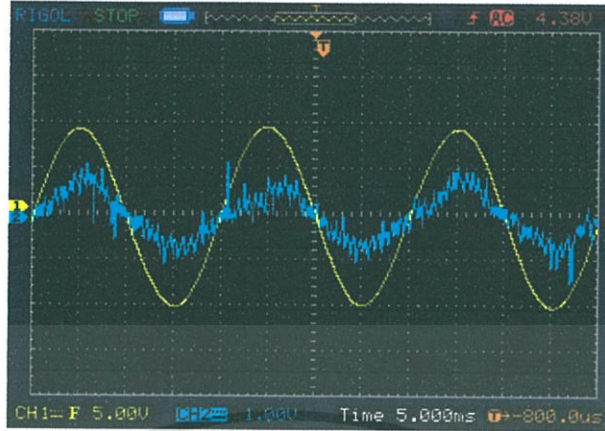
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div



รูปที่ 4.23 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 250\text{ v}$ $THDi=19.1\%$

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

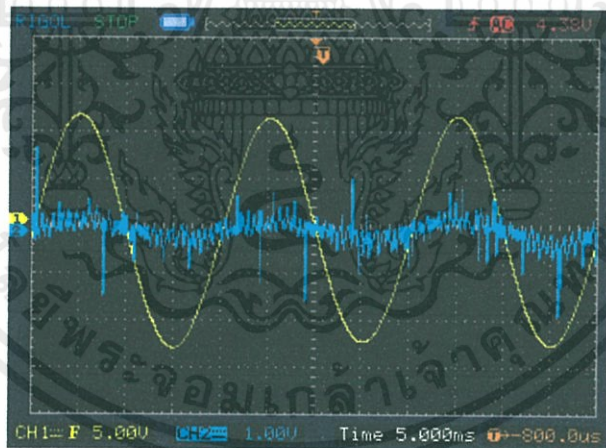
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 250$ v THDi=12.9%

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

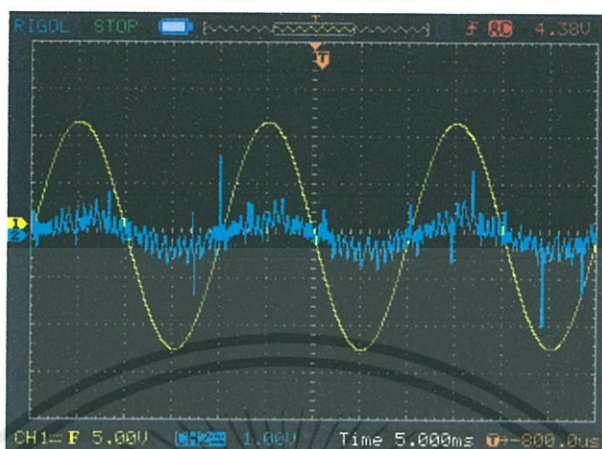
4.3.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟ์อิ่ง ที่แรงดัน $V = 120$ V , $V_{ref} = 300$ v เมื่อโหลดหลอดไฟจำนวน 1,2,3,4,5 หลอด ตามลำดับ



รูปที่ 4.25 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 1 หลอด $V_{ref} = 300$ v THDi=40.2%

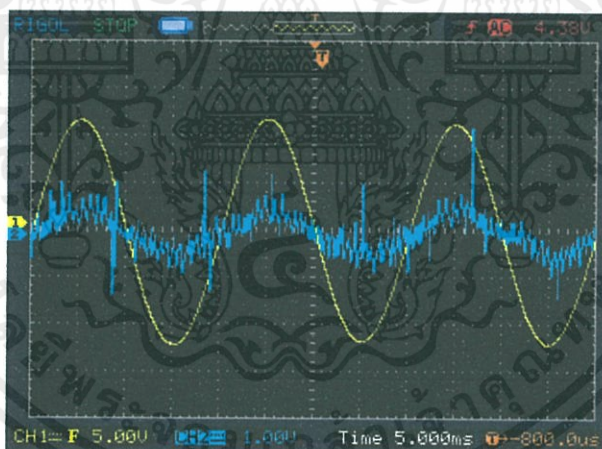
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 300\text{ v}$ $THDi=28.8\%$

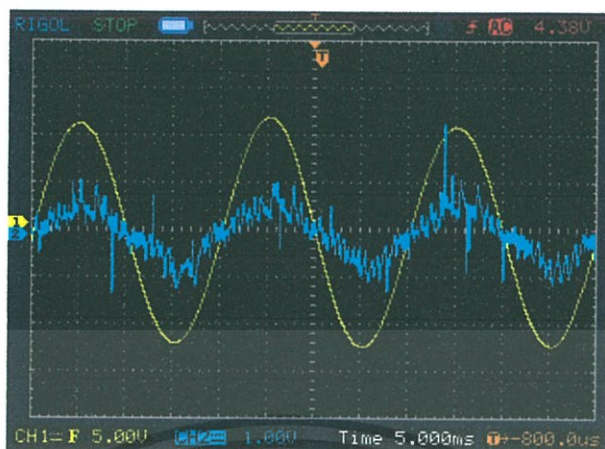
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div



รูปที่ 4.27 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 300\text{ v}$ $THDi=20.9\%$

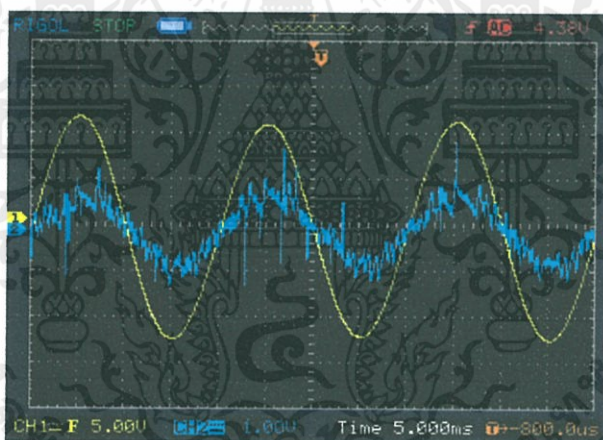
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 300\text{ v}$ $THDi=20.4\%$

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

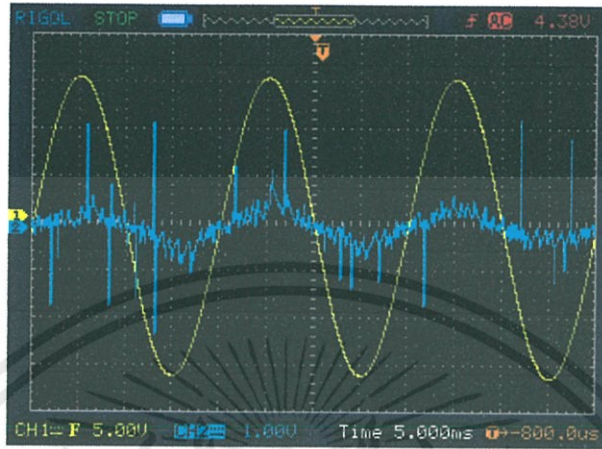


รูปที่ 4.29 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 300\text{ v}$ $THDi=13.9\%$

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

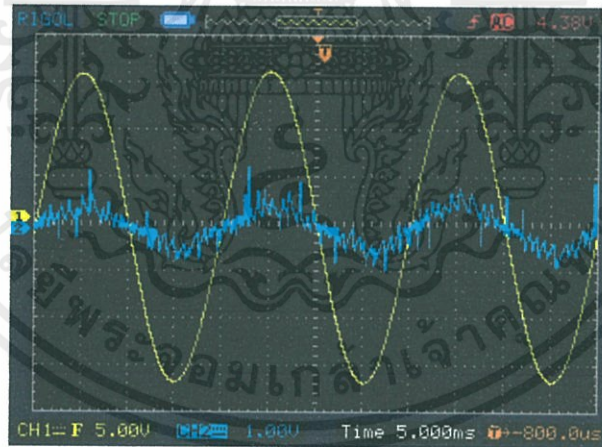
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันในโหมดเรกติไฟ์อิ่งที่แรงดัน $V = 160V$, $V_{ref} = 350$ v เมื่อโหลดหลอดไฟจำนวน 2,3,4,5 หลอด



รูปที่ 4.30 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 2 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=26.8%

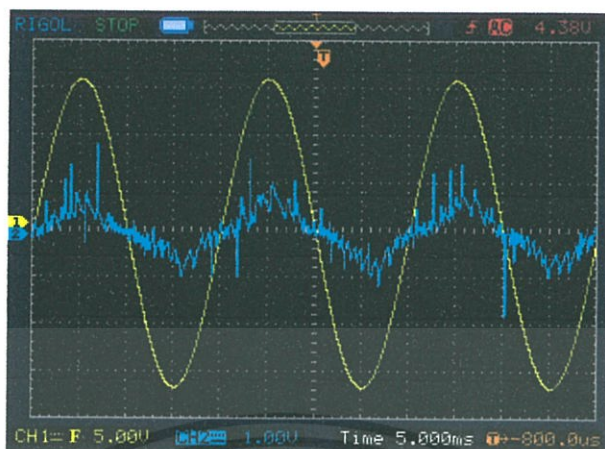
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div



รูปที่ 4.31 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 3 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=25.5%

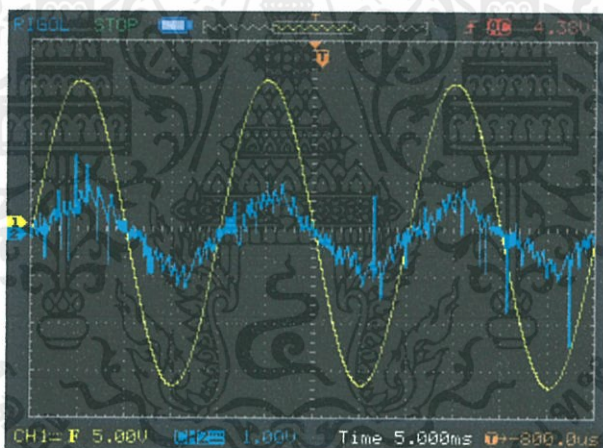
Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 4 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=23.5%

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div



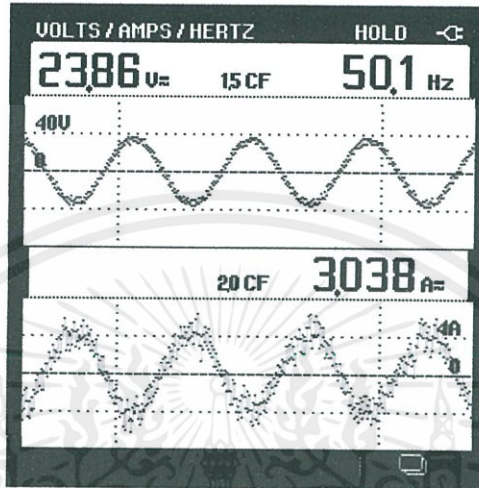
รูปที่ 4.33 คลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลด 5 หลอด $V_{ref} = 350$ v THDi=18%

Scale ;Voltage Probe; 50V/div ,Current Probe 10A/div

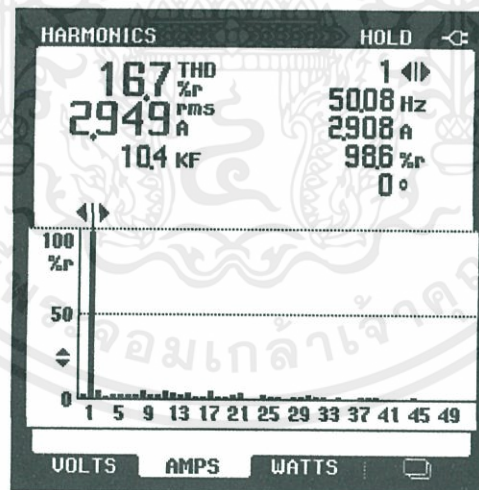
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 โหมดอินเวอร์ทิง

เมื่อแรงดันทางด้านกระแสตรงสูงกว่าแรงดันอ้างอิง ทำให้สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แปลงผันกำลังจากทางด้านกระแสตรงกลับคืนสู่ทางด้านเอซี โดยการทำงานจะเป็นไปโดยอัตโนมัติ



รูปที่ 4.34 คลื่นกระแสและแรงดันของโหมดอินเวอร์ทิง



รูปที่ 4.35 ค่าฮาร์มอนิกของโหมดอินเวอร์ทิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปข้างบนเป็นรูปคลื่นกระแสและแรงดันขณะกำลังส่งกำลังกลับสู่กริด ประมาณ 60 W โดยกระแสจะมีเฟสต่างกับแรงดัน 180 องศา กระแสไหลจากทางแรงดันกระแสตรงกลับคืนสู่อินพุท เมื่อแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงสูงขึ้นจะมีการส่งกำลังกลับมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลของโครงการและข้อเสนอแนะ

โครงการนี้นำเสนอวิธีการสร้างวงจรแปลงผันกำลังงานไฟฟ้าเอซีเป็นดีซีที่สามารถส่งผ่านกำลังงานไฟฟ้าได้สองทิศทาง ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC โดยเน้นการออกแบบให้ใช้ต้นทุนที่ต่ำ และมีการนำเสนอวิธีการสวิตช์แบบใหม่ ซึ่งคาดว่าจะทำให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงขึ้นโดยมีค่าความผิดเพี้ยนของกระแสไม่แตกต่างกันกับวิธีการสวิตช์แบบดั้งเดิม การสร้างขึ้นงานตามแนวความคิดดังกล่าวพบว่าสามารถทำงานได้ทั้งโหมดของวงจรเรียงกระแสและโหมดของอินเวอร์เตอร์ แต่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกระแสรวมมีค่าที่ค่อนข้างสูงโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีกระแสต่ำ จึงได้มีการทดลองเปรียบเทียบโดยเปลี่ยนไปใช้วิธีการสวิตช์แบบดั้งเดิมพบว่า ได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกระแสรวมมีค่าลดลงค่อนข้างมากและสามารถทำงานได้ในทั้งสองโหมด พิจารณาจากข้อมูลข้างต้นแล้วคณะผู้จัดทำเห็นว่าควรดำเนินโครงการต่อด้วยวิธีการสวิตช์แบบดั้งเดิมจะเป็นประโยชน์มากกว่า เพื่อให้โครงการบรรลุวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ โดยปรับแก้โปรแกรมเพียงเล็กน้อย สามารถใช้อุปกรณ์และการต่อวงจรแบบเดิมได้ ทำให้ได้ผลการทดลองดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4 ทางผู้จัดทำมีข้อสรุปและข้อเสนอแนะต่อการพัฒนาโครงการต่อไปดังนี้

5.1 สรุปผลการทดลอง

- 1) ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ให้ผลที่น่าพอใจและแนวทางที่จะสร้างวงจรจริง
- 2) การสร้างวงจรมีการพยายามที่จะลดต้นทุนการสร้างให้ต่ำที่สุด โดยเน้นที่การลดต้นทุนด้านอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ซึ่งอาจให้ผลการทดลองที่ไม่ดีนักแต่อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ซึ่งลดต้นทุนด้านเซมิคอนดักเตอร์ไปได้มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) การทำงานของวงจรที่ใช้วิธีการสวิตซ์ทั้งแบบใหม่และแบบดั้งเดิมสอดคล้องกับทฤษฎี สามารถรักษาแรงดันดีซีได้ดี ปรับโหมดการทำงานได้โดยอัตโนมัติ และมีความยืดหยุ่นต่อการปรับเปลี่ยนวิธีการควบคุม

4) ผลการทดลองที่ได้จากวงจรจริงสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าน้อยกว่าที่คาดการณ์เอาไว้สำหรับทั้งสองโหมด

5) ด้วยการสวิตซ์แบบดั้งเดิมพบว่าไม่สามารถให้วงจรทำงานที่แรงดันพิกัดที่ต้องการได้ด้วยวงจรกำลังชุดเดิม สำหรับวิธีการสวิตซ์แบบใหม่สามารถให้วงจรทำงานที่แรงดันพิกัดที่ต้องการได้แต่มีข้อเสียคือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนกระแสรวมที่ค่อนข้างสูง

6) ในการทำงานโหมดอินเวอร์เตอร์ถ้าใช้แหล่งจ่ายที่ไม่เป็นเชิงเส้นเช่นวงจรบริดจ์เร็คติไฟเลอร์ที่ไฟเออร์มาเป็นแหล่งจ่ายจะทำให้ไม่สามารถรักษาแรงดัน DC link ให้คงที่ได้ และทำให้มีฮาร์มอนิกส์เพิ่มขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะ

- 1) ควรมีการศึกษาวิธีการทำให้การสวิตซ์แบบใหม่ที่น่าเสนอในโครงงานนี้สามารถใช้งานได้ดีขึ้น
- 2) ในการทดลองได้ใช้ตัวเหนี่ยวนำแกนเหล็กร่วมกับแกนเฟอร์ไรต์ ทำให้เกิดเสียงรบกวนจากตัวเหนี่ยวนำแกนเหล็ก จึงควรหาวิธีออกแบบให้สามารถใช้เพียงตัวเหนี่ยวนำแกนเฟอร์ไรต์หรือแกนอื่นๆที่มีก่อให้เกิดเสียงรบกวน
- 3) ควรมีการเพิ่มวงจรสับเบรคเกอร์หรือกลไกป้องกันสวิตซ์อื่นๆเนื่องจากพบว่าไอจีบีทีที่ใช้มีการเสียหายจำนวนหนึ่งระหว่างการทดลอง
- 4) ควรมีการศึกษาผลกระทบของความคลาดเคลื่อนของเซนเซอร์ที่มีต่อวงจรให้มากขึ้น
- 5) ควรมีการศึกษาวิธีการป้องกันสัญญาณแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของเซนเซอร์และวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) คว้าหาวิธีลดผลกระทบในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงไม่เป็นเชิงเส้นที่จะส่งผลกระทบต่อค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] B. R. Lin, and D. P. Wu, "High Power Factor Correction Circuits with Space Vector and Hysteresis Control Methods", *Journal of Electric Power Systems Research*, 43,pp. 207-214,1997.
- [2] Bor-Ren Lin and Zong-Liang Hung, "A Single-phase Bidirectional Rectifier With Power Factor Correction," *IEEE trans. Industrial Electron.*, Vol. 48, No.6, 2001, pp. 3581-3591.
- [3] J. T. Boys, and A. W. Green, "Current-Forced Single-phase Reversible Rectifier", *IEEE Proceedings-B*, vol. 136, pp. 205-211,1989.
- [4] Qi Zhang, Xiang-Dong Sun, Yan-Ru Zhong, and Mikihiro Matsui, "Analysis and Design of a Digital Phase-Locked Loop for Single-Phase Grid-Connected Power Conversion Systems," *IEEE trans. Industrial Electron.*, Vol. 48, No.6, 2001, pp. 3581-3591.
- [5] กำพล ศิริจันทร์พงศ์ พงษ์พรรณ พงษ์พจนธรรม และ วิจิตร กิณเรศ, "1 เฟส เอซี-ดีซี สวิตช์ โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส," *เอกสารการประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 25, มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์*, 2545, หน้า 1-127.

