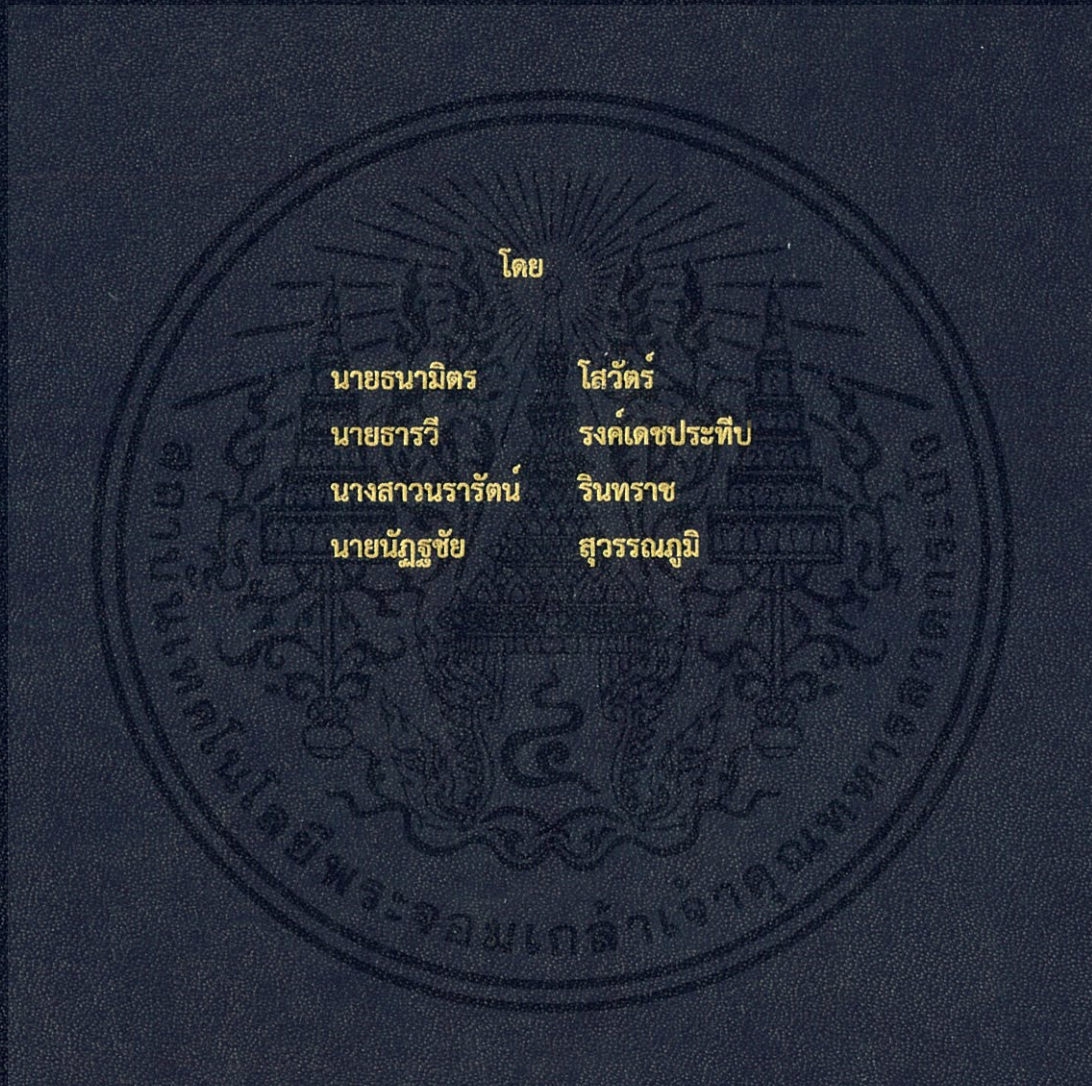


ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่
เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

A STAND ALONE HYBRID PV – WIND – BATTERY SYSTEM



โดย

นายณามิตร

โสวัตร

นายธารวี

รงค์เดชประทีป

นางสาวนรรัตน์

รินทราช

นายณัฐชัย

สุวรรณภูมิ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2561

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่
เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

A STAND ALONE HYBRID PV – WIND - BATTERY SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A STAND ALONE HYBRID PV – WIND - BATTERY SYSTEM



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

2018

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2561

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่
เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

A STAND ALONE HYBRID PV – WIND - BATTERY SYSTEM



นายธนามิตร โสวัตร์
นายธารวี รงค์เดชประทีป
นางสาวนรารัตน์ รินทราช
นายณัฐชัย สุวรรณภูมิ

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2561

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่
เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

ผู้จัดทำ

1. นายธนามิตร โสวัตร
2. นายธารวี รงค์เดชประทีป
3. นางสาวนรารัตน์ รินทรราช
4. นายณัฐชัย สุวรรณภูมิ



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่
เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

นายชนามิตร โสวัตร์
นายธารวี รงค์เดชประทีป
นางสาวนรรัตน์ รินทราช
นายณัฐชัย สุวรรณภูมิ
รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2561

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้เซลล์แสงอาทิตย์ทำงานร่วมกับพลังงานลม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเสถียรภาพในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้แก่โหลด พร้อมทั้งทำงานประจุไฟฟ้าส่วนที่เกินไว้ในแบตเตอรี่ โดยพลังงานลมสามารถผลิตไฟฟ้าจ่ายให้แก่โหลดได้ตลอดทั้งวัน ส่วนเซลล์แสงอาทิตย์สามารถผลิตไฟฟ้าจ่ายให้แก่โหลดในช่วงเวลากลางวัน ในกรณีที่พลังงานลมต่ำไม่สามารถผลิตไฟฟ้าได้หรือเวลากลางคืนไม่มีไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ ชุดแบตเตอรี่จะทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟฟ้าจนถึงพิกัดที่ออกแบบไว้ให้แก่โหลด ควบคุมสัญญาณการทำงานของสวิตช์ผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D และได้มีการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งจากการจำลองและทดลองทำให้ทราบถึงระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ และยังสามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการพัฒนาระบบเพื่อนำไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพต่อไป

A STAND ALONE HYBRID PV – WIND - BATTERY SYSTEM

Mr. Tanamit Sowat
Mr. Tharawee Rongdejprateep
Ms. Nararat Rintarach
Mr. Nattachai Suvarnabhumi
Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares Advisor
Year 2018