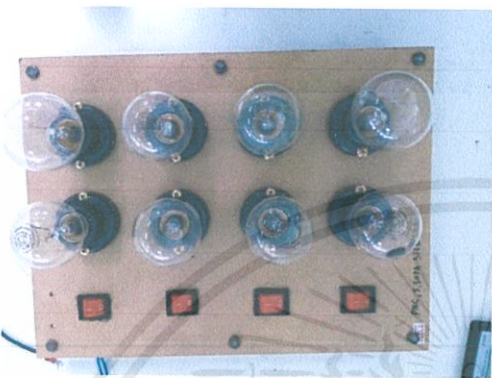

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์	รายละเอียด
	<p>Fluke 115</p>
	<p>Oscilloscope ยี่ห้อ Rigol รุ่น DS1052E</p>

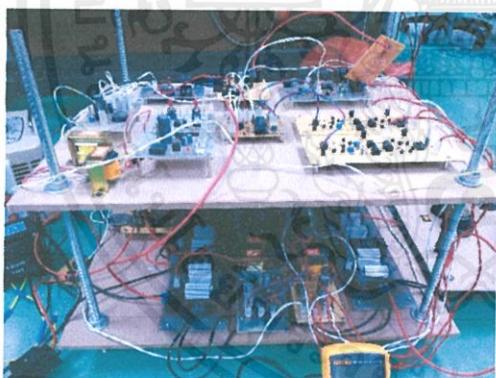
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	<p>โหลดหลอดไฟ 800 w</p>
	<p>แคมป์วัดสัญญาณกระแส</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Variac 250V ,20A



โครงการที่เสร็จสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratio-metric output from supply voltage



TUV America
Certificate Number:
L8V 06 05 54214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

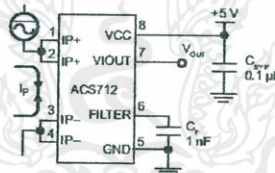
The Allegro™ ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power supplies, and overcurrent fault protection. The device is not intended for automotive applications.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{\text{OUT}(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_p , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712-DS, Rev. 15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor****Description (continued)**

the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _p (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Output Current Source	I _{IOUT(SOURCE)}		3	mA
Output Current Sink	I _{IOUT(SINK)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _p	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

Isolation Characteristics

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Unit
Dielectric Strength Test Voltage*	V _{ISO}	Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 1st Edition	2100	VAC
Working Voltage for Basic Isolation	V _{WBSI}	For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	354	VDC or V _{pk}
Working Voltage for Reinforced Isolation	V _{WRFI}	For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	184	VDC or V _{pk}

* Allegro does not conduct 60-second testing. It is done only during the UL certification process.

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cliff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000, www.allegromicro.com

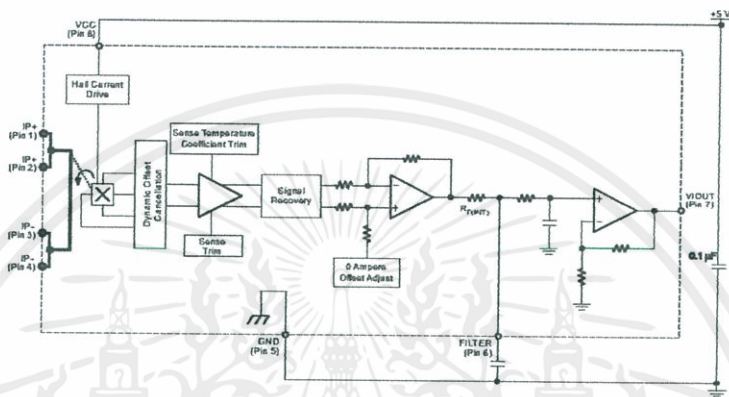
2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sampled; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sampled; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal



Allegro Microsystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	V _{OUT} to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	V _{OUT} to GND	4.7	–	–	kΩ
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	1.2	–	mΩ
Rise Time	t_r	$I_p = I_p(\text{max})$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = \text{open}$	–	3.5	–	μs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_p is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_p	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_p	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{IOUT(0)}$	Bidirectional; $I_p = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on loadframe	–	35	–	μs
Magnetic Coupling ²			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(INT)}$		–	1.7	–	kΩ

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²1G = 0.1 mT.

³ $R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	$^\circ\text{C}$
Junction-to-Lead Thermal Resistance ²	R_{JL}	Mounted on the Allegro ASEK 712 evaluation board			5	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	R_{JA}	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	$^\circ\text{C/W}$

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cadiff
Worcester, Massachusetts 01615-0038 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	180	185	190	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta V_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	96	100	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta V_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	63	66	69	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta V_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.35	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.007	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

5

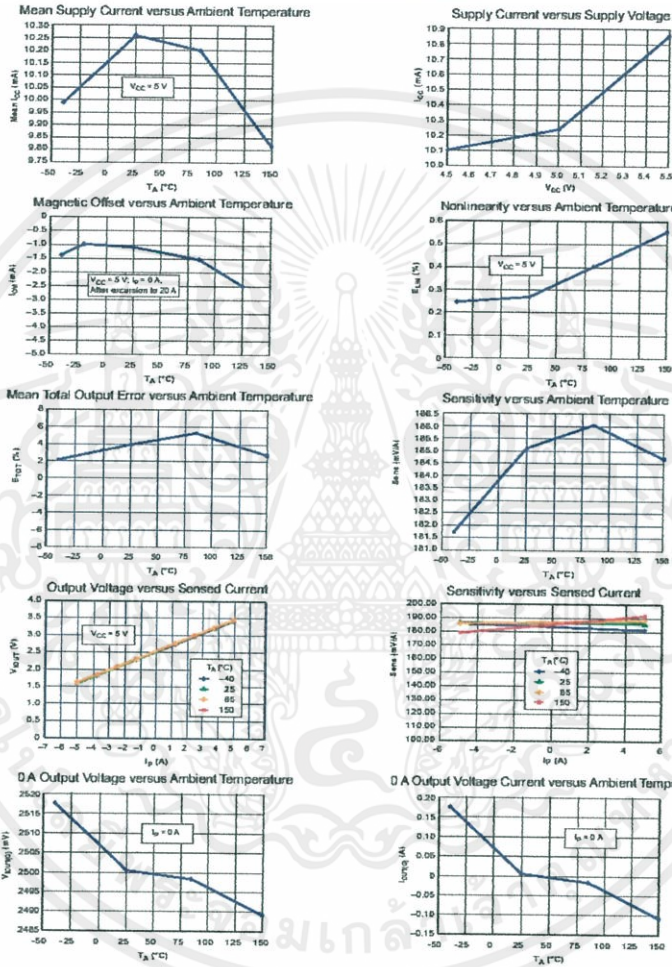
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Characteristic Performance

$I_p = 5\text{ A}$, unless otherwise specified



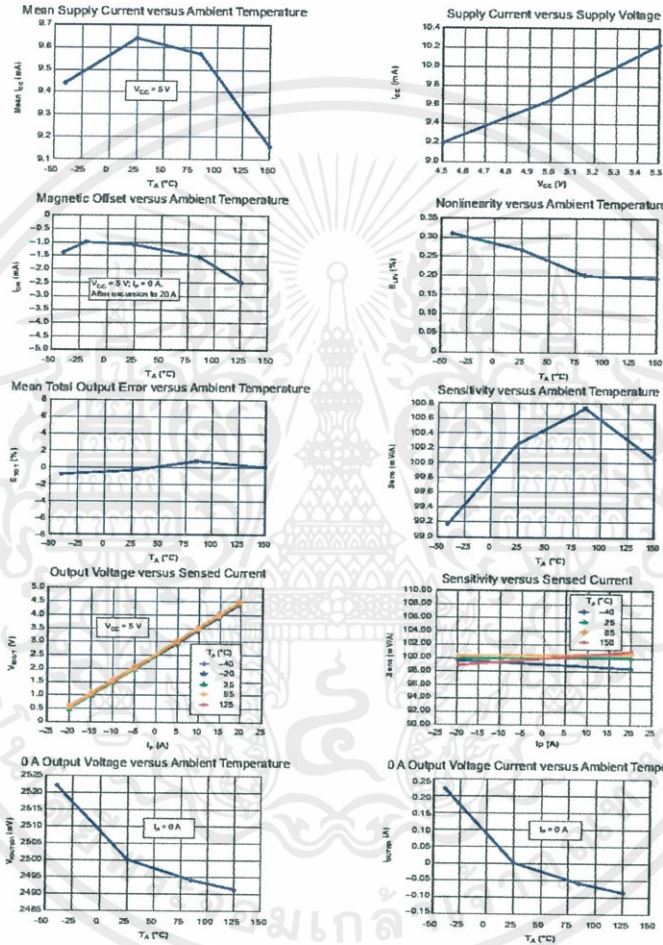
Allegro Microsystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Characteristic Performance
 $I_p = 20\text{ A}$, unless otherwise specified



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Corridor
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5500, www.allegromicro.com

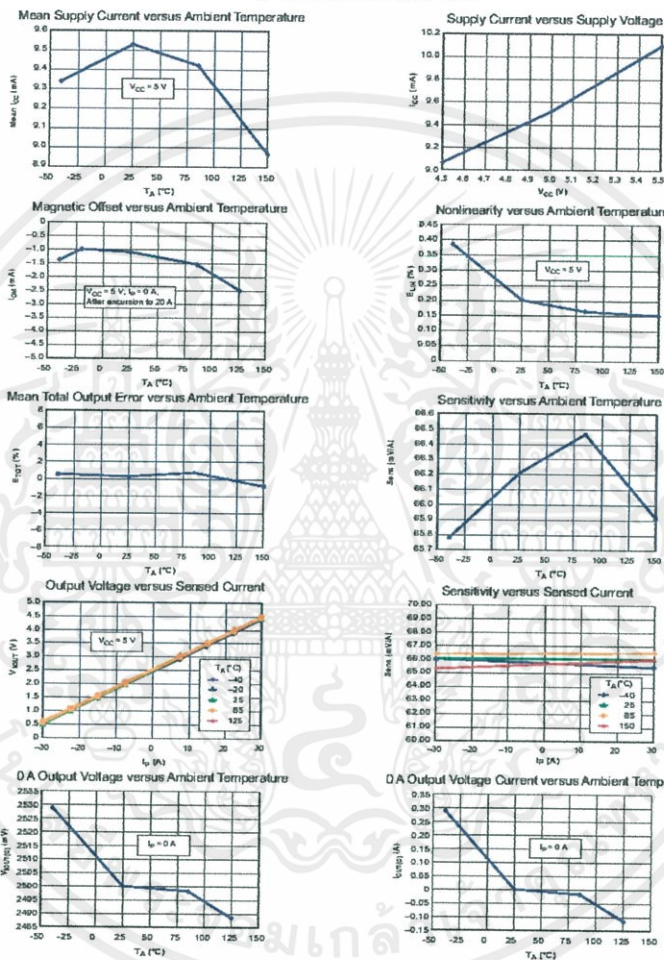
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**

Characteristic Performance

$I_p = 30\text{ A}$, unless otherwise specified



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0006 U.S.A.
1.508.853.5000, www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (Sens). The change in device output in response to a 1 A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is programmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}). The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈ 1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Linearity (E_{LIN}). The degree to which the voltage output from the IC varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Nonlinearity in the output can be attributed to the saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left[1 - \frac{\Delta \text{gain} \times \% \text{ sat} (V_{\text{IOUT, full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT}(0)})}{2 (V_{\text{IOUT, half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT}(0)})} \right]$$

where $V_{\text{IOUT, full-scale amperes}}$ = the output voltage (V) when the sampled current approximates full-scale $\pm I_P$.

Symmetry (E_{SYM}). The degree to which the absolute voltage output from the IC varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following formula is used to derive symmetry:

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT}+ \text{full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT}(0)}}{V_{\text{IOUT}(0)} - V_{\text{IOUT}- \text{full-scale amperes}}} \right)$$

Quiescent output voltage (V_{IOUT(Q)}). The output of the device when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at $V_{CC}/2$. Thus, $V_{CC} = 5$ V translates into $V_{\text{IOUT}(0)} = 2.5$ V. Variation in $V_{\text{IOUT}(0)}$ can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}). The deviation of the device output from its ideal quiescent value of $V_{CC}/2$ due to nonmagnetic causes. To convert this voltage to amperes, divide by the device sensitivity, Sens.

Accuracy (E_{TOT}). The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the output voltage versus current chart at right.

Accuracy is divided into four areas:

- **0 A at 25°C.** Accuracy at the zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over Δ temperature.** Accuracy at the zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C.** Accuracy at the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Full-scale current over Δ temperature.** Accuracy at the full-scale current flow including temperature effects.

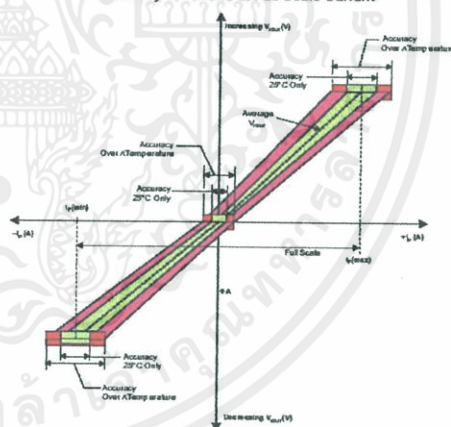
Ratiometry. The ratiometric feature means that its 0 A output, $V_{\text{IOUT}(0)}$ (nominally equal to $V_{CC}/2$) and sensitivity, Sens, are proportional to its supply voltage, V_{CC} . The following formula is used to derive the ratiometric change in 0 A output voltage,

$$\Delta V_{\text{IOUT}(0)\text{RAT}} (\%) = 100 \left(\frac{V_{\text{IOUT}(0)\text{VCC}} / V_{\text{IOUT}(0)\text{SV}}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

The ratiometric change in sensitivity, $\Delta \text{Sens}_{\text{RAT}} (\%)$, is defined as:

$$100 \left(\frac{\text{Sens}_{\text{VCC}} / \text{Sens}_{\text{SV}}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

Output Voltage versus Sampled Current
Accuracy at 0 A and at Full-Scale Current



Allegro Microsystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01619-0036 U.S.A.
1.508.853.5000, www.allegromicro.com

9

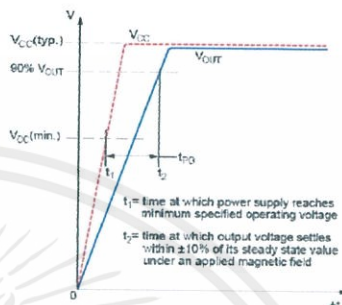
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

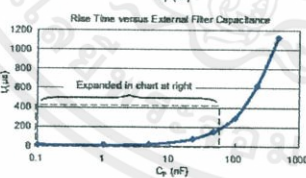
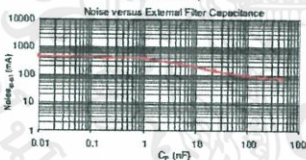
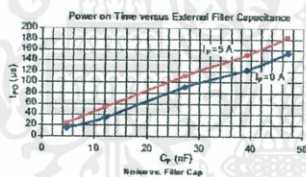
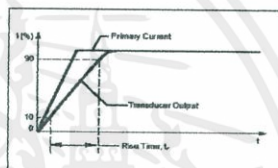
Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Definitions of Dynamic Response Characteristics

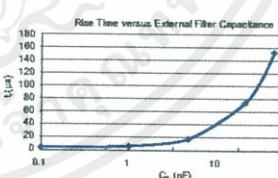
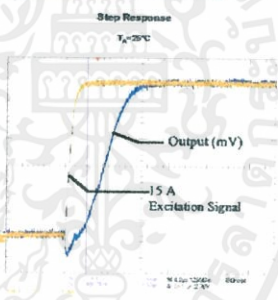
Power-On Time (t_{PO}). When the supply is ramped to its operating voltage, the device requires a finite time to power its internal components before responding to an input magnetic field. Power-On Time, t_{PO} , is defined as the time it takes for the output voltage to settle within $\pm 10\%$ of its steady state value under an applied magnetic field, after the power supply has reached its minimum specified operating voltage, $V_{CC(min)}$, as shown in the chart at right.



Rise time (t_r). The time interval between a) when the device reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the device, in which $f(-3\text{ dB}) = 0.35/t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane.



C_F (nF)	t_r (µs)
Open	3.3
1	5.8
4.7	17.5
22	73.5
47	88.2
100	291.3
220	623
470	1120



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01613-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

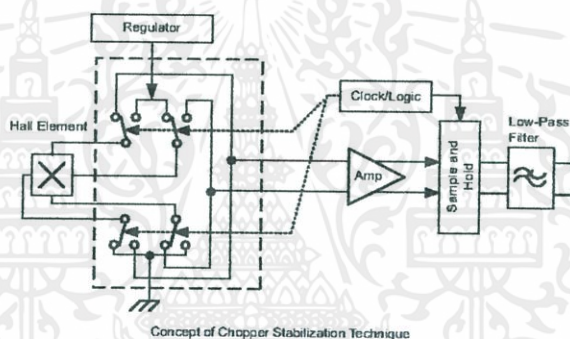
*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Chopper Stabilization Technique

Chopper Stabilization is an innovative circuit technique that is used to minimize the offset voltage of a Hall element and an associated on-chip amplifier. Allegro patented a Chopper Stabilization technique that nearly eliminates Hall IC output drift induced by temperature or package stress effects. This offset reduction technique is based on a signal modulation-demodulation process. Modulation is used to separate the undesired DC offset signal from the magnetically induced signal in the frequency domain. Then, using a low-pass filter, the modulated DC offset is suppressed while the magnetically induced signal passes through

the filter. As a result of this chopper stabilization approach, the output voltage from the Hall IC is desensitized to the effects of temperature and mechanical stress. This technique produces devices that have an extremely stable Electrical Offset Voltage, are immune to thermal stress, and have precise recoverability after temperature cycling.