ABSTRACT

This thesis presents about applying a solar cell and wind turbine cooperation for increasing efficiency and stability of a power to load. A surplus electricity from solar cell and wind turbine will be charged in a battery. In case of solar cell, It can generate before a night and wind turbine can generate energy all of day. When a wind turbine can't generate electricity or not exist an electricity from a solar cell at night. A battery storage will charge energy to a limit of load. There are controlled by a switching from microcontroller C2000 TMS320F28379D which simulate in a MATLAB/Simulink. From a simulation and experiment, we can understand a cooperation of solar cell, wind turbine and battery storage. Consequently, we can develop a high stability system for using in daily life.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ส่งเสริม สนับสนุนการทำโครงการของนักศึกษาจนเสร็จสิ้น

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ได้ให้ความกรุณาในการให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการมาด้วยดีตลอด รวมทั้งชี้แนะแนวทางขอบเขตในการทำโครงการ และได้กรุณาตรวจแก้ไขปริญญานิพนธ์จนสำเร็จเรียบร้อยเป็นอย่างดี

ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณ อาจารย์ทุกท่าน ผู้ที่ให้คำชี้แนะ และให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ต่อการทำโครงการ ขอขอบคุณพี่ๆ ที่ห้อง PMC ที่คอยให้การช่วยเหลือและให้ความสะดวกในการทำโครงการ

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำ ขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และครอบครัวซึ่งให้การสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจอีกทั้งเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านการจัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงการครั้งนี้จนสำเร็จได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VIII
สารบัญตาราง	XII
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	3
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ	3
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	4
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 เซลล์แสงอาทิตย์	5
2.1.1 ผลกระทบจากระดับความเข้มแสง	7
2.1.2 ผลกระทบของอุณหภูมิ	7
2.1.3 การต่อเซลล์แสงอาทิตย์	8
2.1.4 คุณลักษณะกระแสไฟฟ้า-แรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์	8
2.1.5 เซลล์แสงอาทิตย์ในทางปฏิบัติ	9
2.1.5.1 ผลกระทบเมื่อความต้านทานเปลี่ยนแปลง	9
2.1.5.2 ผลกระทบเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง	10
2.1.5.3 ผลกระทบเมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง	10
2.2 พลังงานลม	11
2.2.1 หลักการทำงานของกังหันลม	11
2.2.2 ส่วนประกอบของกังหันลม	13
2.3 พื้นฐานของระบบควบคุม	13
2.3.1 ประเภทของการควบคุม	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.1.1 การควบคุมแบบวงเปิด	14
2.3.1.2 ระบบควบคุมแบบวงปิด	14
2.3.2 ประเภทของตัวควบคุม	15
2.3.2.1 การควบคุมแบบสัดส่วน	15
2.3.2.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล	16
2.3.2.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์	16
2.4 วงจรทอนระดับหรือวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	17
2.4.1 หลักการทำงานของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	17
2.4.1.1 ระยะเวลาที่นำกระแสไฟฟ้า	17
2.4.1.2 ระยะเวลาที่ไม่นำกระแสไฟฟ้า	18
2.4.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	20
2.4.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้านำออก	20
2.4.4 การหาค่าตัวเก็บประจุ	20
2.5 วงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	21
2.5.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	21
2.5.1.1 ระยะเวลาที่นำกระแสไฟฟ้า	21
2.5.1.2 ระยะเวลาที่ไม่นำกระแสไฟฟ้า	22
2.5.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	23
2.5.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้านำออก	24
2.6 อินเวอร์เตอร์	25
2.6.1 การสวิตซ์แรงดันไฟฟ้าแบบไปโพลาร์	26
2.6.2 การสวิตซ์แรงดันแบบยูนิโพลาร์	28
2.7 เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตซ์	30
2.8 วงจรขับเคลื่อน	31
2.9 ไอจีบีที	32
2.10 แบริสเตอร์ชนิดตะกั่ว-กรด	34
2.10.1 องค์ประกอบของแบริสเตอร์ตะกั่ว-กรด	34
2.10.2 หลักการทำงานของแบริสเตอร์	35

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.10.3 การอัดแรงดันไฟฟ้า	35
2.10.4 การจ่ายแรงดันไฟฟ้า	35
2.10.5 ความจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	36
2.10.6 ความถ่วงจำเพาะ	36
2.10.7 ประสิทธิภาพของแบตเตอรี่	37
2.11 วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น	38
2.11.1 แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นแบบคงที่ด้านบวก	38
2.11.2 แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นแบบคงที่ด้านลบ	39
2.12 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D	39
บทที่ 3 การออกแบบและประกอบสร้าง	
3.1 บทนำ	41
3.2 การจำลองคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์	41
3.3 การจำลองการทำงานของกึ่งตัวนำ	43
3.4 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	44
3.5 การควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์	45
3.5.1 ส่วนของวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์	45
3.6 การออกแบบและสร้างวงจรประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	46
3.7 การออกแบบและสร้างวงจรขับเคลื่อน	47
3.8 การออกแบบและสร้างวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง	48
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 บทนำ	50
4.2 การทดสอบการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์	51
4.3 การทดสอบการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์	53
4.4 การทดสอบการทำงานของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์	60
4.5 การทดลองการประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	63
4.5.1 การทดลองประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	63
4.5.2 การทดลองคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	68
4.6 การทดลองให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้แก่ระบบ	70

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 การทดสอบระบบผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	72
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	
5.1 บทสรุป	74
5.2 ข้อเสนอแนะ	74
เอกสารอ้างอิง	75
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก บทความทางวิชาการ	77
ภาคผนวก ข โปสเตอร์นำเสนอ	81
ภาคผนวก ค เครื่องมือที่ใช้ในปริญญานิพนธ์	83
ภาคผนวก ง ข้อมูลของอุปกรณ์	87
ประวัติผู้เขียน	155



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 แผนภาพระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่เพื่อจ่ายโหลดอิสระ	2
2.1 การตอบสนองที่มีต่อแสงของสารที่ใช้ทำเซลล์แสงอาทิตย์	5
2.2 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์	7
2.3 กราฟคุณลักษณะกระแสไฟฟ้า-แรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์	8
2.4 ผลกระทบเมื่อความต้านทานอนุกรมและขนานมีค่าเปลี่ยนแปลง	9
2.5 ผลกระทบเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง	10
2.6 ผลกระทบเมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง	10
2.7 แสดงลักษณะของความเร็วมอเตอร์ใต้ชั้นบรรยากาศ	11
2.8 กำลังไฟฟ้าและช่วงการทำงานของกังหันลมแบบต่าง ๆ	12
2.9 โครงสร้างโดยทั่วไปของระบบควบคุมการทำงาน	12
2.10 องค์ประกอบของการควบคุมแบบวงเปิด	14
2.11 องค์ประกอบหลักของการควบคุมแบบวงปิด	14
2.12 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน	15
2.13 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล	16
2.14 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์	16
2.15 วงจรสมมูลบิกคอนเวอร์เตอร์	17
2.16 วงจรสมมูลบิกคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า	18
2.17 วงจรสมมูลบิกคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า	19
2.18 วงจรสมมูลบูสต์คอนเวอร์เตอร์	21
2.19 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า	21
2.20 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า	22
2.21 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์	25
2.22 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟูลบริดจ์	25
2.23 การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์	27
2.24 รูปสัญญาณสเปกตรัมฮาร์โมนิกของอินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์	27
2.25 การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์	29
2.26 รูปสัญญาณสเปกตรัมฮาร์โมนิกของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์	29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตช์	30
2.28 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตช์	31
2.29 วงจรภายในและตัวอุปกรณ์ไอซีขับนำเกตเบอร์ TLP250	32
2.30 การต่อใช้งานตัวอุปกรณ์ไอซีขับนำเกตเบอร์ TLP250	32
2.31 สัญลักษณ์และวงจรของไอจีบีที	33
2.32 กราฟคุณลักษณะของไอจีบีที	33
2.33 วงจรควบคุมการทำงานของไอจีบีที	33
2.34 องค์ประกอบของแบตเตอรี่	34
2.35 การจ่ายแรงดันไฟฟ้า	36
2.36 ไอซีรีกิสเตอร์ระดับแรงดันไฟบวกคงที่แบบ 3 ขา เบอร์ 78xx	38
2.37 ไอซีรีกิสเตอร์ระดับแรงดันไฟลบคงที่แบบ 3 ขา เบอร์ 79xx	39
2.38 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D	40
2.39 โปรแกรมที่ใช้ในการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์	40
3.1 บล็อกไดอะแกรมจำลองคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink	41
3.2 คุณลักษณะของแรงดันและกระแสของผลการจำลองการทำงานของแผงโซลาร์เซลล์	42
3.3 คุณลักษณะของแรงดันและกำลังของผลการจำลองการทำงานของแผงโซลาร์เซลล์	42
3.4 บล็อกไดอะแกรมจำลองคุณลักษณะของกังหันลมโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink	43
3.5 คุณลักษณะของความเร็วรอบกับกำลังกลเอาต์พุตของจำลองการทำงานของกังหันลม	43
3.6 วงจรกำลังของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	44
3.7 ชุดวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	44
3.8 ชุดโมดูลอินเวอร์เตอร์ PM25RSB120	45
3.9 การสร้างสัญญาณ PWM แบบยูนิโพลาร์	46
3.10 วงจรกำลังสำหรับประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	46
3.11 ชุดวงจรการประจุไฟฟ้าและการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	46
3.12 วงจรขับเกต	47
3.13 ชุดวงจรขับเกต	47
3.14 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +15 Vdc และ -15 Vdc	48

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.15 ชุดวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +15 Vdc และ -15 Vdc	48
3.16 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +18 Vdc และ -18 Vdc	49
3.17 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +18 Vdc และ -18 Vdc	49
4.1 ชุดทดสอบระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม แบตเตอรี่ และอินเวอร์เตอร์	50
4.2 คุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของการทดสอบเซลล์แสงอาทิตย์	52
4.3 คุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าของผลการทดสอบเซลล์แสงอาทิตย์	52
4.4 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์	53
4.5 การทดสอบชุดอินเวอร์เตอร์	53
4.6 สัญญาณ PWM แบบยูนิโพลาร์	54
4.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 81.8 \text{ V}$	54
4.8 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 81.4 \text{ V}$	54
4.9 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 121 \text{ V}$	55
4.10 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 119.7 \text{ V}$	55
4.11 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 164 \text{ V}$	56
4.12 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 164 \text{ V}$	56
4.13 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 200 \text{ V}$	57
4.14 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 201 \text{ V}$	57
4.15 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 214 \text{ V}$	58
4.16 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 215.6 \text{ V}$	58
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงด้านเข้าและประสิทธิภาพ	59
4.18 วงจรกำลังของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์	60
4.19 รูปคลื่นสัญญาณขับสวิตช์ที่ดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์	60
4.20 แรงดันไฟฟ้าด้านออกของชุดวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่ 100 โวลต์	61
4.21 กำลังอินพุต, กำลังเอาต์พุต และดิวตี้ไซเคิล	62
4.22 ประสิทธิภาพของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์	62
4.23 วงจร Bidirectional Converter ทำงานในลักษณะ Buck Mode	63
4.24 การทดลองการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจากการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	64
4.26 สัญญาณขั้วสวิตช์ S1 “ON” และ S2 “OFF” ทำงานในลักษณะ Buck Mode ขณะ Constant Current Charging	65
4.27 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Current Charging	65
4.28 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Current Charging	65
4.29 สัญญาณขั้วสวิตช์ S1 “ON” และ S2 “OFF” ทำงานในลักษณะ Buck Mode ขณะเริ่ม Constant Voltage Charging	66
4.30 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะเริ่ม Constant Voltage Charging	66
4.31 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะเริ่ม Constant Voltage Charging	66
4.32 สัญญาณขั้วสวิตช์ S1 “ON” และ S2 “OFF” ทำงานในลักษณะ Buck Mode ขณะ Constant Voltage Charging	67
4.33 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Voltage Charging	67
4.34 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Voltage Charging	67
4.35 วงจร Bidirectional Converter ทำงานในลักษณะ Boost Mode	68
4.36 สัญญาณขั้วสวิตช์ S2 “ON” และ S1 “OFF” ทำงานในลักษณะ Boost Mode	69
4.37 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าในช่วงการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	69
4.38 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 212.9$ V	69
4.39 การทดลองเมื่อให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้แก่ระบบ	70
4.40 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 233$ V	71
4.41 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 232.8$ V	71
4.42 การทดลองระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และแบตเตอรี่	72
4.43 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 220$ V	72
4.44 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 220.4$ V	73

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แผนการดำเนินโครงการ	4
2.1 เงื่อนไขการสวิตชิงแรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ แบบยูนิโพลาร์	28
3.1 ข้อมูลจำเพาะของเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้จำลอง	42
4.1 ข้อมูลจำเพาะของเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้ทดสอบ	51
4.2 ผลการทดสอบแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ระดับความเข้มแสงแตกต่างกัน	51
4.3 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ค่ากำลังไฟฟ้าต่าง ๆ	59
4.4 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์	61
4.5 ผลการทดลองประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่	64