This technique is made possible through the use of a BiCMOS process that allows the use of low-offset and low-noise amplifiers in combination with high-density logic integration and sample and hold circuits.



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Corridor
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000, www.allegromicro.com

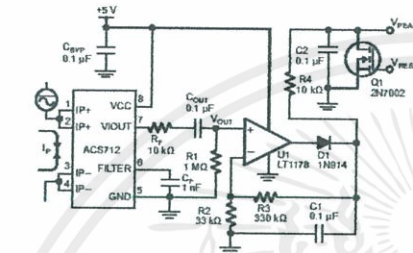
11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

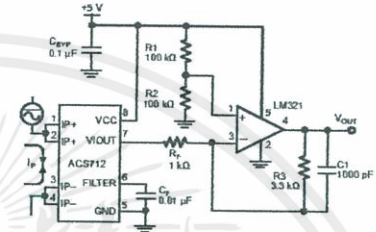
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

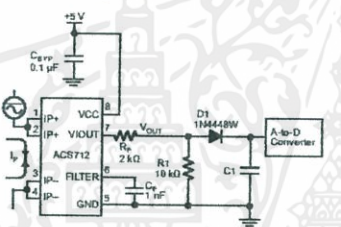
Typical Applications



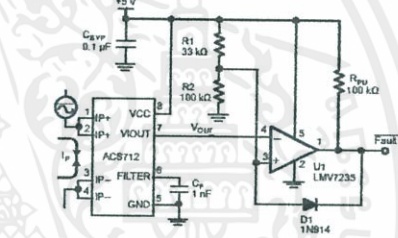
Application 2. Peak Detecting Circuit



Application 3. This configuration increases gain to 610 mV/A (tested using the ACS712E1C-05A).



Application 4. Rectified Output. 3.3 V scaling and rectification application for A-to-D converters. Replaces current transformer solutions with simpler ACS circuit. C1 is a function of the load resistance and filtering desired. R1 can be omitted if the full range is desired.



Application 5. 10 A Overcurrent Fault Latch. Fault threshold set by R1 and R2. This circuit latches an overcurrent fault and holds it until the 5 V rail is powered down.



Allegro Microsystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000, www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Improving Sensing System Accuracy Using the FILTER Pin

In low-frequency sensing applications, it is often advantageous to add a simple RC filter to the output of the device. Such a low-pass filter improves the signal-to-noise ratio, and therefore the resolution, of the device output signal. However, the addition of an RC filter to the output of a sensor IC can result in undesirable device output attenuation — even for DC signals.

Signal attenuation, ΔV_{ATT} , is a result of the resistive divider effect between the resistance of the external filter, R_F (see Application 6), and the input impedance and resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . The transfer function of this resistive divider is given by:

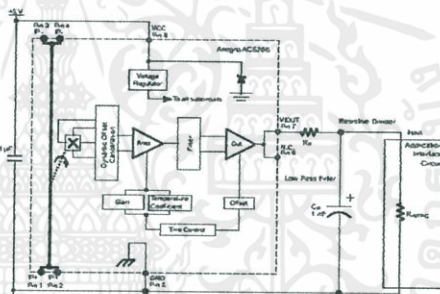
$$\Delta V_{ATT} = V_{OUT} \left(\frac{R_{INTFC}}{R_F + R_{INTFC}} \right)$$

Even if R_F and R_{INTFC} are designed to match, the two individual resistance values will most likely drift by different amounts over

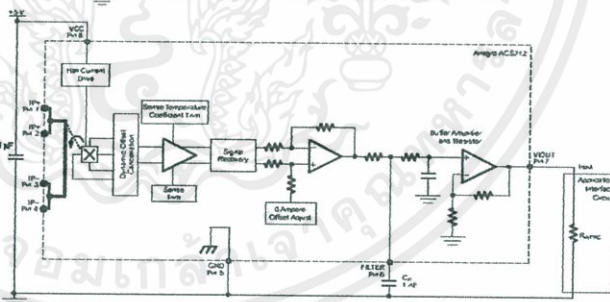
temperature. Therefore, signal attenuation will vary as a function of temperature. Note that, in many cases, the input impedance, R_{INTFC} , of a typical analog-to-digital converter (ADC) can be as low as 10 k Ω .

The ACS712 contains an internal resistor, a FILTER pin connection to the printed circuit board, and an internal buffer amplifier. With this circuit architecture, users can implement a simple RC filter via the addition of a capacitor, C_F (see Application 7) from the FILTER pin to ground. The buffer amplifier inside of the ACS712 (located after the internal resistor and FILTER pin connection) eliminates the attenuation caused by the resistive divider effect described in the equation for ΔV_{ATT} . Therefore, the ACS712 device is ideal for use in high-accuracy applications that cannot afford the signal attenuation associated with the use of an external RC low-pass filter.

Application 6. When a low pass filter is constructed externally to a standard Hall effect device, a resistive divider may exist between the filter resistor, R_F and the resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . This resistive divider will cause excessive attenuation, as given by the transfer function for ΔV_{ATT} .



Application 7. Using the FILTER pin provided on the ACS712 eliminates the attenuation effects of the resistor divider between R_F and R_{INTFC} , shown in Application 6.



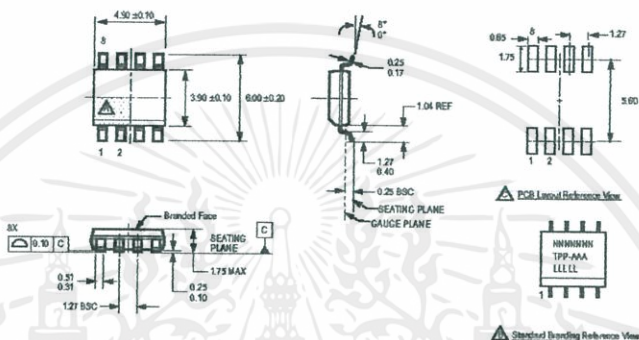
Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000, www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Package LC, 8-pin SOIC

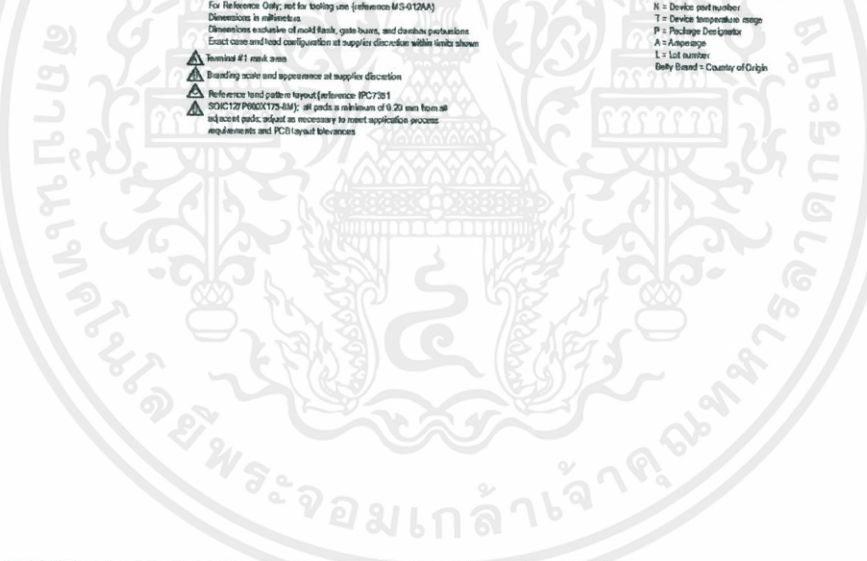


For Reference Only; not for testing use (reference #30120A)
 Dimensions in millimeters
 Dimensions exclusive of mold flash, gate burrs, and similar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier's discretion within limits shown

▲ Terminal #1 mark area
 ▲ Branding scale and appearance at supplier's discretion
 ▲ Reference land pattern layout (reference IPC7351)
 SOIC129 P002X173-AM: all pads a minimum of 0.20 mm from all adjacent pads; adjust as necessary to meet application process requirements and PCB layout tolerances

▲ PCB Layout Reference View
 ▲ Standard Branding Reference View

H = Device part number
 T = Device temperature range
 P = Package Designator
 A = Assembly
 L = Lot number
 Duty Band = Country of Origin



Allegro Microsystems, LLC
 115 Northeast Cutoff
 Worcester, Massachusetts 01615-0038 U.S.A.
 1.508.853.5000; www.allegromicro.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะฉีดยุติทุกสิ่ง อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Revision History

Revision	Revision Date	Description of Revision
Rev. 15	November 16, 2012	Update rise time and isolation, I _{OUT} reference data, patents

Copyright ©2006-2013, Allegro MicroSystems, LLC

The products described herein are protected by U.S. patents: 5,621,319; 7,598,601; and 7,709,754.

Allegro MicroSystems, LLC reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in life support devices or systems, if a failure of an Allegro product can reasonably be expected to cause the failure of that life support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, LLC assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

For the latest version of this document, visit our website.

www.allegromicro.com



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AMC1200



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



AMC1200
AMC1200B

www.ti.com

SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

Fully-Differential Isolation Amplifier

Check for Samples: AMC1200, AMC1200B

FEATURES

- ± 250 -mV Input Voltage Range Optimized for Shunt Resistors
- Very Low Nonlinearity: 0.075% max at 5 V
- Low Offset Error: 1.5 mV max
- Low Noise: 3.1 mV_{RMS} typ
- Low High-Side Supply Current: 8 mA max at 5 V
- Input Bandwidth: 60 kHz min
- Fixed Gain: 8 (0.5% accuracy)
- High Common-Mode Rejection Ratio: 108 dB
- 3.3-V Operation on Low-Side
- Certified Galvanic Isolation:
 - UL1577 and IEC60747-5-2 Approved
 - Isolation Voltage: 4250 V_{PEAK} (AMC1200B)
 - Working Voltage: 1200 V_{PEAK}
 - Transient Immunity: 10 kV/ μ s min
- Typical 10-Year Lifespan at Rated Working Voltage (see Application Report SLLA197)
- Fully Specified Over the Extended Industrial Temperature Range

APPLICATIONS

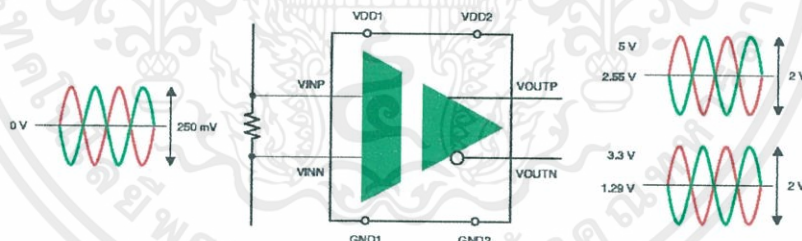
- Shunt Resistor Based Current Sensing in:
 - Motor Control
 - Green Energy
 - Frequency Inverters
 - Uninterruptible Power Supplies

DESCRIPTION

The AMC1200 and AMC1200B are precision isolation amplifiers with an output separated from the input circuitry by a silicon dioxide (SiO₂) barrier that is highly resistant to magnetic interference. This barrier has been certified to provide galvanic isolation of up to 4250 V_{PEAK} (AMC1200B) or 4000 V_{PEAK} (AMC1200) according to UL1577 and IEC60747-5-2. Used in conjunction with isolated power supplies, these devices prevent noise currents on a high common-mode voltage line from entering the local ground and interfering with or damaging sensitive circuitry.

The input of the AMC1200 or AMC1200B is optimized for direct connection to shunt resistors or other low voltage level signal sources. The excellent performance of the device supports accurate current control resulting in system-level power saving and, especially in motor-control applications, lower torque ripple. The common-mode voltage of the output signal is automatically adjusted to either the 3-V or 5-V low-side supply.

The AMC1200 and AMC1200B are fully specified over the extended industrial temperature range of -40°C to $+105^{\circ}\text{C}$ and are available in a wide-body SOIC-8 package (DWV) and a gullwing-8 package (DUB).



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

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

Copyright © 2011–2013, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AMC1200
AMC1200B


SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com



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

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

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

For the most current package and ordering information see the Package Option Addendum at the end of this document, or visit the device product folder on www.ti.com.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Over the operating ambient temperature range, unless otherwise noted.

	AMC1200, AMC1200B	UNIT
Supply voltage, VDD1 to GND1 or VDD2 to GND2	-0.5 to 6	V
Analog input voltage at VINP, VINN	GND1 - 0.5 to VDD1 + 0.5	V
Input current to any pin except supply pins	±10	mA
Maximum junction temperature, T _J Max	+150	°C
Electrostatic discharge (ESD) ratings, all pins	Human body model (HBM) JEDEC standard 22, test method A114-C.01	±2500
	Charged device model (CDM) JEDEC standard 22, test method C101	±1000

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated is not implied. Exposure to absolute maximum rated conditions for extended periods may affect device reliability.

THERMAL INFORMATION

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		AMC1200, AMC1200B		UNITS
		DUB (SOP)	DWV (SOIC)	
θ _{JA}	Junction-to-ambient thermal resistance	75.1	102.8	°C/W
θ _{JCtop}	Junction-to-case (top) thermal resistance	61.6	49.8	
θ _{JB}	Junction-to-board thermal resistance	39.8	56.6	
ψ _{JT}	Junction-to-top characterization parameter	27.2	16.0	
ψ _{JB}	Junction-to-board characterization parameter	39.4	55.2	
θ _{JCbot}	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	N/A	N/A	

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, SPRA953.

REGULATORY INFORMATION

VDE/IEC	UL
Certified according to IEC 60747-5-2	Recognized under 1577 component recognition program
File number: 40016131	File number: E181974

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



AMC1200
AMC1200B

www.ti.com

SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

IEC 60747-5-2 INSULATION CHARACTERISTICS

Over operating free-air temperature range (unless otherwise noted).

PARAMETER	TEST CONDITIONS	VALUE	UNIT
V _{IORM} Maximum working insulation voltage		1200	V _{PEAK}
V _{PR} Input to output test voltage	Qualification test: after Input/Output Safety Test Subgroup 2/3 V _{PR} = V _{IORM} x 1.2, t = 10 s, partial discharge < 5 pC	1140	V _{PEAK}
	Qualification test: method a, after environmental tests subgroup 1, V _{PR} = V _{IORM} x 1.6, t = 10 s, partial discharge < 5 pC	1920	V _{PEAK}
	100% production test: method b1, V _{PR} = V _{IORM} x 1.875, t = 1 s, partial discharge < 5 pC	2250	V _{PEAK}
V _{IDTM} Transient overvoltage	Qualification test: t = 60 s	AMC1200	4000 V _{PEAK}
		AMC1200B	4250 V _{PEAK}
V _{ISD} Insulation voltage per UL	Qualification test: V _{TEST} = V _{ISD} , t = 60 s	AMC1200	4000 V _{PEAK}
		AMC1200B	4250 V _{PEAK}
	100% production test: V _{TEST} = 1.2 x V _{ISD} , t = 1 s	AMC1200	4800 V _{PEAK}
		AMC1200B	5100 V _{PEAK}
R _S Insulation resistance	V _{IO} = 500 V at T _S	> 10 ⁹	Ω
PD Pollution degree		2	*

IEC SAFETY LIMITING VALUES

Safety limiting intends to prevent potential damage to the isolation barrier upon failure of input or output (I/O) circuitry. A failure of the I/O circuitry can allow low resistance to ground or the supply and, without current limiting, dissipate sufficient power to overheat the die and damage the isolation barrier, potentially leading to secondary system failures. The safety-limiting constraint is the operating virtual junction temperature range specified in the Absolute Maximum Ratings table. The power dissipation and junction-to-air thermal impedance of the device installed in the application hardware determine the junction temperature. The assumed junction-to-air thermal resistance in the Thermal Information table is that of a device installed in the JESD51-3, *Low Effective Thermal Conductivity Test Board for Leaded Surface Mount Packages* and is conservative. The power is the recommended maximum input voltage times the current. The junction temperature is then the ambient temperature plus the power times the junction-to-air thermal resistance.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I _S Safety input, output, or supply current	θ _{JA} = 246°C/W, V _{IN} = 5.5 V, T _J = +150°C, T _A = +25°C			10	mA
T _C Maximum case temperature				+150	°C

IEC 61000-4-5 RATINGS

PARAMETER	TEST CONDITIONS	VALUE	UNIT
V _{IOSM} Surge immunity	1.2-µs/50-µs voltage surge and 8-µs/20-µs current surge	±6000	V

IEC 60664-1 RATINGS

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SPECIFICATION
Basic isolation group	Material group	II
	Rated mains voltage ≤ 150 V _{RMS}	I-IV
Installation classification	Rated mains voltage ≤ 300 V _{RMS}	I-IV
	Rated mains voltage ≤ 400 V _{RMS}	I-III
	Rated mains voltage < 500 V _{RMS}	I-II

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AMC1200
AMC1200B**



SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com

PACKAGE CHARACTERISTICS⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
L(I01) Minimum air gap (clearance)	Shortest terminal to terminal distance through air	DWV package	8		mm
		DUB package	7		mm
L(I02) Minimum external tracking (creepage)	Shortest terminal to terminal distance across the package surface	DWV package	8		mm
		DUB package	7		mm
CTI Tracking resistance (comparative tracking index)	DIN IEC 60112/VDE 0303 part 1	≥ 400			V
Minimum internal gap (internal clearance)	Distance through the insulation	0.014			mm
R _{IO} Isolation resistance	Input to output, V _{IO} = 500 V, all pins on each side of the barrier tied together to create a two-terminal device, T _A < +85°C		> 10 ¹²		Ω
	Input to output, V _{IO} = 500 V, +85°C ≤ T _A < T _A max		> 10 ¹¹		Ω
C _{IO} Barrier capacitance input to output	V _I = 0.5 V _{pp} at 1 MHz		1.2		pF
C _I Input capacitance to ground	V _I = 0.5 V _{pp} at 1 MHz		3		pF