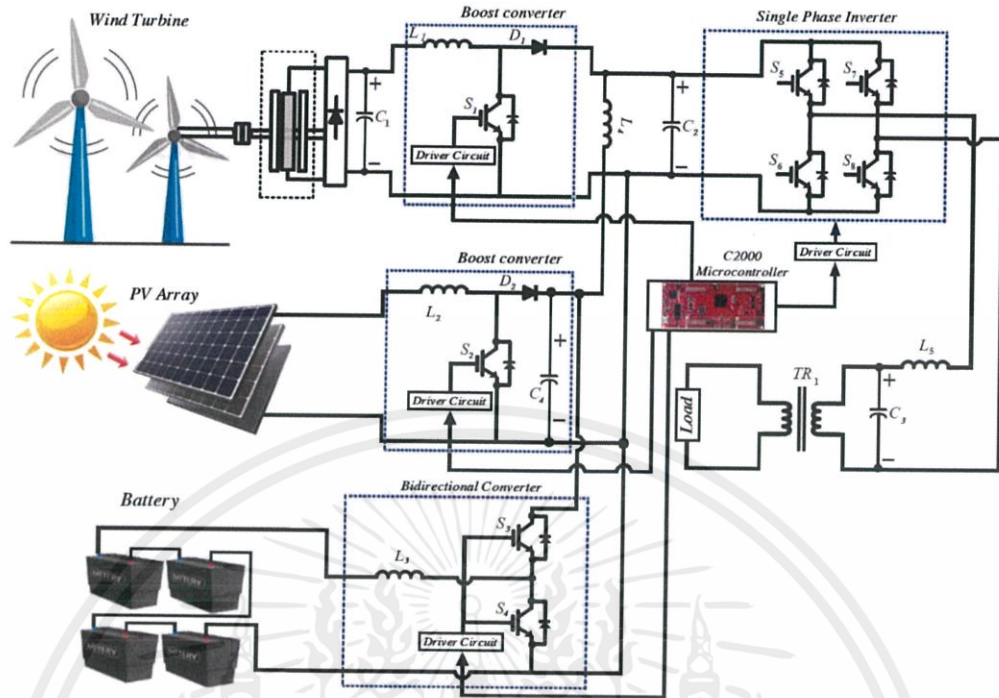
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันความต้องการในการใช้พลังงานมีเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากมนุษย์เราต้องใช้พลังงานในที่อยู่อาศัยและเป็นเชื้อเพลิงในการขนส่ง พลังงานส่วนใหญ่ที่ใช้ในปัจจุบันมาจากพลังงานเชื้อเพลิงฟอสซิลคือ ถ่านหิน น้ำมัน และก๊าซธรรมชาติ ซึ่งเชื้อเพลิงฟอสซิลใช้แล้วหมดไปและเป็นตัวทำลายสิ่งแวดล้อมจากก๊าซมีเทนและก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ที่ปล่อยออกมาระหว่างการเผาไหม้ ทำให้เกิดปรากฏการณ์เรือนกระจก ส่งผลกระทบต่อชั้นบรรยากาศที่ห่อหุ้มโลกเป็นอย่างมาก ในปัจจุบันจึงมีการนำพลังงานทดแทนเข้ามาใช้ในการผลิตไฟฟ้า เนื่องจากเป็นพลังงานจากแหล่งกำเนิดที่สามารถนำมาใช้โดยไม่มีวันหมด และมีอยู่หลากหลายรูปแบบ เช่น เซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม เป็นต้น

ซึ่งปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของพลังงานทดแทนเหล่านี้ในการนำมาใช้ในการผลิตไฟฟ้า โดยการนำเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงมาผลิตไฟฟ้าร่วมกันเป็นหนึ่งแหล่งกำเนิดพลังงาน (Hybrid system) และได้ทำการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยผ่านชุดอินเวอร์เตอร์ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) เพื่อตัดความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่กำหนดทิ้งไป และเข้าสู่หม้อแปลงชนิดแปลงแรงดันไฟฟ้าขึ้น (Step Up Transformer) เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าก่อนจ่ายให้แก่โหลด แต่เนื่องจากพลังงานเหล่านี้ไม่สามารถผลิตไฟฟ้าได้ตลอดเวลา จึงมีการนำแบตเตอรี่สำหรับเก็บสะสมพลังงาน ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ในกลุ่ม Deep Cycle Battery ที่บำรุงรักษาง่าย อายุการใช้งานยาวนาน สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าคงที่ได้เป็นระยะเวลานาน และสามารถประจุไฟฟ้าได้ง่ายด้วยกระแสไฟต่ำ ๆ นำมาทำงานประจุไฟฟ้าส่วนที่เกินไว้ใช้ในเวลาที่พลังงานทดแทนทั้งสองผลิตกระแสไฟฟ้าได้ไม่เพียงพอต่อการใช้งาน ซึ่งในปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบและจำลองการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink และยังใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์มาทำการทดลองแทนในส่วนของพลังงานลม ในส่วนของระบบควบคุมในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงนั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ อีกทั้งยังทำการปรับปรุงแรงดันไฟฟ้าขาออกให้สูงขึ้น เพื่อที่จะสามารถนำไปใช้กับโหลดที่หลากหลายได้ในอนาคต



รูปที่ 1.1 แผนภาพระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

ในปัจจุบันอุปกรณ์ที่ใช้ภายในบ้านพักอาศัยและในสำนักงานจะมีคุณสมบัติแตกต่างจากในอดีต กล่าวคือ มีการใช้ระบบการควบคุมอิเล็กทรอนิกส์มากขึ้น ซึ่งคุณลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ดังกล่าวจะไวต่อการเปลี่ยนแปลงต่อกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า คือมีขนาดและรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากสภาพการจ่ายไฟฟ้าปกติ อาจจะทำให้อุปกรณ์มีการทำงานผิดพลาดหรือเกิดการชำรุดเสียหายขึ้นได้ ซึ่งเป็นปัญหาเรื่องคุณภาพไฟฟ้าที่ต้องมีการป้องกันและแก้ไข การจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์เหล่านี้ควรคำนึงถึงระดับความเพี้ยนฮาร์มอนิก หรือ %THD (Total Harmonic Distortion) และการออกแบบการสร้างวงจรต้องมีความสอดคล้องกับมาตรฐานสากล โดยใช้ข้อกำหนดของมาตรฐานสากล IEC และ IEEE โดยเทียบจากอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสองของส่วนประกอบฮาร์มอนิกกับค่าของส่วนประกอบความถี่หลักมูลเทียบเป็นร้อยละ ซึ่งจะแยกออกเป็นค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม และค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกรวม

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้มาตรฐาน IEEE 519 โดยค่าของ Total Harmonic Distortion ในระบบแรงดันที่ต่ำกว่า 69 kV จะต้องมีค่าไม่เกิน 5% ส่วนค่าของกระแสไฟฟ้านั้นจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสลัดวงจรในระบบ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อออกแบบและจำลองระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
2. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
3. เพื่อศึกษาการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
4. เพื่อศึกษาการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์
5. เพื่อสร้างชุดประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าในแบตเตอรี่

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

1. ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
2. ออกแบบและสร้างแบบจำลองของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
3. สร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ที่มีการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D
4. เขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

1. ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D เซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ จากบทความวิชาการ และวารสารวิชาการ
2. ออกแบบและจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง วงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรการประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าในแบตเตอรี่โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
3. ออกแบบโปรแกรมสำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรการประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าในแบตเตอรี่โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D
4. สร้างและทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงร่วมกับเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม แบตเตอรี่ และอินเวอร์เตอร์ พร้อมทำการปรับปรุงแก้ไข
5. สรุปการทำโครงการและจัดทำปริญญานิพนธ์

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินโครงการ

การดำเนินงาน	พ.ศ. 2561					พ.ศ. 2562				
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ค.
1. ศึกษาบทความ วิชาการ และวารสาร วิชาการที่เกี่ยวข้อง										
2. ออกแบบและจำลอง การทำงานด้วย โปรแกรม MATLAB/Simulink										
3. ออกแบบโปรแกรม ควบคุมการด้วยไมโคร- คอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D										
4. สร้างและทดสอบ พร้อมทำการปรับปรุง แก้ไข										
5. สรุปการทำโครงการ และจัดทำปริญญานิพนธ์										

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. ทำให้ทราบถึงประโยชน์ของเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม พร้อมทั้งสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในเรื่องพลังงานทดแทนในอนาคตได้อย่างมีประสิทธิภาพ
2. ทำให้เข้าใจหลักการการทำงานและการสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เข้าใจหลักการการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง เข้าใจการควบคุมการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมสัญญาณการทำงานของสวิตช์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D
3. สามารถเข้าใจหลักการประจุไฟฟ้าและการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

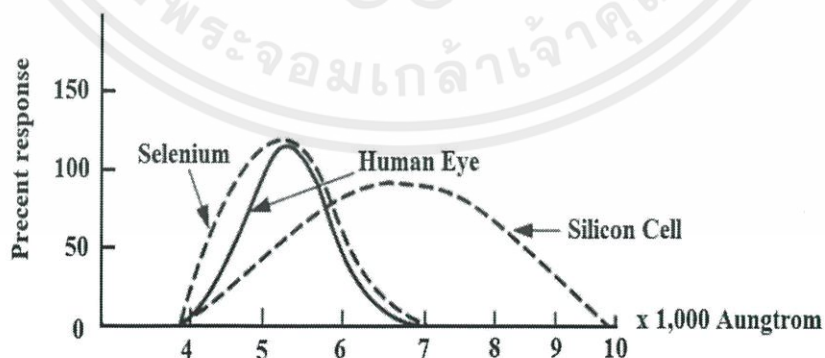
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์

โฟโตโวลตาอิก (Photovoltaic; PV) หรือที่เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar cells) เป็นอุปกรณ์ทรานสดิวเซอร์ทางแสง (Photoelectric Transducers) ที่ทำการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานไฟฟ้าโดยใช้วัสดุไวแสง ซึ่งวัสดุไวแสงนี้จะมีคุณสมบัติในการรับแสงที่มีความยาวคลื่นที่สั้นกว่าความยาวคลื่นเริ่มต้น (Threshold Wavelength) หรือความถี่จุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Frequency) ของวัสดุไวแสงนั้น วัสดุจะปล่อยอิเล็กตรอนออกมาเมื่อได้รับแสงสว่างอย่างเพียงพอ ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า Photoelectric Effect ซึ่งค้นพบโดย Meinrich Hertz ในปี ค.ศ. 1887 ดังนั้นจึงจัดได้ว่าเซลล์แสงอาทิตย์เป็นทรานสดิวเซอร์แบบไวงาน (Active Transducer)

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของเซลล์แสงอาทิตย์จะประกอบไปด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดพี-เอ็นที่ประกอบกันเป็นรอยต่อ สารที่นิยมใช้ทำเซลล์แสงอาทิตย์โดยทั่วไปจะเป็นสารซิลิคอน (Silicon : Si) หรือสารซีลีเนียม (Selenium : Se) ซึ่งมีช่องสำหรับให้แสงทะลุผ่านได้ (Transparent Adhesive) และอุปกรณ์ป้องกันการสะท้อนของแสงจะอยู่ด้านบน ในขณะที่ด้านล่างจะมีจุดต่อที่มีสีดำ (Back Contact) เพื่อใช้งาน เซลล์แสงอาทิตย์จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อมีแสงมาตกกระทบบนตัวของเซลล์แสงอาทิตย์จะทำให้เกิดพลังงานแสง (Photo Energy) อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของวัสดุไวแสง จะทำให้อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนใหญ่ในชั้นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและโฮลในชั้นสารกึ่งตัวนำชนิดพีเคลื่อนที่ออกจากบริเวณรอยต่อทำให้พาหะส่วนน้อยที่บริเวณรอยต่อเกิดเป็นศักย์แรงดันไฟฟ้าขึ้นที่ขั้วต่อทั้งสองของเซลล์แสงอาทิตย์ จึงทำให้เกิดเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 2.1 การตอบสนองที่มีต่อแสงของสารที่ใช้ทำเซลล์แสงอาทิตย์

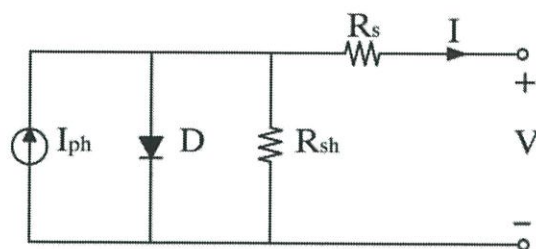
สำหรับผลการตอบสนองต่อแสงที่มากกระทบสารกึ่งตัวนำที่ใช้ทำเซลล์แสงอาทิตย์ ถ้าเป็นสารซิลิคอนจะอยู่ในช่วง 3,500 ถึงประมาณ 10,000 อังสตรอม และถ้าเป็นสารซิลิเนียมจะอยู่ในช่วง 2,500 ถึงประมาณ 7,500 อังสตรอม ซึ่งเป็นช่วงความยาวคลื่นที่สายตามนุษย์มองเห็น ดังรูปที่ 2.1 โดยปกติเซลล์แสงอาทิตย์หนึ่งเซลล์สามารถผลิตแรงดันไฟฟ้าได้ประมาณ 0.25 – 0.6 โวลต์ และกระแสไฟฟ้าสามารถไหลได้ถึง 50 มิลลิแอมป์ ขึ้นอยู่กับความเข้มของแสง ถ้าหากต้องการให้เซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าได้สูงมากขึ้น จะต้องนำเซลล์แสงอาทิตย์มาต่อขนานเพื่อเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าและนำเซลล์แสงอาทิตย์มาต่ออนุกรมเพื่อเพิ่มค่าแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้น