(1) Creepage and clearance requirements should be applied according to the specific equipment isolation standards of a specific application. Care should be taken to maintain the creepage and clearance distance of the board design to ensure that the mounting pads of the isolator on the printed circuit board (PCB) do not reduce this distance. Creepage and clearance on a PCB become equal according to the measurement techniques shown in the *Isolation Glossary* section. Techniques such as inserting grooves and/or ribs on the PCB are used to help increase these specifications.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

All minimum/maximum specifications at T_A = -40°C to +105°C and within the specified voltage range, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C, VDD1 = 5 V, and VDD2 = 3.3 V.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	AMC1200, AMC1200B			UNIT	
		MIN	TYP	MAX		
INPUT						
Maximum input voltage before clipping	V _{INP} – V _{INN}		±320		mV	
Differential input voltage	V _{INP} – V _{INN}	-250		+250	mV	
V _{CM} Common-mode operating range		-0.16		VDD1	V	
V _{DS} Input offset voltage		-1.5	±0.2	+1.5	mV	
TCV _{DS} Input offset thermal drift		-10	±1.5	+10	μV/K	
CMRR Common-mode rejection ratio	V _{IN} from 0 V to 5 V at 0 Hz		108		dB	
	V _{IN} from 0 V to 5 V at 50 kHz		95		dB	
C _{IN} Input capacitance to GND1	V _{INP} or V _{INN}		3		pF	
C _{IND} Differential input capacitance			3.6		pF	
R _{IN} Differential input resistance			28		kΩ	
Small-signal bandwidth		60	100		kHz	
OUTPUT						
Nominal gain			8			
G _{ERR} Gain error	Initial, at T _A = +25°C		-0.5	±0.05	+0.5	%
			-1	±0.05	+1	%
TCC _{GERR} Gain error thermal drift			±56		ppm/K	
Nonlinearity	4.5 V ≤ VDD2 ≤ 5.5 V	-0.075	±0.015	+0.075	%	
	2.7 V ≤ VDD2 ≤ 3.6 V	-0.1	±0.023	+0.1	%	
Nonlinearity thermal drift			2.4		ppm/K	
Output noise	V _{INP} = V _{INN} = 0 V		3.1		mV _{RMS}	
PSRR Power-supply rejection ratio	vs VDD1, 10-kHz ripple		80		dB	
	vs VDD2, 10-kHz ripple		61		dB	

4 Submit Documentation Feedback

Copyright © 2011–2013, Texas Instruments Incorporated

Product Folder Links: AMC1200 AMC1200B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


AMC1200
AMC1200B

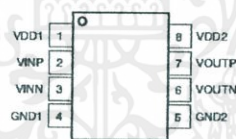
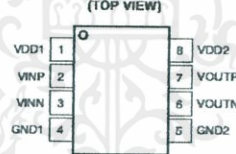
www.ti.com

SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

All minimum/maximum specifications at $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+105^\circ\text{C}$ and within the specified voltage range, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD1} = 5\text{ V}$, and $V_{DD2} = 3.3\text{ V}$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	AMC1200, AMC1200B			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Risefall time	0.5-V step, 10% to 90%		3.66	6.6	μs
V_{IN} to V_{OUT} signal delay	0.5-V step, 50% to 10%, unfiltered output		1.6	3.3	μs
	0.5-V step, 50% to 50%, unfiltered output		3.15	5.6	μs
	0.5-V step, 50% to 90%, unfiltered output		5.26	9.9	μs
CMTI Common-mode transient immunity	$V_{CM} = 1\text{ kV}$	10	15		$\text{kV}/\mu\text{s}$
Output common-mode voltage	$2.7\text{ V} \leq V_{DD2} \leq 3.6\text{ V}$	1.15	1.29	1.45	V
	$4.5\text{ V} \leq V_{DD2} \leq 5.5\text{ V}$	2.4	2.55	2.7	V
Short-circuit current			20		mA
R_{OUT} Output resistance			2.5		Ω
POWER SUPPLY					
V_{DD1} High-side supply voltage		4.5	5.0	5.5	V
V_{DD2} Low-side supply voltage		2.7	5.0	5.5	V
I_{DD1} High-side supply current			5.4	8	mA
I_{DD2} Low-side supply current	$2.7\text{ V} < V_{DD2} < 3.6\text{ V}$		3.8	6	mA
	$4.5\text{ V} < V_{DD2} < 5.5\text{ V}$		4.4	7	mA
P_{DD1} High-side power dissipation	$2.7\text{ V} < V_{DD2} < 3.6\text{ V}$		27.0	44.0	mW
	$4.5\text{ V} < V_{DD2} < 5.5\text{ V}$		22.0	36.5	mW

PIN CONFIGURATIONS
DUB PACKAGE
SOP-8
(TOP VIEW)

DWV PACKAGE
SOIC-8
(TOP VIEW)

PIN DESCRIPTIONS

PIN #	PIN NAME	FUNCTION	DESCRIPTION
1	VDD1	Power	High-side power supply
2	VINP	Analog input	Noninverting analog input
3	VINN	Analog input	Inverting analog input
4	GND1	Power	High-side analog ground
5	GND2	Power	Low-side analog ground
6	VOUTN	Analog output	Inverting analog output
7	VOUTP	Analog output	Noninverting analog output
8	VDD2	Power	Low-side power supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะฉิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AMC1200
AMC1200B**



SBASS42C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com

TYPICAL CHARACTERISTICS

At VDD1 = VDD2 = 5 V, VINP = -250 mV to +250 mV, and VINN = 0 V, unless otherwise noted.

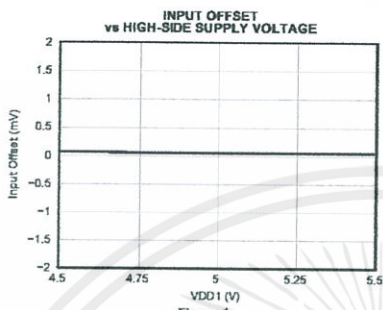


Figure 1.

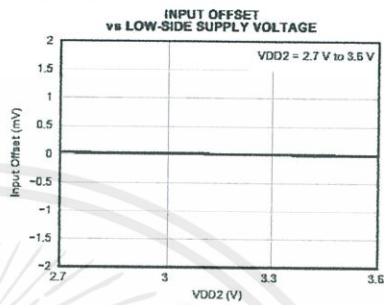


Figure 2.

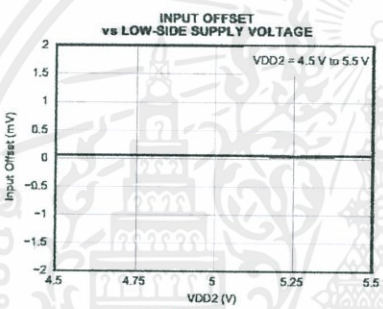


Figure 3.

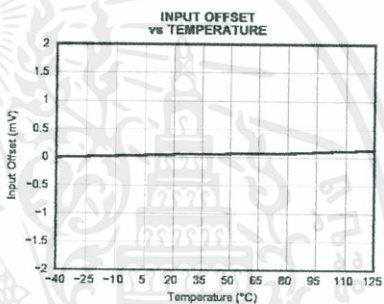


Figure 4.

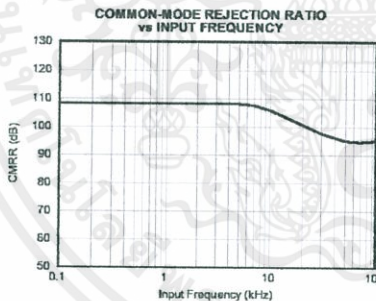


Figure 5.

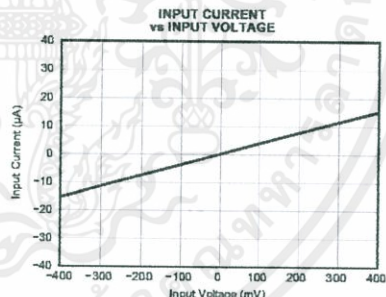


Figure 6.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At VDD1 = VDD2 = 5 V, VINP = -250 mV to +250 mV, and VINN = 0 V, unless otherwise noted.

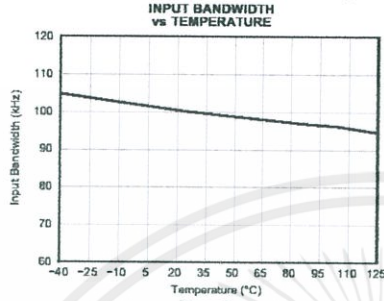


Figure 7.

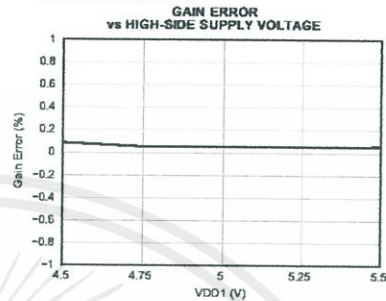


Figure 8.

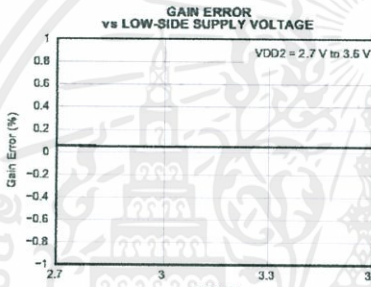


Figure 9.

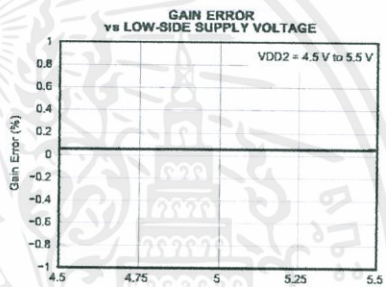


Figure 10.

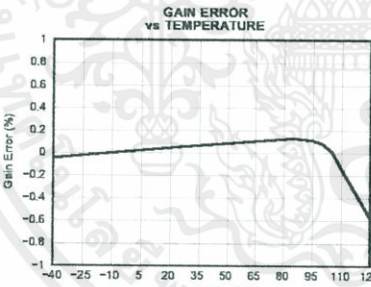


Figure 11.

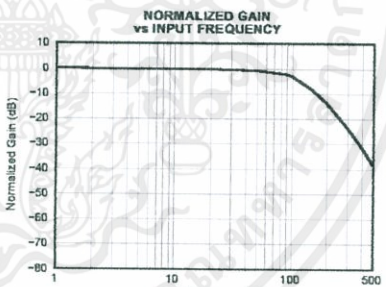


Figure 12.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AMC1200
AMC1200B**



SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At VDD1 = VDD2 = 5 V, VINP = -250 mV to +250 mV, and VINN = 0 V, unless otherwise noted.

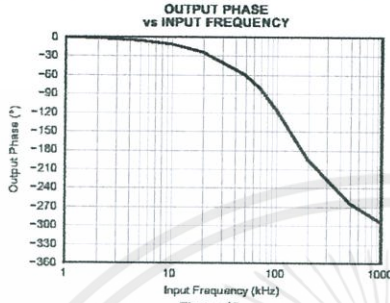


Figure 13.

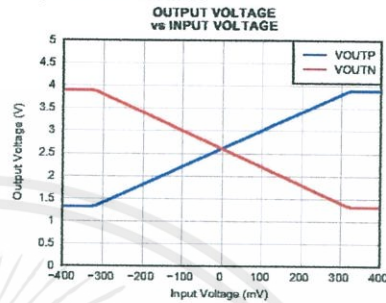


Figure 14.

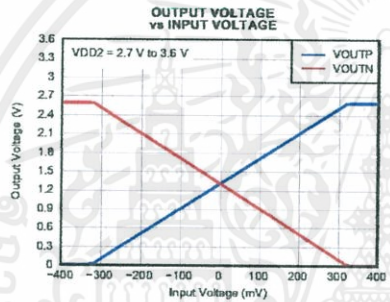


Figure 15.

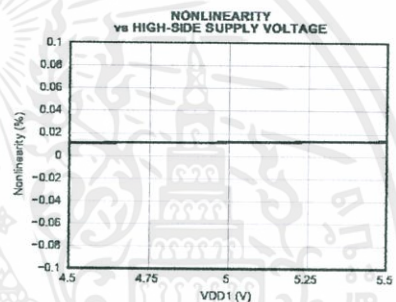


Figure 16.

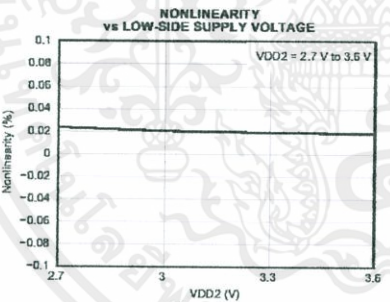


Figure 17.

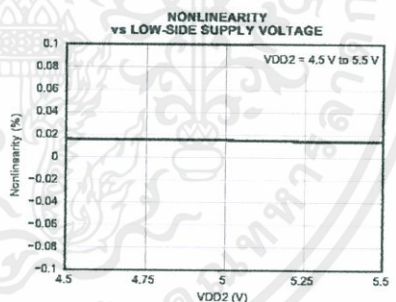


Figure 18.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At VDD1 = VDD2 = 5 V, VINP = -250 mV to +250 mV, and VINN = 0 V, unless otherwise noted.

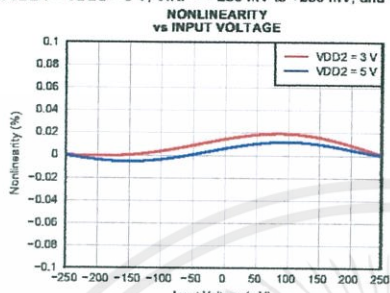


Figure 19.

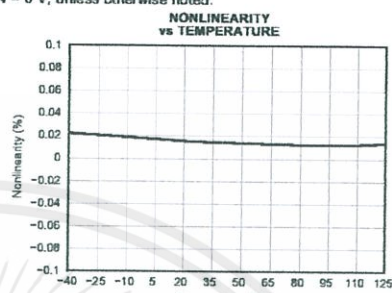


Figure 20.

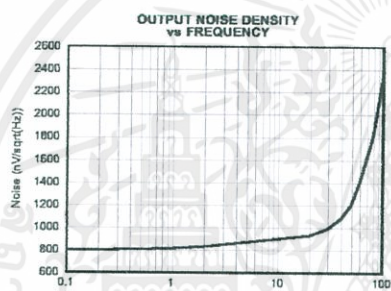


Figure 21.

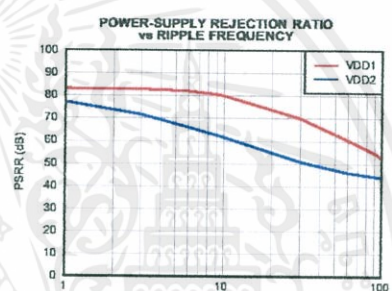


Figure 22.

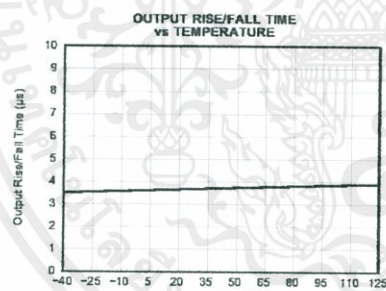


Figure 23.

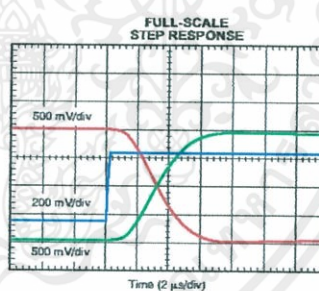


Figure 24.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AMC1200
AMC1200B**



SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

At VDD1 = VDD2 = 5 V, VINP = -250 mV to +250 mV, and VINN = 0 V, unless otherwise noted.

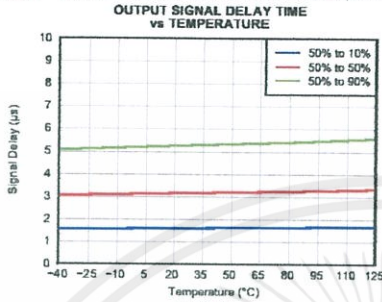


Figure 25.

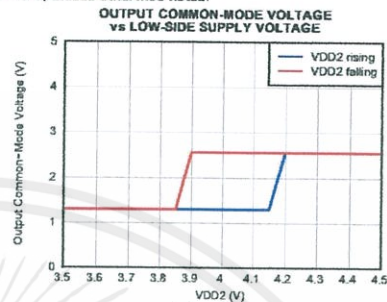


Figure 26.

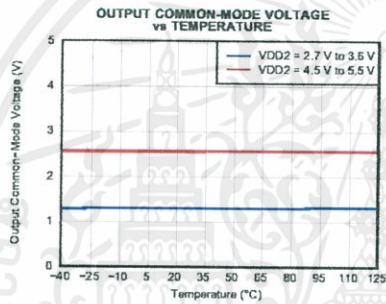


Figure 27.

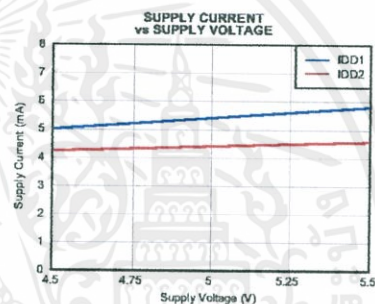


Figure 28.

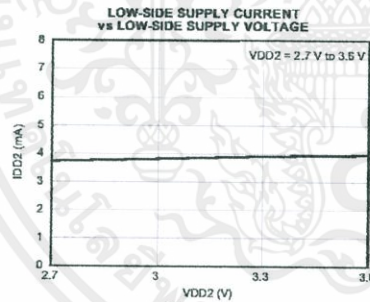


Figure 29.