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์เกิดจากพลังงานแสงไปทำให้เซลล์แสงอาทิตย์สร้างประจุพาหะอิสระให้ไหลผ่านโหลดที่ต่ออยู่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มแสงที่ตกกระทบบนรอยต่อ P-N Junction ซึ่งจะเขียนแทนด้วยไดโอดและแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า ดังนั้นจึงเขียนสมการคุณลักษณะทางกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์อยู่ในรูปของฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียล (exponential equation) ดังสมการที่ 2.1

$$I = I_{sc} - I_o \left[\exp\left(\frac{qV}{AKT}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

เมื่อกำหนดให้

- I_{ph} คือ กระแสไฟฟ้าที่เกิดจากพลังงานแสง มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)
- I_s คือ กระแสไบอัสอิ่มตัวย้อนกลับของไดโอด มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)
- q คือ ประจุอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} C
- N คือ Ideal factor
- K คือ ค่าคงที่ของ Boltzman มีค่าเท่ากับ $1.3806504 \times 10^{-23}$ J/Kevin
- T คือ อุณหภูมิที่รอยต่อขณะทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ มีหน่วยเป็น Kevin
- V คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด มีหน่วยเป็นโวลต์ (V)
- R_s คือ ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์ มีหน่วยเป็นโอห์ม (Ω)
- R_{sh} คือ ค่าความต้านทานขนานของเซลล์ มีหน่วยเป็นโอห์ม (Ω)



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์

พิจารณาจากรูปที่ 2.2 จากวงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ จะเห็นได้ว่าตัวแปรที่มีผลต่อกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์มีจำนวน 5 ตัวแปร ประกอบด้วย I_s , N เป็นผลของไดโอด I_{ph} เป็นผลของแสงที่ตกกระทบ และ R_s , R_{sh} เป็นค่าความต้านทานที่ทำให้เกิดการสูญเสียที่เซลล์แสงอาทิตย์

2.1.1 ผลกระทบจากระดับความเข้มแสง

กระแสไฟฟ้าที่สร้างขึ้นจากเซลล์แสงอาทิตย์ (I_{ph}) เป็นกระแสไฟฟ้าที่ถูกสร้างขึ้นจากการใช้ระดับความเข้มแสงในการเปลี่ยนรูปพลังงาน ซึ่งค่า I_{ph} ที่สร้างขึ้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับระดับความเข้มแสง (Radiation Intensity) และอุณหภูมิ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.2

$$I_{ph} = [I_{sc} + K_I(T - T_{ref})] \times \lambda \quad (2.2)$$

เมื่อกำหนดให้

I_{sc} คือ กระแสไฟฟ้าลัดวงจรของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ 25 °C มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)

K_I คือ สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของกระแสลัดไฟฟ้าวงจร มีหน่วยเป็น A/°C

T_{ref} คือ อุณหภูมิอ้างอิงของเซลล์แสงอาทิตย์ มีหน่วยเป็น Kelvin

λ คือ ระดับความเข้มแสง มีหน่วยเป็น kW/m²

2.1.2 ผลกระทบของอุณหภูมิ

เมื่อกำหนดให้ระดับความเข้มแสงมีค่าคงที่ จากสมการที่ 2.2 ทำให้อุณหภูมิส่งผลกระทบต่อกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ เนื่องจากกระแสไฟฟ้าลัดวงจรมีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิ อีกทั้งอุณหภูมิยังมีผลกระทบต่อกระแสไบอัสอิมิตวย้อนกลับของไดโอดที่เรียกว่า Reverse saturation current of diode (I_s) ดังสมการที่ 2.3

$$I_s(t) = I_s \left[\frac{T}{T_{ref}} \right]^3 \exp \left[\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \frac{E_g}{N \times V_t} \right] \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้

E_g คือ Band gap energy of semiconductor

V_t คือ Thermal voltage at room temperature

2.1.3 การต่อเซลล์แสงอาทิตย์

เป็นการนำเซลล์แสงอาทิตย์มาต่อแบบอนุกรมเพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าให้เหมาะสมกับพิกัดแรงดันไฟฟ้า มักเรียกว่าแผงเซลล์แสงอาทิตย์แบบโมดูล (PV Module) สำหรับการต่อแบบขนานจะเป็นการเพิ่มกระแสไฟฟ้า โดยแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์นี้จะแปรผันตามตัวแปรในสมการที่ 2.1 หากไม่คิดผลของความต้านทาน R_S และ R_{Sh} จะได้สมการของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ดังสมการที่ 2.4

$$I = n_p \times I_{ph} - n_p \times I_s \left(\exp \frac{q \times V}{N \times K \times T \times n_s} - 1 \right) \quad (2.4)$$

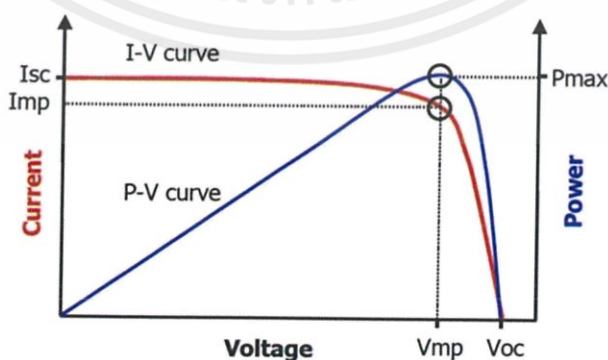
เมื่อกำหนดให้

n_p คือ จำนวนเซลล์ที่ต่อขนาน

n_s คือ จำนวนเซลล์ที่ต่ออนุกรม

2.1.4 คุณลักษณะกระแสไฟฟ้า-แรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์สามารถแสดงได้โดยใช้กราฟคุณลักษณะกระแสไฟฟ้า-แรงดันไฟฟ้า (I-V Curve) ซึ่งใช้สำหรับตรวจสอบกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ หากอุณหภูมิของเซลล์และปริมาณความเข้มแสงที่ตกกระทบแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าคงที่สามารถเขียนกราฟคุณลักษณะกระแสไฟฟ้า-แรงดันไฟฟ้า ได้ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งมีจุดที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่เรียกว่า Maximum Power Point (MPP หรือ P_{max})