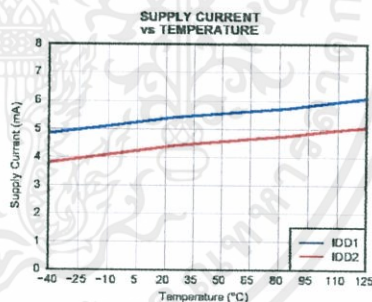


Figure 30.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THEORY OF OPERATION

INTRODUCTION

The differential analog input of the AMC1200 and AMC1200B is a switched-capacitor circuit based on a second-order modulator stage that digitizes the input signal into a 1-bit output stream. These devices compare the differential input signal ($V_{IN} = VINP - VINN$) against the internal reference of 2.5 V using internal capacitors that are continuously charged and discharged with a typical frequency of 10 MHz. With the S1 switches closed, C_{IND} charges to the voltage difference across VINP and VINN. For the discharge phase, both S1 switches open first and then both S2 switches close. C_{IND} discharges to approximately AGND + 0.8V during this phase. Figure 31 shows the simplified equivalent input circuitry.

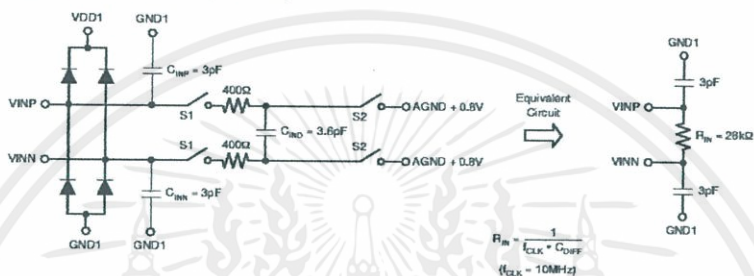


Figure 31. Equivalent Input Circuit

The analog input range is tailored to directly accommodate a voltage drop across a shunt resistor used for current sensing. However, there are two restrictions on the analog input signals, VINP and VINN. If the input voltage exceeds the range AGND – 0.5 V to AVDD + 0.5 V, the input current must be limited to 10 mA to prevent the implemented input protection diodes from damage. In addition, the linearity and the noise performance of the device are ensured only when the differential analog input voltage remains within ± 250 mV.

The isolated digital bit stream is processed by a third-order analog filter on the low-side and presented as a differential output of the device.

The SiO₂-based capacitive isolation barrier supports a high level of magnetic field immunity, as described in application report SLLA181, *ISO72x Digital Isolator Magnetic-Field Immunity* (available for download at www.ti.com).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AMC1200 AMC1200B



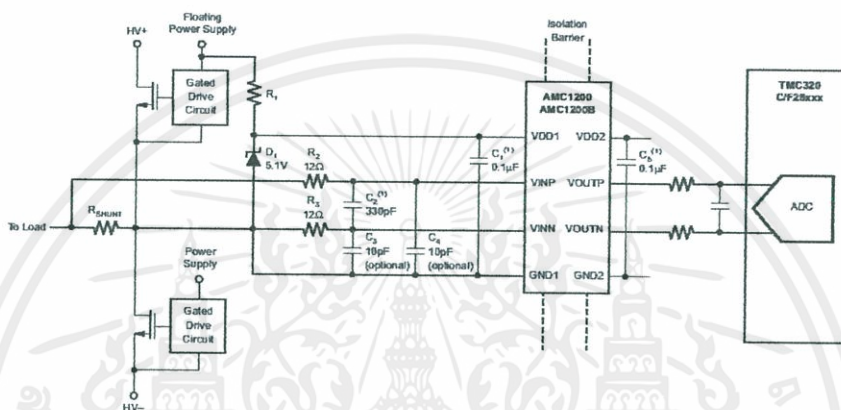
SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com

APPLICATION INFORMATION

MOTOR CONTROL

A typical operation of the AMC1200 and AMC1200B in a motor-control application is shown in Figure 32. Measurement of the motor phase current is done through the shunt resistor, R_{SHUNT} (in this case, a two-terminal shunt). For better performance, the differential signal is filtered using RC filters (components R_2 , R_3 , and C_2). Optionally, C_3 and C_4 can be used to reduce charge dumping from the inputs. In this case, care should be taken when choosing the quality of these capacitors; mismatch in values of these capacitors leads to a common-mode error at the input of the modulator.



(1) Place these capacitors as close as possible to the AMC device.

Figure 32. Typical Application Diagram

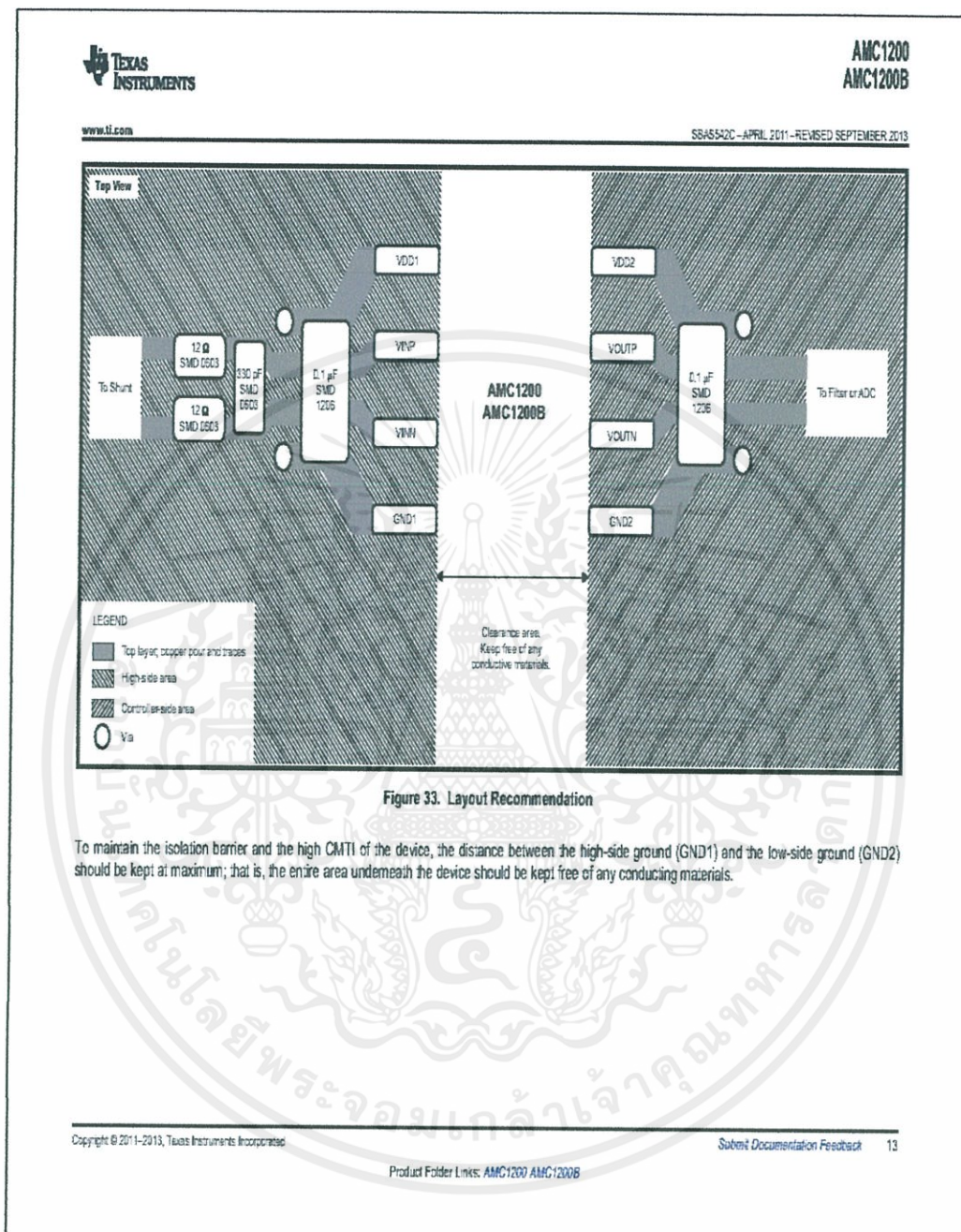
The high-side power supply (VDD1) for the AMC1200 and AMC1200B are derived from the power supply of the upper gate driver. For lowest cost, a Zener diode can be used to limit the voltage to $5\text{ V} \pm 10\%$. A decoupling capacitor of $0.1\ \mu\text{F}$ is recommended for filtering this power-supply path. This capacitor (C_1 in Figure 32) should be placed as close as possible to the VDD1 pin for best performance. If better filtering is required, an additional $1\text{-}\mu\text{F}$ to $10\text{-}\mu\text{F}$ capacitor can be used. The floating ground reference (GND1) is derived from the end of the shunt resistor, which is connected to the negative input (VINN) of the AMC device. If a four-terminal shunt is used, the inputs of AMC device are connected to the inner leads, while GND1 is connected to one of the outer leads of the shunt.

The high transient immunity of the AMC1200 and AMC1200B ensures reliable and accurate operation even in high-noise environments such as the power stages of the motor drives.

The differential output of the AMC1200 and AMC1200B can either directly drive an analog-to-digital converter (ADC) input or can be further filtered before being processed by the ADC.

As shown in Figure 33, it is recommended to place the bypass and filter capacitors as close as possible to the AMC device to ensure best performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AMC1200
AMC1200B**


SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

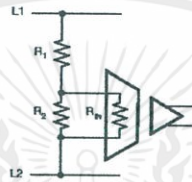
www.ti.com
VOLTAGE MEASUREMENT

The AMC1200 and AMC1200B can also be used for isolated voltage measurement applications, as shown in a simplified way in Figure 34. In such applications, usually a resistor divider (R_1 and R_2 in Figure 34) is used to match the relatively small input voltage range of the AMC device. R_2 and the input resistance R_{IN} of the AMC1200 also create a resistance divider that results in additional gain error. With the assumption that R_1 and R_{IN} have a considerably higher value than R_2 , the resulting total gain error can be estimated using Equation 1:

$$G_{ERRTOT} = G_{ERR} + \frac{R_2}{R_{IN}}$$

Where G_{ERR} = the gain error of AMC device.

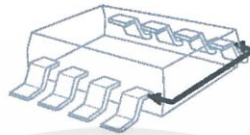
(1)


Figure 34. Voltage Measurement Application

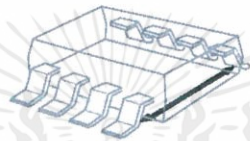
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISOLATION GLOSSARY

Creepage Distance: The shortest path between two conductive input to output leads measured along the surface of the insulation. The shortest distance path is found around the end of the package body.



Clearance: The shortest distance between two conductive input to output leads measured through air (line of sight).



Input-to-Output Barrier Capacitance: The total capacitance between all input terminals connected together, and all output terminals connected together.

Input-to-Output Barrier Resistance: The total resistance between all input terminals connected together, and all output terminals connected together.

Primary Circuit: An internal circuit directly connected to an external supply mains or other equivalent source that supplies the primary circuit electric power.

Secondary Circuit: A circuit with no direct connection to primary power that derives its power from a separate isolated source.

Comparative Tracking Index (CTI): CTI is an index used for electrical insulating materials. It is defined as the numerical value of the voltage that causes failure by tracking during standard testing. Tracking is the process that produces a partially conducting path of localized deterioration on or through the surface of an insulating material as a result of the action of electric discharges on or close to an insulation surface. The higher CTI value of the insulating material, the smaller the minimum creepage distance.

Generally, insulation breakdown occurs either through the material, over its surface, or both. Surface failure may arise from flashover or from the progressive degradation of the insulation surface by small localized sparks. Such sparks are the result of the breaking of a surface film of conducting contaminant on the insulation. The resulting break in the leakage current produces an overvoltage at the site of the discontinuity, and an electric spark is generated. These sparks often cause carbonization on insulation material and lead to a carbon track between points of different potential. This process is known as tracking.

Insulation:

Operational insulation—Insulation needed for the correct operation of the equipment.

Basic insulation—Insulation to provide basic protection against electric shock.

Supplementary insulation—Independent insulation applied in addition to basic insulation in order to ensure protection against electric shock in the event of a failure of the basic insulation.

Double insulation—Insulation comprising both basic and supplementary insulation.

Reinforced insulation—A single insulation system that provides a degree of protection against electric shock equivalent to double insulation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**AMC1200
AMC1200B**



SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

www.ti.com

Pollution Degree:

Pollution Degree 1—No pollution, or only dry, nonconductive pollution occurs. The pollution has no influence on device performance.

Pollution Degree 2—Normally, only nonconductive pollution occurs. However, a temporary conductivity caused by condensation is to be expected.

Pollution Degree 3—Conductive pollution, or dry nonconductive pollution that becomes conductive because of condensation, occurs. Condensation is to be expected.

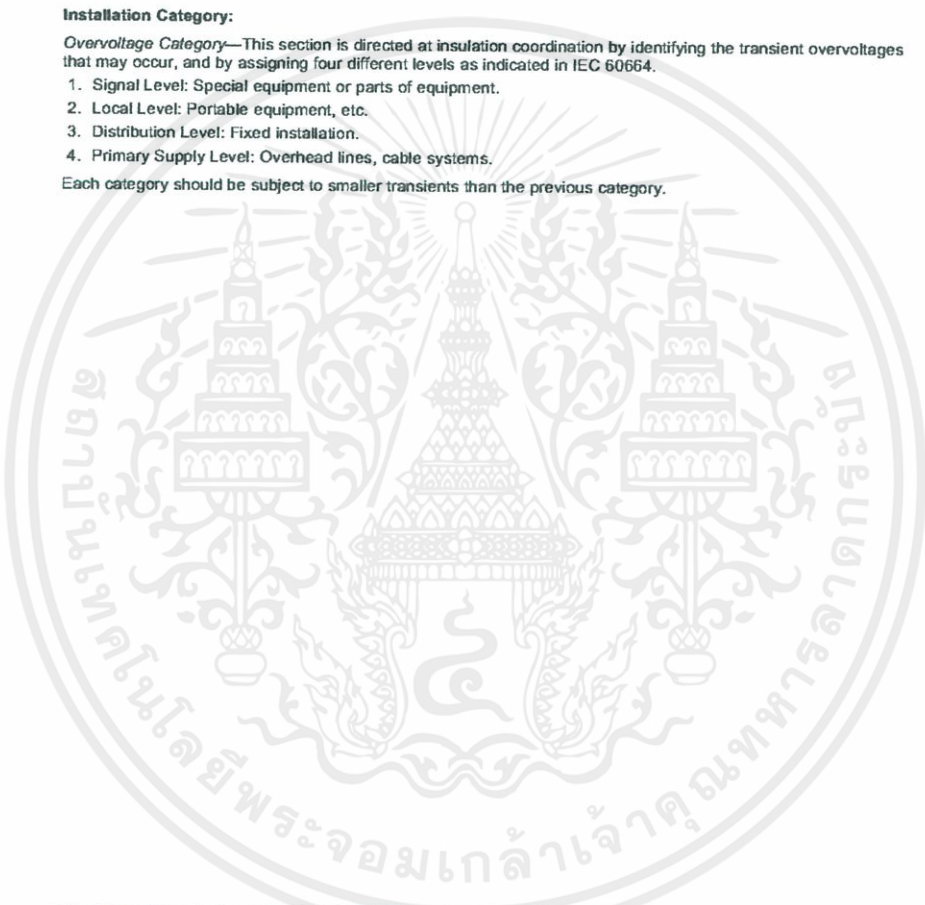
Pollution Degree 4—Continuous conductivity occurs as a result of conductive dust, rain, or other wet conditions.

Installation Category:

Overvoltage Category—This section is directed at insulation coordination by identifying the transient overvoltages that may occur, and by assigning four different levels as indicated in IEC 60664.

1. Signal Level: Special equipment or parts of equipment.
2. Local Level: Portable equipment, etc.
3. Distribution Level: Fixed installation.
4. Primary Supply Level: Overhead lines, cable systems.