รูปที่ 2.3 กราฟคุณลักษณะกระแสไฟฟ้า-แรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

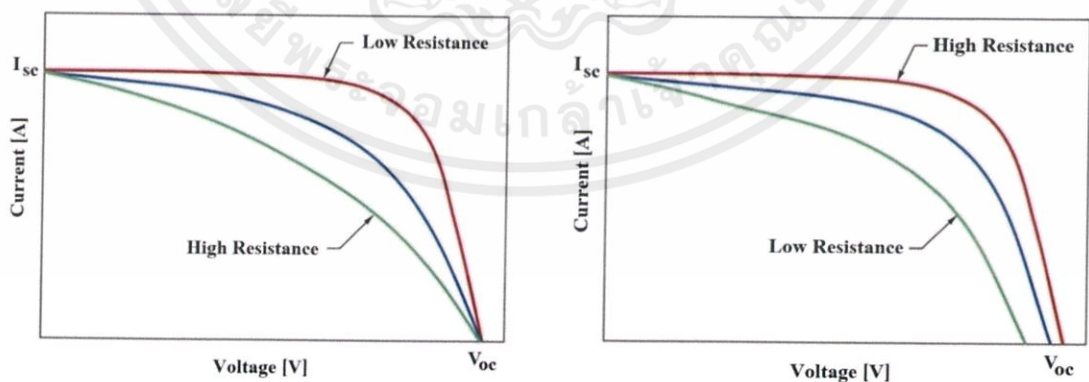
จากรูปที่ 2.3 ในการพิจารณาคูณลักษณะกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ จะมีพารามิเตอร์ที่สำคัญที่เกี่ยวข้องประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้าขณะเปิดวงจร (Open circuit voltage ; V_{OC}), กระแสไฟฟ้าขณะลัดวงจร (Short circuit current ; I_{SC}), กำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point ; P_{max}), กระแสไฟฟ้าสูงสุด (Maximum power current ; I_{mp}) และแรงดันไฟฟ้าสูงสุด (Maximum power Voltage ; V_{mp})

2.1.5 เซลล์แสงอาทิตย์ในทางปฏิบัติ

ในทางปฏิบัติการนำเซลล์แสงอาทิตย์ไปใช้งานจะต้องพิจารณาถึงปัจจัยหลักหลายประการประกอบด้วย ผลของความต้านทานที่นำมาต่อแบบอนุกรมและแบบขนาน ค่าความสูญเสียต่าง ๆ ที่อาจเกิดขึ้นจากธรรมชาติที่ไม่สามารถควบคุมได้ ผลกระทบจากความเข้มแสงจากดวงอาทิตย์ ตกกระทบ และอุณหภูมิซึ่งเป็นตัวแปรสำคัญที่ทำให้การนำเซลล์แสงอาทิตย์ไปใช้งานทั้งสิ้น โดยจะกล่าวในรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.1.5.1 ผลกระทบเมื่อความต้านทานเปลี่ยนแปลง

เมื่อพิจารณาพฤติกรรมของเซลล์แสงอาทิตย์ในทางปฏิบัติ จะพบว่ามืองค์ประกอบของความต้านทานจำนวน 2 ตัวประกอบด้วย R_s และ R_{sh} ที่ต่ออนุกรมและขนานกันอยู่ภายในเซลล์แสงอาทิตย์ ดังรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงภายใต้สภาวะความเข้มแสงที่ตกกระทบเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีค่า 1 หน่วยและที่อุณหภูมิในสภาวะปกติ ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$) ปริมาณกระแสไฟฟ้าและค่าแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง แต่จะพบว่ากราฟกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า (V-I Curve) มีความชันลดลง ดังรูปที่ 2.4 ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้ามูลค่าลดลงส่งผลถึงประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานของระบบ



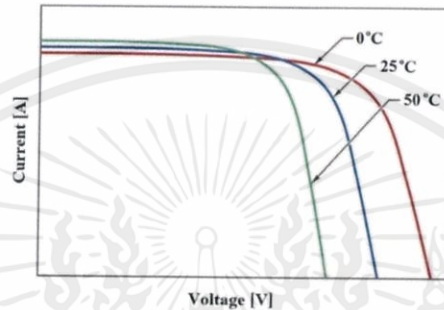
(ก) การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานอนุกรม

(ข) การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานขนาน

รูปที่ 2.4 ผลกระทบเมื่อความต้านทานอนุกรมและขนานมีค่าเปลี่ยนแปลง

2.1.5.2 ผลกระทบเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

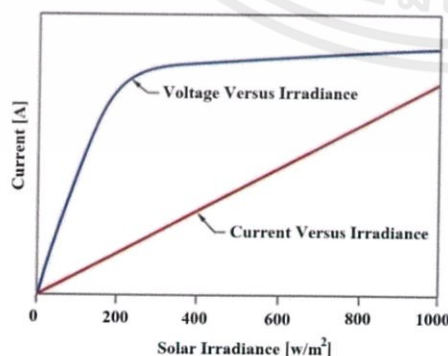
การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิในสถานะแวดล้อมที่ทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นจะมีผลต่อการกำเนิดแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ สำหรับในส่วนของกระแสไฟฟ้าจะไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ซึ่งคุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นโดยเฉลี่ยทุกๆ 1 องศาเซลเซียส จะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่กำเนิดได้ลดลงประมาณ 0.5 % และอุณหภูมิที่เซลล์แสงอาทิตย์มาตรฐานที่ใช้กำหนดประสิทธิภาพโดยทั่วไปที่อุณหภูมิปกติเท่ากับ 25 องศาเซลเซียส สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 2.5



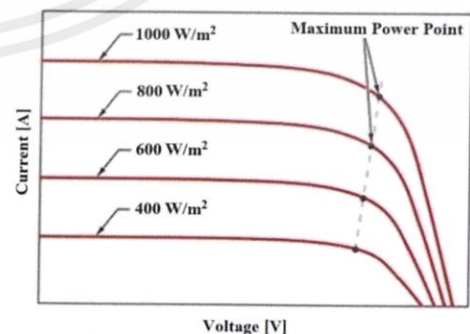
รูปที่ 2.5 ผลกระทบเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