Each category should be subject to smaller transients than the previous category.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



AMC1200
AMC1200B

www.ti.com

SBAS542C – APRIL 2011 – REVISED SEPTEMBER 2013

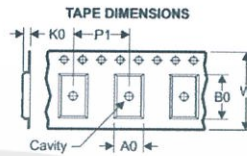
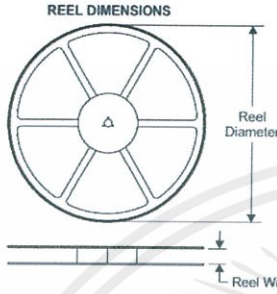
REVISION HISTORY

NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision B (August 2012) to Revision C		Page
• Added DWV (SOIC-9) package to document		1
• Deleted device graphic		1
• Changed last paragraph of <i>Description</i> section		1
• Added DWV column to Thermal Information table		2
• Added row for DWV package to <i>L(101)</i> and <i>L(102)</i> parameters in Package Characteristics table		4
• Added DWV pin out drawing		5
Changes from Revision A (August 2011) to Revision B		Page
• Added AMC1200B device to data sheet		1
• Changed Isolation Voltage feature bullet		1
• Changed CTI parameter minimum value in Electrical Characteristics from ≥ 175 to ≥ 400		4
• Changed title for Figure 25		10
Changes from Original (April 2011) to Revision A		Page
• Changed sign for maximum junction temperature from minus to plus (type)		2
• Changed surge immunity parameter from ± 4000 to ± 6000		3
• Added "0.5-V step" to test condition for Rise/fall time parameter		5
• Changed Figure 12		7
• Changed Figure 13		7

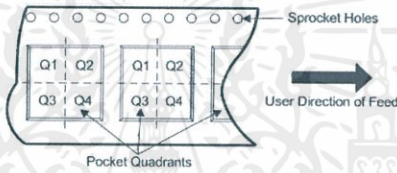
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TAPE AND REEL INFORMATION



A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

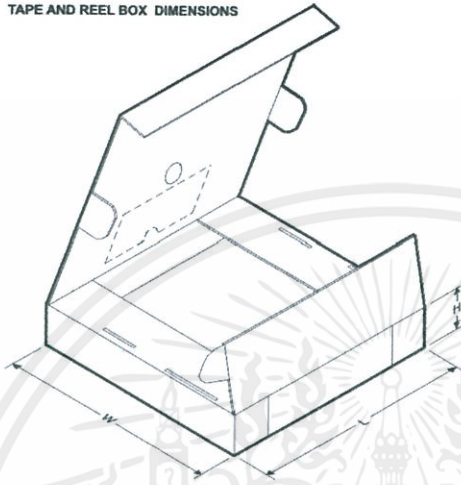
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
AMC1200BDUBR	SOP	DUB	8	350	330.0	24.4	10.9	10.01	5.85	16.0	24.0	Q1
AMC1200BDWVR	SOIC	DWV	8	1000	330.0	16.4	12.05	6.15	3.3	16.0	16.0	Q1
AMC1200SDUBR	SOP	DUB	8	350	330.0	24.4	10.9	10.01	5.85	16.0	24.0	Q1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS

*All dimensions are nominal

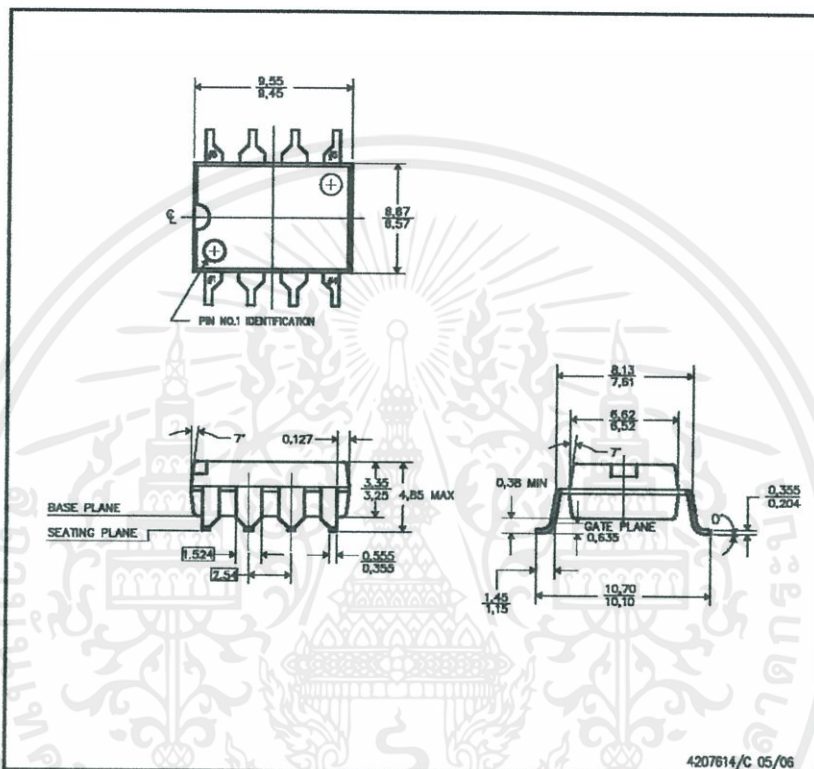
Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
AMC1200BDUBR	SOP	DUB	8	350	358.0	335.0	35.0
AMC1200BDWVR	SOIC	DWV	8	1000	367.0	367.0	38.0
AMC1200SDUBR	SOP	DUB	8	350	406.0	348.0	63.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

DUB (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5 M-1982.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.254mm.

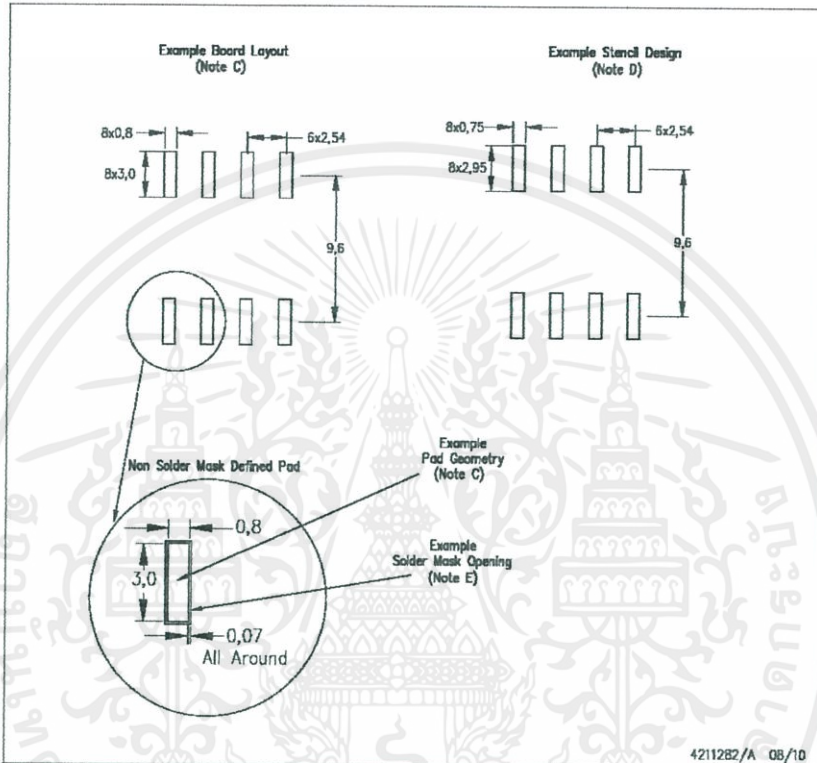
TEXAS
INSTRUMENTS
www.ti.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LAND PATTERN DATA

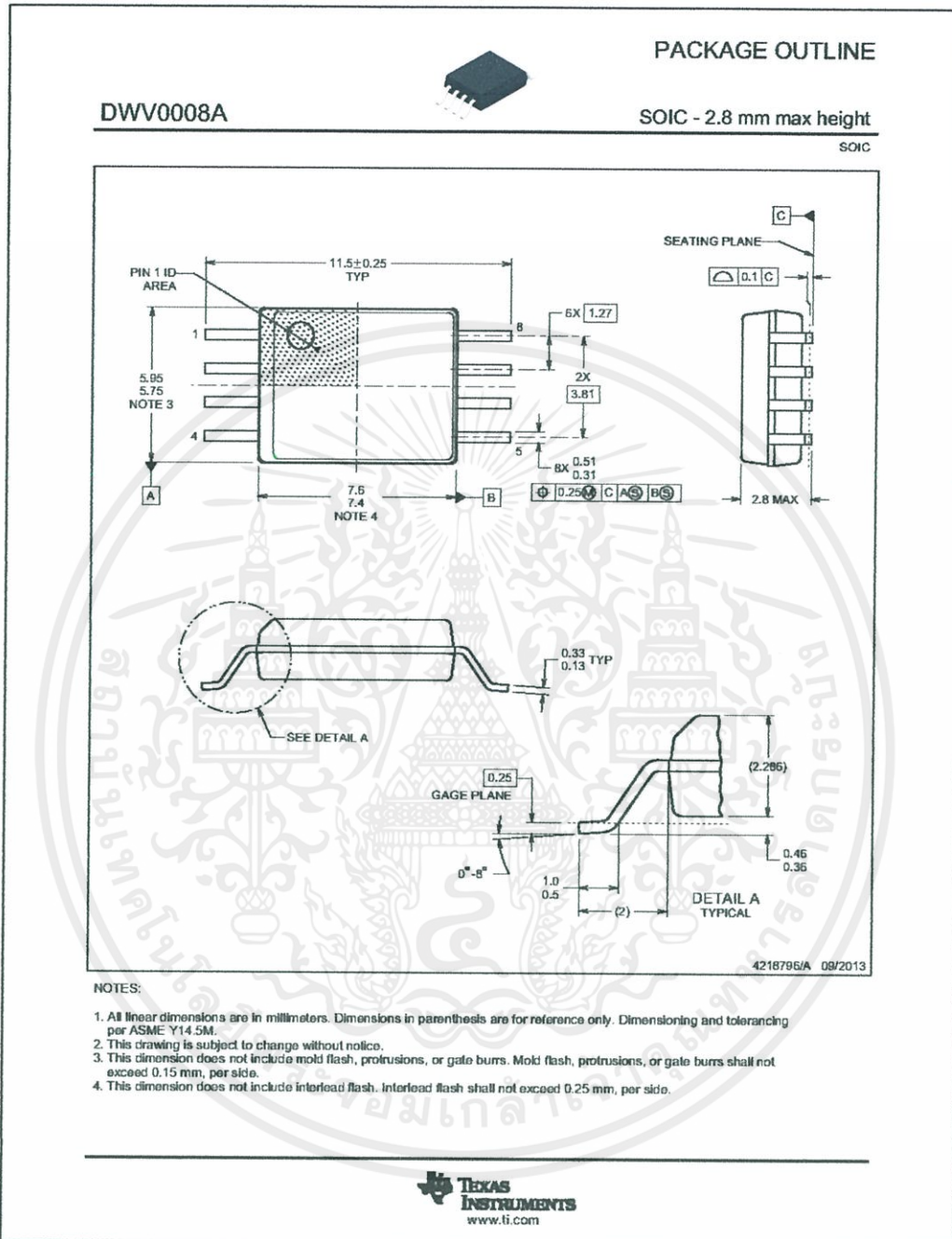
DUB (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525.
 - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



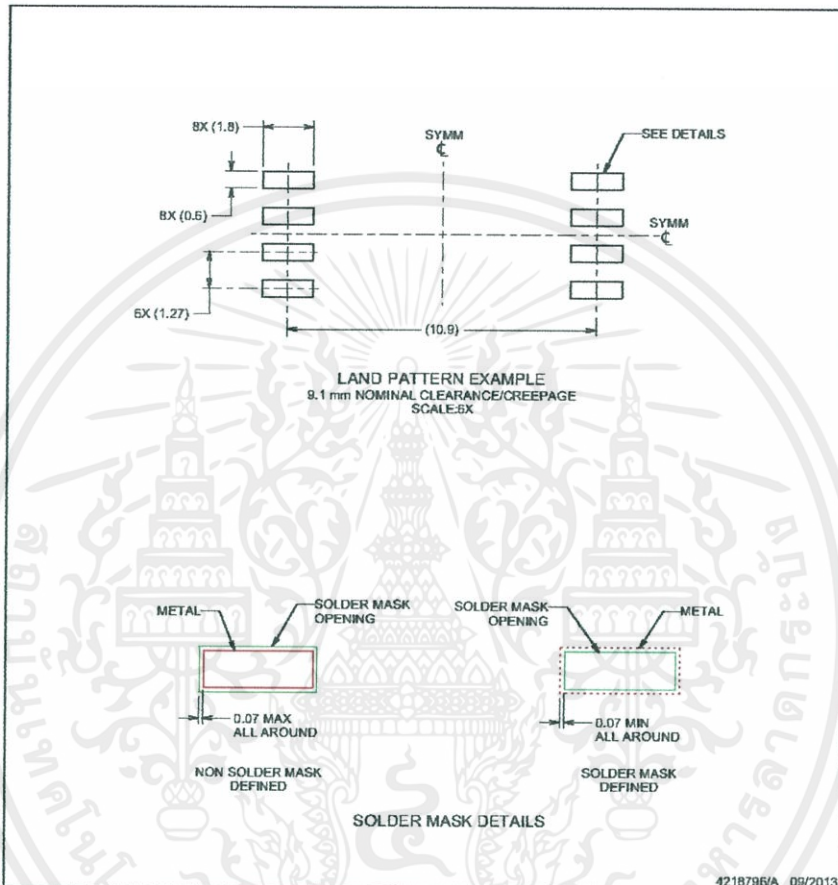
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EXAMPLE BOARD LAYOUT

DWV0008A

SOIC - 2.8 mm max height

SOIC



NOTES: (continued)

5. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
6. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

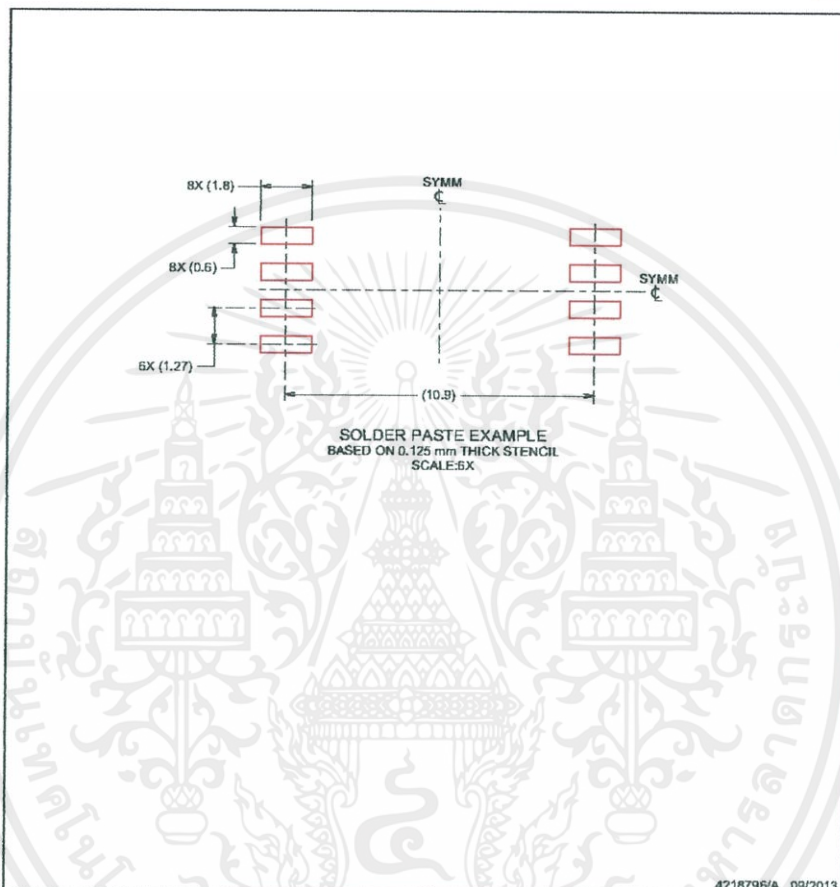
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EXAMPLE STENCIL DESIGN

DWV0008A

SOIC - 2.8 mm max height

SOIC



NOTES: (continued)

7. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
8. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All semiconductor products (also referred to herein as "components") are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its components to the specifications applicable at the time of sale, in accordance with the warranty in TI's terms and conditions of sale of semiconductor products. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by applicable law, testing of all parameters of each component is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or the design of Buyers' products. Buyers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with Buyers' products and applications, Buyers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI components or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI components or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that component or service voids all express and any implied warranties for the associated TI component or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyer acknowledges and agrees that it is solely responsible for compliance with all legal, regulatory and safety-related requirements concerning its products, and any use of TI components in its applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Buyer represents and agrees that it has all the necessary expertise to create and implement safeguards which anticipate dangerous consequences of failures, monitor failures and their consequences, lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate remedial actions. Buyer will fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of any TI components in safety-critical applications.

In some cases, TI components may be promoted specifically to facilitate safety-related applications. With such components, TI's goal is to help enable customers to design and create their own end-product solutions that meet applicable functional safety standards and requirements. Nonetheless, such components are subject to these terms.

No TI components are authorized for use in FDA Class III (or similar life-critical medical equipment) unless authorized officers of the parties have executed a special agreement specifically governing such use.

Only those TI components which TI has specifically designated as military grade or "enhanced plastic" are designed and intended for use in military/aerospace applications or environments. Buyer acknowledges and agrees that any military or aerospace use of TI components which have *not* been so designated is solely at the Buyer's risk, and that Buyer is solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI has specifically designated certain components as meeting ISO/TS16949 requirements, mainly for automotive use. In any case of use of non-designated products, TI will not be responsible for any failure to meet ISO/TS16949.

Products		Applications	
Audio	www.ti.com/audio	Automotive and Transportation	www.ti.com/automotive
Amplifiers	amplifier.ti.com	Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Data Converters	dataconverter.ti.com	Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
DL P® Products	www.dlp.com	Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
DSP	dsp.ti.com	Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks	Industrial	www.ti.com/industrial
Interface	interface.ti.com	Medical	www.ti.com/medical
Logic	logic.ti.com	Security	www.ti.com/security
Power Mgmt	power.ti.com	Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Video and Imaging	www.ti.com/video
RFID	www.ti-rfid.com		
OMAP Applications Processors	www.ti.com/omap	TI E2E Community	e2e.ti.com
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity		

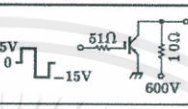
Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2013, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

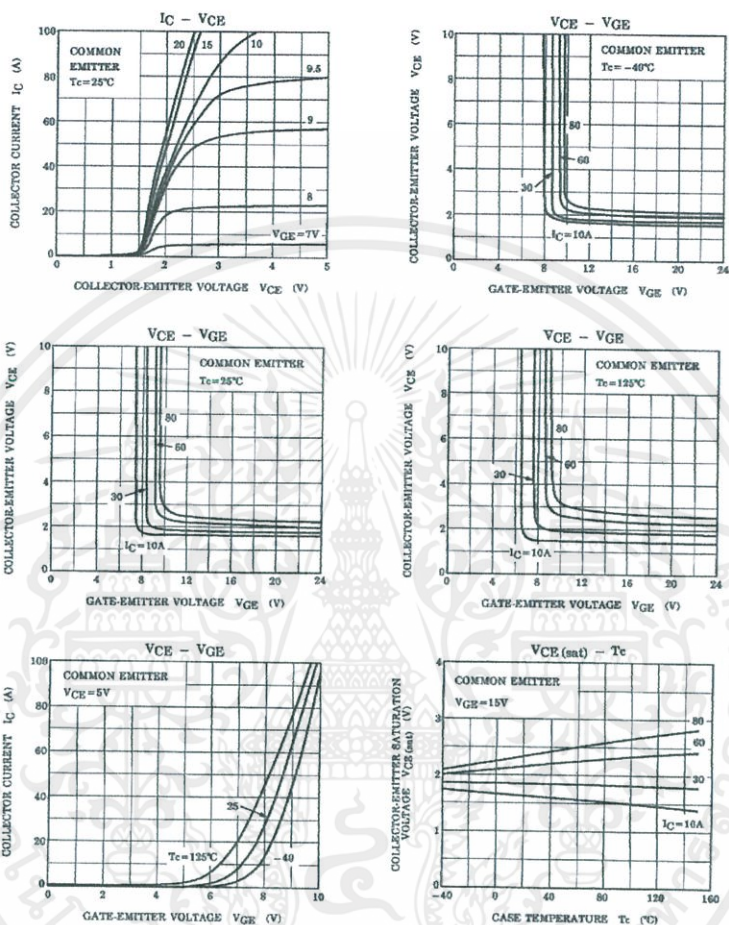


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA**GT60M303****ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)**

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT
Gate Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 25V, V_{CE} = 0$	—	—	± 500	nA
Collector Cut-off Current	I_{CES}	$V_{CE} = 900V, V_{GE} = 0$	—	—	1.0	mA
Gate-Emitter Cut-off Voltage	$V_{GE(DF)}$	$I_C = 60mA, V_{CE} = 5V$	3.0	—	6.0	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)(1)}$	$I_C = 10A, V_{GE} = 15V$	—	1.6	2.2	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)(2)}$	$I_C = 60A, V_{GE} = 15V$	—	2.1	2.7	V
Input Capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0, f = 1MHz$	—	3800	—	pF
Switching Time	Rise Time		—	0.35	0.60	μs
	Turn-On Time		—	0.46	0.75	
	Fall Time		—	0.25	0.40	
	Turn-Off Time		—	0.80	0.70	
Emitter-Collector Forward Voltage	V_{ECF}	$I_{EC} = 15A, V_{GE} = 0$	—	1.5	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_F = 15A, V_{GE} = 0$ $di/dt = -20A/\mu s$	—	0.7	2.5	μs
Thermal Resistance	$R_{th(j-c)}$	IGBT	—	—	0.74	°C/W
Thermal Resistance	$R_{th(j-e)}$	Diode	—	—	4.0	°C/W

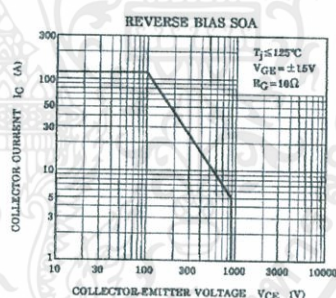
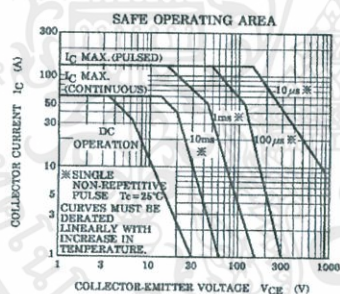
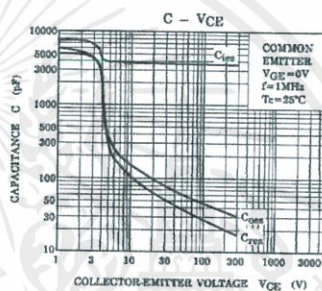
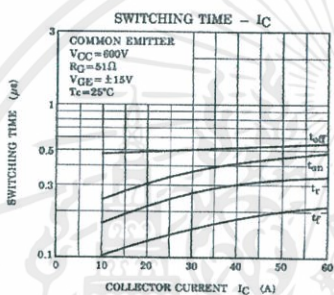
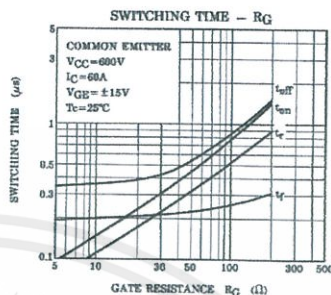
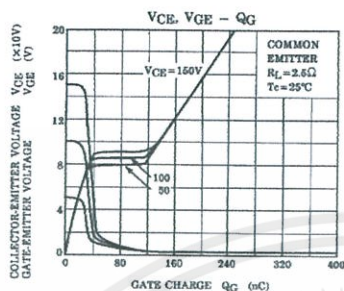
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA**GT60M303**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

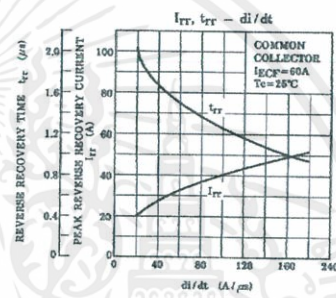
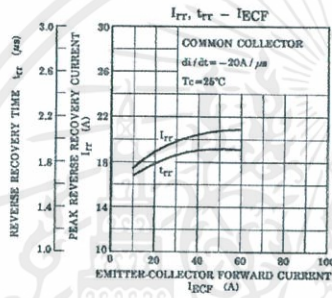
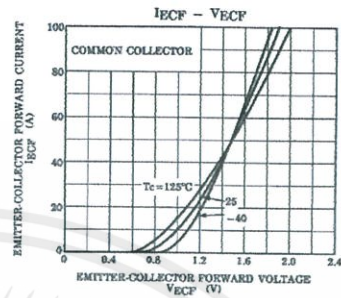
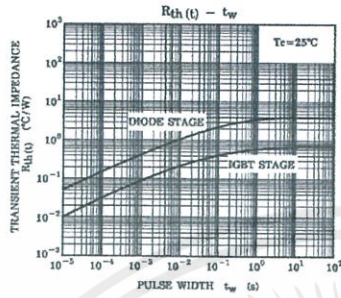
GT60M303



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

GT60M303



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

GT60M303

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

D30819EAA

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

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

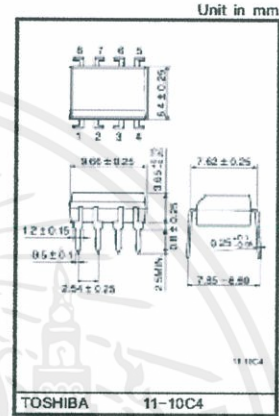
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

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

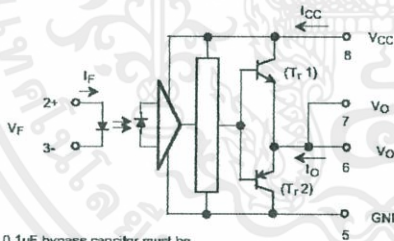
∞ Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823
 Maximum operating insulation voltage: 630VPE
 Highest permissible over voltage: 4000VPE

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

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

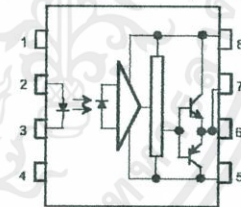


Schematic



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

Pin Configuration (top view)



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

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะฉิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

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

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

Note 2: Exponential waveform

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

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

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

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

Recommended Operating Conditions

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Cir-cuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit	
Input forward voltage	V _F	—	I _F = 10 mA, Ta = 25°C	—	1.6	1.8	V	
Temperature coefficient of forward voltage	ΔV _F / ΔTa	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C	
Input reverse current	I _R	—	V _R = 5V, Ta = 25°C	—	—	10	αA	
Input capacitance	C _T	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF	
Output current	"H" level	I _{OPH}	3	V _{CC} = 30V (*)	I _F = 10 mA V _{B-S} = 4V	-0.5	-1.5	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V _{B-S} = 2.5V	0.5	2	
Output voltage	"H" level	V _{OH}	4	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.8	—	V
	"L" level	V _{OL}	5	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V	—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA
	"L" level	I _{CCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11	
				V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—	
Threshold input current	"Output L→H"	I _{FLH}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	I _{FHL}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V	0.8	—	—	V
Supply voltage	V _{CC}	—	—	10	—	35	V	
Capacitance (input-output)	C _S	—	V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25	—	1.0	2.0	pF	
Resistance(input-output)	R _S	—	V _S = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1 × 10 ¹²	10 ¹⁴	—		

* All typical values are at Ta = 25°C (*) Duration of I_O time ≤ 50μs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	t_{pLH}	6 $I_F = 8\text{mA}$ (Note 7) $V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t_{pHL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t_r			—	—	—	
Output fall time	t_f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	C_{MH}	7	$V_{CM} = 600\text{V}$, $I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	C_{ML}	7	$V_{CM} = 600\text{V}$, $I_F = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	V / μs

* All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$

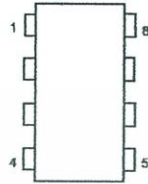
Note 7. Input signal rise time (fall time) < 0.5 ns.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

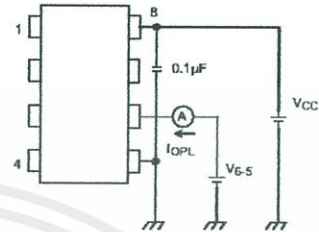
TOSHIBA

TLP250

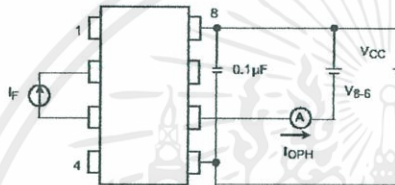
Test Circuit 1 :



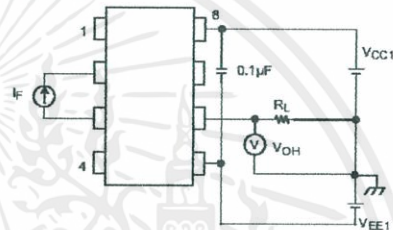
Test Circuit 2 : IOPL



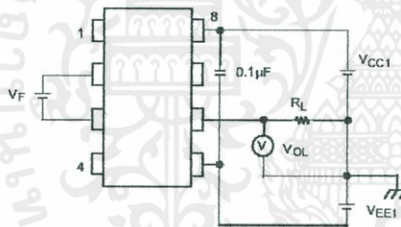
Test Circuit 3 : IOPH



Test Circuit 4 : VOH



Test Circuit 5 : VOL

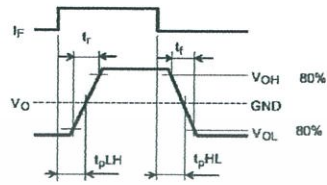
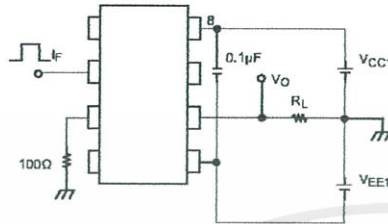


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

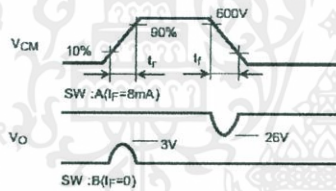
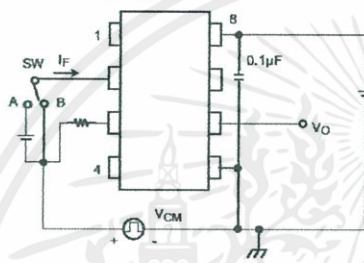
TOSHIBA

TLP250

Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



$$C_{ML} = \frac{480 (V)}{t_r (\mu s)}$$

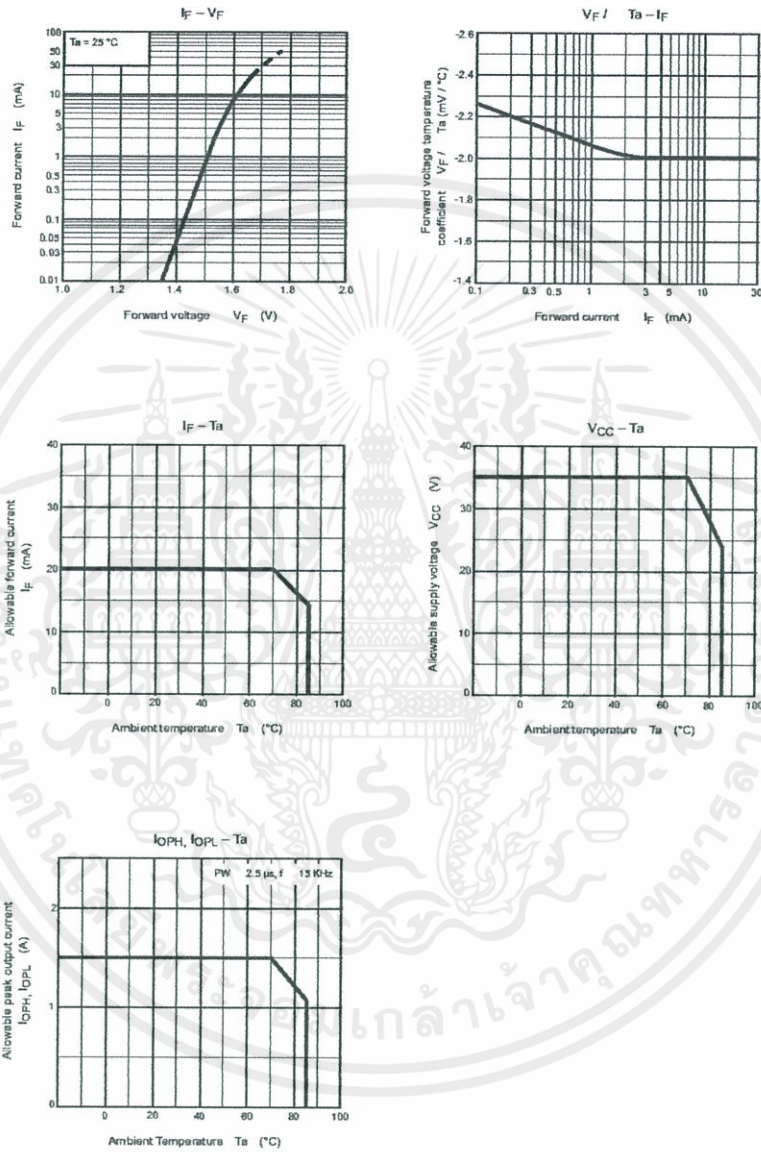
$$C_{MH} = \frac{480 (V)}{t_f (\mu s)}$$

$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

TLP250

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- ∞ The information contained herein is subject to change without notice.
- ∞ The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- ∞ TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- ∞ The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- ∞ The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- ∞ TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- ∞ GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับหนึ่งเฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง Single-Phase Bi-Directional Power Flow AC to DC Converter

ชัยภัทร สาวีสา ชาญยุทธ ทุมณี

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอย ฉลองกรุง 1 ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 02-329-8000 ต่อ 3925 E-Mail: swchaiyapath@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอแนวทางการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์เชื่อมต่อกับกริดที่ส่งพลังงานได้สองทิศทาง ทั้งส่งพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดกระแสตรงและคืนพลังงานกลับสู่กริดแบบใหม่ คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบนี้มีสถานะการทำงานของสวิตซ์ทั้งสี่ตัวรวม 4 สถานะ ทำให้เกิดแรงดัน ณ จุดเชื่อมต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์กับกริดที่มีลักษณะเป็น PWM แบบยูนิโพลาร์ นอกจากนี้การทำงานตามวิธีการสวิตซ์นี้ยังช่วยลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์โดยให้สวิตซ์บางตัวทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าอีกด้วย คอนเวอร์เตอร์มีกำลัง 1 kW ที่แรงดัน DC-link 400V เมื่อเชื่อมต่อกับระบบ 220V 50Hz วิธีการที่ใช้ในการควบคุมการจ่ายพลังงานที่เรียกว่า Hysteresis current control สร้างจากระบบดิจิทัลโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ dsPIC30F4011 ร่วมกับวงจรอนาล็อก สามารถทำให้คอนเวอร์เตอร์มีค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์เข้าใกล้ 1

คำสำคัญ: PWM แบบยูนิโพลาร์, Hysteresis current control,คอนเวอร์เตอร์

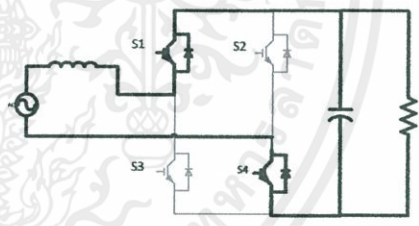
Abstract

This article proposes an alternative design and implementation of single phase bi-directional power full-bridge converter. Switching scheme of this converter consist of 4 switching states. As a resulting, unipolar PWM wave-form at the coupling point of a converter and utility can be archived. Furthermore, switching scheme proposed improves efficiency of a converter by reducing switching frequency of the specific switches. The prototype designed to transfer power of 1 kW at

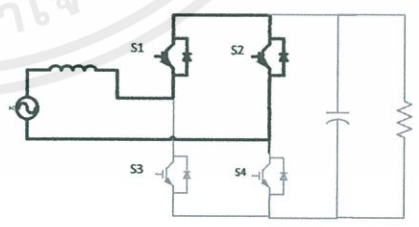
400 V DC-link and 220 V 50 Hz utility. Transferring will be controlled using hysteresis current control implemented on a dsPIC30F4011 DSC and analog circuits. Unity power factor

1. Switching scheme

คอนเวอร์เตอร์ใช้วิธีการควบคุมแบบ Hysteresis band current control สวิตซ์ในระบบมีสถานะการทำงาน 4 สถานะต่างกัน เพื่อให้เกิดรูปแบบของแรงดัน ณ จุดเชื่อมต่อคอนเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายกระแสสลับเป็นแบบยูนิโพลาร์ ดังรูป

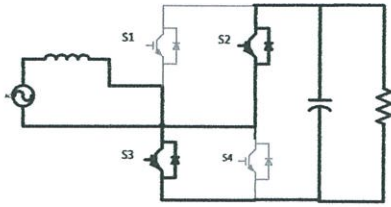


(ก)

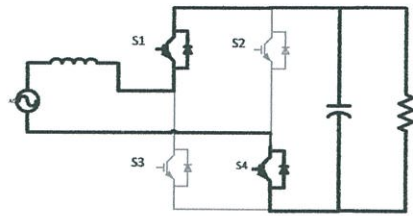


(ข)

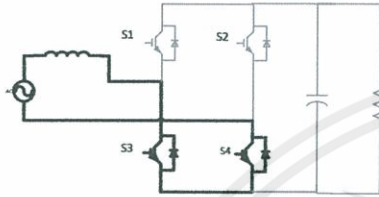
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



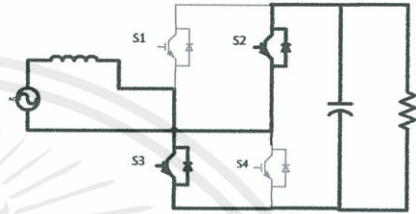
(ค)



(ก)



(ง)



(ข)

รูปที่ 1 (ก) (ข) (ค) (ง) การทำงานของสวิตช์ทั้งสี่สถานะ

การสวิตช์ส่งผลต่อกระแสด้านขาเข้าดังตารางที่ 1 โดยจะมีการเปลี่ยนสถานะเมื่อผลต่างของกระแสจริงกับกระแสอ้างอิงมีขนาดมากกว่า hysteresis band ที่กำหนดไว้ ในช่วงที่แรงดันกริดเป็นบวก สวิตช์สลับสถานะที่ 1 กับสถานะที่ 2 และช่วงที่แรงดันกริดเป็นลบ สวิตช์สลับสถานะระหว่างสถานะที่ 3 กับสถานะที่ 4 สวิตช์กึ่งที่อยู่ติดกับกริดสวิตช์ด้วยความถี่กำลัง ส่วนสวิตช์อีกกึ่งสวิตช์ตามผลต่างกระแสจริงกับกระแสอ้างอิง

ตารางที่ 1 การทำงานของสวิตช์ทั้งสี่สถานะ

สถานะ	การทำงานของสวิตช์				การเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสด้านขาเข้า
	S1	S2	S3	S4	
1	on	off	off	on	ลดลง
2	on	off	on	off	เพิ่มขึ้น
3	off	on	on	off	ลดลง
4	off	on	off	on	เพิ่มขึ้น

รูปที่ 2 (ก) (ข) การทำงานของสวิตช์แบบดั้งเดิม

3. Mathematical model

กำหนดให้

- V_s คือ rms ของแรงดันกริด
- $I_s(t)$ คือ rms ของกระแสขาเข้า ณ เวลา t ใดๆ
- $v_{dc}(t)$ คือ แรงดัน DC-link ณ เวลา t ใดๆ
- V_{dc} คือ แรงดัน DC-link เฉลี่ย
- C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ
- R_L คือ ค่าความต้านทานของโหลด

เนื่องจากการควบคุมแบบ hysteresis ทำให้กระแสด้านขาเข้าเป็นรูปคลื่นที่ใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิงที่เป็นรูปไซน์ ประมาณความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ โดยไม่คิดความสูญเสียในคอนเวอร์เตอร์ได้เป็น [2]

$$V_s I_s(t) = \frac{1}{2} C \frac{d}{dt} ([v_{dc}(t)]^2) + \frac{[v_{dc}(t)]^2}{R_L}$$

2. วิธีการสวิตช์แบบดั้งเดิม

การสวิตช์แบบดั้งเดิมมีการทำงานของสวิตช์ที่แบ่งได้เป็นสองสถานะ

ดังรูปที่ 2 ซึ่งสอดคล้องกับสถานะที่ 1 และ 3 ในตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าตัวเก็บประจุมีค่าความจุมากพอ แรงดันเฉลี่ยกับแรงดัน ณ เวลาใดๆ ของ DC-link อาจประมาณได้ว่ามีค่าเท่ากัน ดังนั้น

$$V_{s1}(t) = \frac{1}{2} CV_{dc} \frac{dv_{dc}(t)}{dt} + V_{dc} \frac{V_{dc}(t)}{R_L}$$

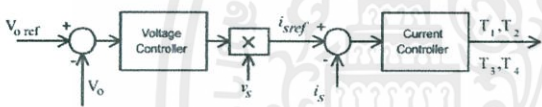
เขียนสมการที่ (2) ใน s-domain จะได้

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_s(s)} = \frac{K}{s + \frac{2}{CR_L}}$$

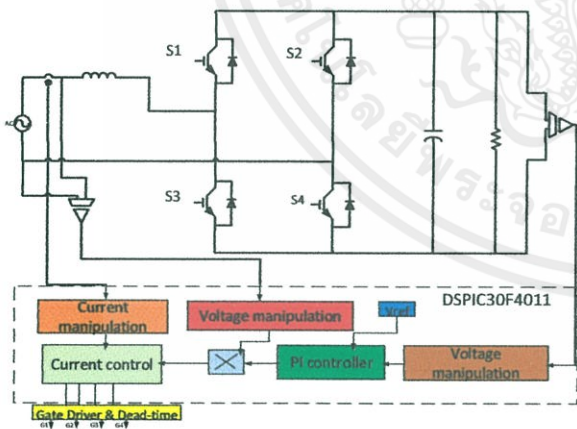
โดยที่ $K = \frac{2V_s}{CV_{dc}}$ [อ้างอิง]

สมการที่ (3) เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่จะถูกนำไปใช้ในการสร้างระบบควบคุมต่อไป

4. Controller



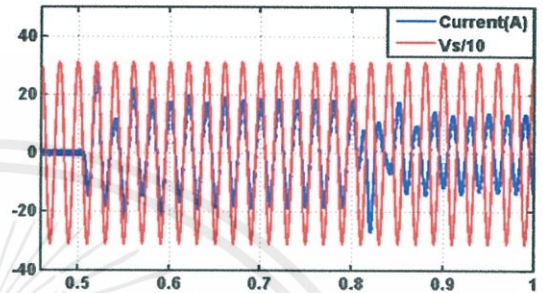
รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ซึ่งใช้ PI controller ในการรักษาแรงดัน DC-link ให้คงที่ [1]



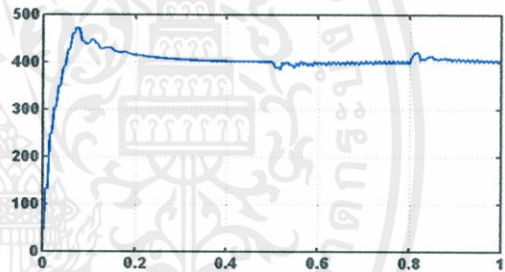
รูปที่ 4 วงจรการควบคุม

PI controller, multiplier ถูกสร้างเป็นโปรแกรมให้ทำงานบน dsPIC DSC ในส่วนของ Current Mode Control จะสร้างจากวงจร Hysteresis comparator แบบอนาล็อก

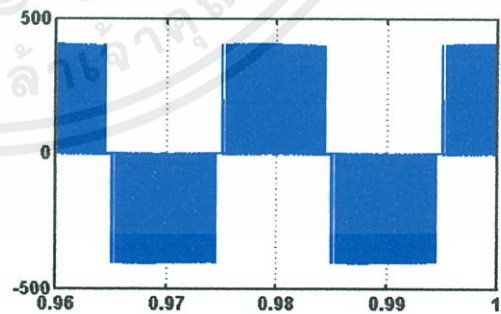
5. ผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์



รูปที่ 5 การทำงานในโหมดเรกติไฟเลอร์และอินเวอร์เตอร์



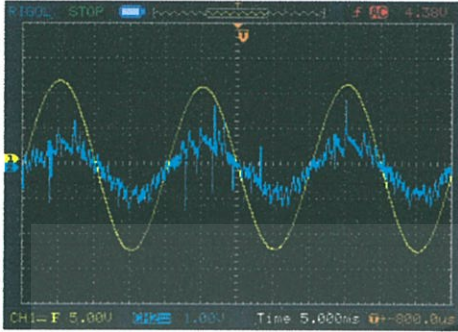
รูปที่ 6 แรงดันทางด้านกระแสตรง



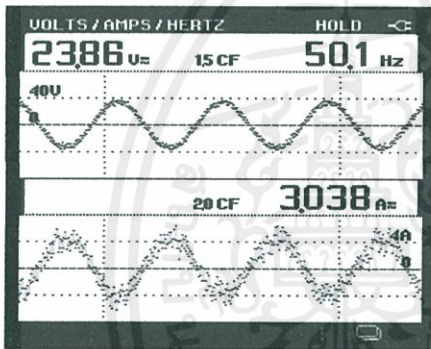
รูปที่ 7 การสวิตซ์ซิงแบบยูนิโพล่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

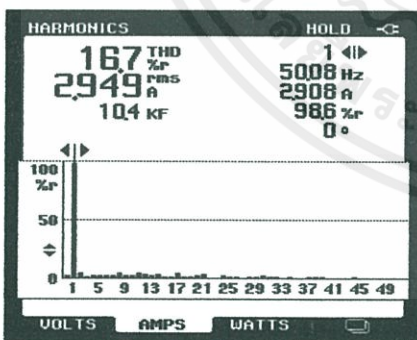
6. ผลการทดลองจากชิ้นงานจริง



รูปที่ 8 การทดสอบโนโวมดวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 9 การทดสอบโนโวมอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 10 การทดสอบโนโวมอินเวอร์เตอร์

7. อภิปรายสรุปผล

การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ได้ผลที่น่าพอใจสำหรับการทำงานทั้งสองโหมด เมื่อนำวงจรตามแนวทางการสวิตช์แบบใหม่ไปสร้างจริงพบว่า สามารถควบคุมการจ่ายพลังงานและรักษาระดับแรงดันได้ดี แต่ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสมีค่าสูงกว่าที่คาดการณ์เอาไว้มาก ด้วยการควบคุมแบบดิจิตอลซึ่งมีความยืดหยุ่น จึงได้ทำการปรับใช้วิธีการสวิตช์แบบดั้งเดิมโดยใช้อุปกรณ์ชุดเดิมพบว่าได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสลดลง

8. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อ.ชัยทัต มณีอินทร์ นายวัชรินทร์ พรหมคุณ และนายณนพพร อู่ยายโสม อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการซึ่งเป็นผู้ให้ความรู้และชี้แนะแนวทางการทำโครงการที่ถูกต้อง ทำให้โครงการบรรลุเป้าหมายที่ตั้งไว้ได้

9. เอกสารอ้างอิง

[1] กำพล ศิริจันทร์พงศ์, พงษ์พรหม พงษ์พนงธรรม และ วิจิตร กิณเรศ. “1 เฟส เอซี-ทู-ดีซี สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส”. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25. 2545

10.ประวัติผู้เขียน



นายชาญยุทธ หนูสนี่ รหัสนักศึกษา 53010354 เกิดวันที่ 3 กันยายน 2534 ที่จังหวัดสกลนคร ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายชัยภัทร สวัสดิาร รหัสนักศึกษา 53010393 เกิดวันที่ 24 ธันวาคม 2534 ที่จังหวัดร้อยเอ็ด ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับหนึ่งเฟสที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง Single-Phase Bi-Directional Power Flow AC to DC Converter

ชาญยุทธ หนูณี, ชัยภัทร สวัสดิศา, วิจิตร กิณเรศ, ชัยทัต มณีอินทร์
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอแนวทางการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์ ที่ส่งพลังงานได้สองทิศทาง ทั้งส่งพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดกระแสตรงและคืนพลังงานกลับสู่กริดแบบใหม่ คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบนี้มีสถานะการทำงานของสวิตช์ซึ่งมีจำนวน 4 สถานะ ทำให้เกิดแรงดัน ณ จุดเชื่อมต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์กับกริดที่มีลักษณะเป็น PWM แบบซิงโครไนซ์ นอกจากนี้การทำงานตามวิธีกริดซิงโครไนซ์ช่วยลดความสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ให้สวิตช์บางตัวทำงานที่ความถี่ที่ต่ำกว่า คอนเวอร์เตอร์มีพิกัดกำลัง 2 kW ที่แรงดัน DC-link 400V เมื่อเชื่อมต่อกับระบบ 220V 50Hz วิธีการที่ใช้ในการควบคุมการจ่ายพลังงานที่เรียกว่า Hysteresis current control สร้างจากระบบดิจิทัลโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ dsPIC30F4011 ร่วมกับวงจรแอนะล็อก สามารถทำให้คอนเวอร์เตอร์มีค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์เข้าใกล้ 1 และความผิดเพี้ยนกระแสหรือ THD น้อยกว่า 10%

Abstract

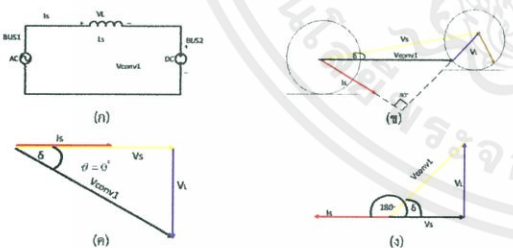
This article proposes an alternative design and implementation of single phase bi-directional power full-bridge converter. Switching scheme of this converter consist of 4 switching states. As a resulting, unipolar PWM wave-form at the coupling point of a converter and utility can be archived. Furthermore, switching scheme proposed improves efficiency of a converter by reducing switching frequency of the specific switches. The prototype designed to transfer power of 2 kW at 400 V DC-link and 220 V 50 Hz utility. Transferring will be controlled using hysteresis current control implemented on a dsPIC30F4011 DSC and analog circuits. Unity power factor and less than 10% total harmonics distortion could be expected.

1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้ สังคมมีการเจริญเติบโตทางด้านอุตสาหกรรมเป็นจำนวนมาก ทำให้ไม่ต้องการพลังงานไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น และเป็นพลังงานไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพ โครงการวิจัยจึงเป็นการสร้างสัญญาณไฟฟ้าจากกระแสสลับเป็นกระแสตรงและจากกระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ มีคุณสมบัติที่สามารถให้กำลังไฟฟ้าให้โหลดได้สองทิศทางโดยคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะทำงานได้ทั้งในโหมด inverter และ rectifier นอกจากนี้ในแต่ละโหมดการทำงาน คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวยังมีคุณสมบัติในการควบคุมค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าประมาณ 1 ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะออกแบบมาเพื่อแก้ปัญหาคุณภาพของกำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปสู่ระบบในระบบขับเคลื่อนทางไฟฟ้า และเพื่อใช้ในกรณีที่ต้องการเบรคคอนเวอร์เตอร์โดยการป้อนกลับพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากการเบรคกลับสู่กริด

2. ทฤษฎี

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้าระหว่างสองบัส ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายสองแหล่งโดยบัสที่ 1 คือ V_s และบัสที่สองคือ V_{con1}



รูปที่ 1 (ก) วงจรการส่งกำลังไปยังไฟฟาสองบัส (ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป (ค) เฟสเซอร์ไดอะแกรมโหมดเรกติไฟเออร์ (ง) เฟสเซอร์ไดอะแกรมโหมดอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 1 (ข) กำลังไฟฟ้าจริงถูกส่งถ่ายจาก V_s ไปยังคอนเวอร์เตอร์ V_{con} สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_{12} = V_s I_s \sin \theta = \frac{V_s^2}{W_L} \left(\frac{V_{con}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (1)$$

เมื่อ $V_{L1} \cos \theta - V_{con} V_s \sin \delta$

และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) ที่ไหลจากบัสหนึ่งไปยังบัส สอง มีค่าเป็น

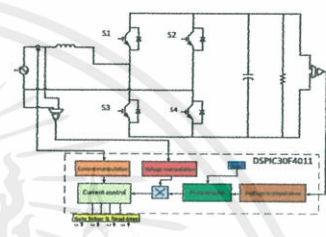
$$Q_{12} = V_s I_s \cos \theta = \frac{V_s^2}{W_L} \left(1 - \frac{V_{con}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (2)$$

เมื่อ $V_{con} \cos \delta - V_s - W_L L_s \sin \theta$

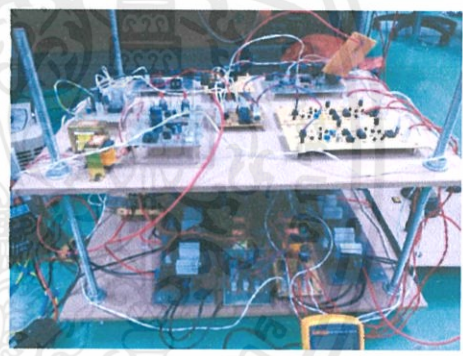
ตามหลักการดังกล่าวข้างต้นสามารถนำวิเคราะห์เพื่อออกแบบสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ได้ โดยการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์แบ่งได้สองโหมด คือ โหมดเรกติไฟเออร์กับโหมดอินเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 1 (ข) และสมการที่ 1,2 จะเห็นได้ว่าเมื่อควบคุมให้ $\theta = 0$ การทำงานจะอยู่ในโหมดเรกติไฟเออร์ แต่ถ้าควบคุมให้ $\theta = 180$ การทำงานจะอยู่ในโหมดอินเวอร์เตอร์ ทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากคอนเวอร์เตอร์เข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง

3. Controller

รูปที่ 2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ซึ่งใช้ PI controller ในการรักษาแรงดัน DC-link ให้อคงที่ PI controller, multiplier และ Current controller จะถูกสร้างเป็นโปรแกรมให้ทำงานบน dsPIC DSC ในส่วนของเซนเซอร์วัดแรงดันจะใช้โอซี Isolation amplifier เบอร์ AMC1200 และ เซนเซอร์วัดกระแสจะใช้ Hall effect current sensor เบอร์ ACS712

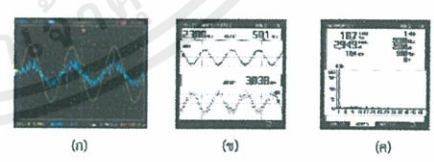


รูปที่ 2 วงจรการควบคุม



รูปที่ 3 ชิ้นงานที่เสร็จสมบูรณ์

ผลการทดสอบ



รูปที่ 4 ผลการทดสอบ (ก) สัญญาณกระแสและแรงดันโหมครเรกติไฟเออร์ (ข) สัญญาณกระแสและแรงดันโหมครอินเวอร์เตอร์ (ค) ฮาร์มอนิกส์

สรุปผลและการวิเคราะห์

ผลการทดลองได้ผลการที่น่าพอใจสำหรับการทำทั้งสองโหมด จะเห็นได้ว่าสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้ทั้งสองโหมดจริงโดยการปรับเปลี่ยนโหมดการทำงานโดยอัตโนมัติ เมื่อเริ่มทำงานสวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์จะทำงานโหมดเรกติไฟเออร์และเมื่อแรงดันทางกระแสตรงสูงกว่าทางด้านอินพุทระบบจะปรับตัวโหมครอินเวอร์เตอร์เพื่อที่คืนพลังงานเข้าสู่กริด และสามารถแก้ไขตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทมีค่าเข้าใกล้เคียงกับ 1 อีกทั้งยังปรับปรุงค่าความผิดเพี้ยนของกระแสให้สูงขึ้น สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ยังสามารถรักษาแรงดันกระแสตรงเชื่อมโยงที่เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงได้ก็ด้วย

ประวัติผู้เขียน



นายชาญยุทธ หมุนสี รหัสนักศึกษา 53010354 เกิดวันที่ 3 กันยายน 2534 ที่จังหวัดสกลนคร ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายชัยภัทร สาวิสรา รหัสนักศึกษา 53010393 เกิดวันที่ 24 ธันวาคม 2534 ที่จังหวัดร้อยเอ็ด ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้