2.1.5.3 ผลกระทบเมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง

ความเข้มของแสงจากดวงอาทิตย์ที่ตกกระทบลงบนแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าแปรผันโดยตรงกับการกำเนิดกระแสไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ นั่นคือเมื่อความเข้มของแสงจากดวงอาทิตย์มีมาก กระแสไฟฟ้าที่กำเนิดได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ก็จะมากขึ้นตามไปด้วย ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าจะแปรผันตามความเข้มของแสงมากตามไปด้วยเช่นกัน จึงกล่าวได้ว่าค่าความเข้มแสงมีความสัมพันธ์อย่างมากกับกระแสไฟฟ้าที่กำเนิดได้ โดยค่าความเข้มของแสงที่วัดบนพื้นโลกในสภาพอากาศแจ่มใสจะมีความเข้มแสงเท่ากับ $1,000 \text{ W/m}^2$ สเปคตรัมของแสงที่ผ่านชั้นบรรยากาศหนา 1.5 เท่า (Air mass = 1.5) สามารถแสดงค่ากระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงได้ดังรูปที่ 2.6



(ก) กระแส-แรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามความเข้มแสง



(ข) กระแส-แรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์

รูปที่ 2.6 ผลกระทบเมื่อความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง

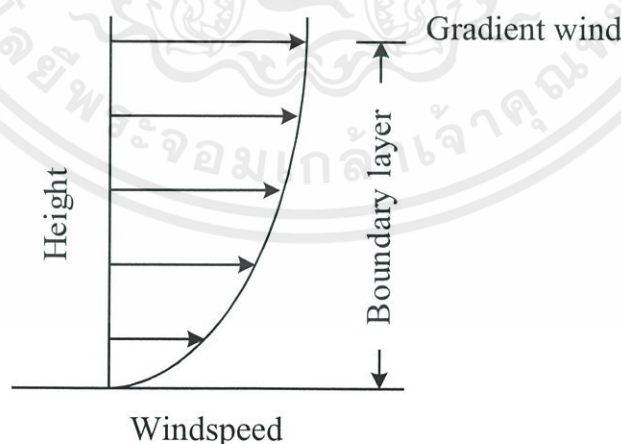
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 พลังงานลม

ลมเป็นแหล่งพลังงานสะอาดชนิดหนึ่งที่สามารถใช้ได้อย่างไม่มีวันหมด ในปัจจุบันได้มีการใช้ประโยชน์จากพลังงานลมเพื่อผลิตพลังงานไฟฟ้า ทดแทนการผลิตด้วยพลังงานจากซากดึกดำบรรพ์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในแถบประเทศยุโรปได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีกังหันลมเพื่อผลิตไฟฟ้าในเชิงพาณิชย์ ซึ่งกังหันลมขนาดใหญ่แต่ละตัวสามารถผลิตไฟฟ้าได้ 4-5 เมกะวัตต์ และนับวันจะยิ่งได้รับการพัฒนาให้มีขนาดใหญ่ขึ้นและมีประสิทธิภาพสูงขึ้น สำหรับประเทศไทยการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านพลังงานลมยังมีค่อนข้างน้อยมาก อาจเป็นเพราะศักยภาพพลังงานลมในประเทศไทยเราไม่สูงมากนักเมื่อเทียบกับประเทศอื่น ๆ

2.2.1 หลักการทำงานของกังหันลม

ลมที่เกิดขึ้นถูกใช้ประโยชน์จากส่วนที่อยู่ใกล้ผิวโลกหรือที่เรียกว่า ลมผิวพื้น ซึ่งหมายถึงลมที่พัดในบริเวณผิวพื้นโลกภายใต้ความสูงประมาณ 1 กิโลเมตรเหนือพื้นดิน เป็นบริเวณที่มีการผสมผสานของอากาศกับอนุภาคอื่นๆ และมีแรงเสียดทานในระดับต่ำ โดยเริ่มต้นที่ระดับความสูงมากกว่า 10 เมตรขึ้นไปแรงเสียดทานจะลดลง ทำให้ความเร็วลมเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.7 จนกระทั่งที่ระดับความสูงใกล้ 1 กิโลเมตรเกือบไม่มีแรงเสียด ความเร็วลมมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับระดับความสูง และสภาพภูมิประเทศ เช่นเดียวกันกับทิศทางของลม กังหันลมจะทำงานได้ดีหรือไม่นั้นจะขึ้นอยู่กับตัวแปรทั้งสองนี้ ที่ความเร็วลมเท่าๆ กัน แต่มีทิศทางลมที่แตกต่างกัน เมื่อลมเคลื่อนที่พุ่งเข้าหาแกนหมุนของกังหันลมแล้วจะส่งผลต่อแรงบิดของกังหันลมเป็นอย่างมาก ผลคือแรงลัพธ์ที่ได้ออกมาจากกังหันลมแตกต่างกัน ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าปัจจัยเบื้องต้นที่เป็นตัวกำหนดในการใช้พลังงานลมคือความเร็วและทิศทางของลมนั่นเอง



รูปที่ 2.7 ลักษณะของความเร็วลมภายใต้ชั้นบรรยากาศ

พลังงานที่ได้รับจากกังหันลมจะมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับความเร็วลม แต่ความสัมพันธ์นี้ไม่เป็นสัดส่วนโดยตรง ที่ความเร็วลมต่ำในช่วง 1-3 เมตรต่อวินาที กังหันลมจะยังไม่ทำงานจึงยังไม่สามารถผลิตไฟฟ้าออกมาได้ ที่ความเร็วลมระหว่าง 2.5-5 เมตรต่อวินาที กังหันลมจะเริ่มทำงานเรียกช่วงนี้ว่าช่วงเริ่มความเร็วลม (Cut in wind speed) และที่ความเร็วลมช่วงประมาณ 12-15 เมตรต่อวินาที ที่เรียกว่าช่วงความเร็วลม (Nominal หรือ Rate wind speed) ซึ่งเป็นช่วงที่กังหันลมทำงานอยู่บนพิกัดกำลังสูงสุดของตัวเอง ในช่วงที่ความเร็วลมไต่ระดับไปสู่ช่วงความเร็วลมเป็นการทำงานของกังหันลมด้วยประสิทธิภาพสูงสุด (Maximum rotor efficiency) ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งค่านี้ขึ้นอยู่กับอัตราการกระตุ้นความเร็ว (Tip speed ratio) และในช่วงเลยความเร็วลม (Cut out wind speed) เป็นช่วงที่ความเร็วลมสูงกว่า 25 เมตรต่อวินาที กังหันลมจะหยุดทำงานเนื่องจากความเร็วลมสูงเกินไปซึ่งอาจทำให้เกิดความเสียหายต่อกลไกของกังหันลมได้ การหาค่ากำลังของลมที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว (v) ผ่านพื้นที่หน้าตัด (A) หาได้จากสมการที่ 2.5

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2.5)$$

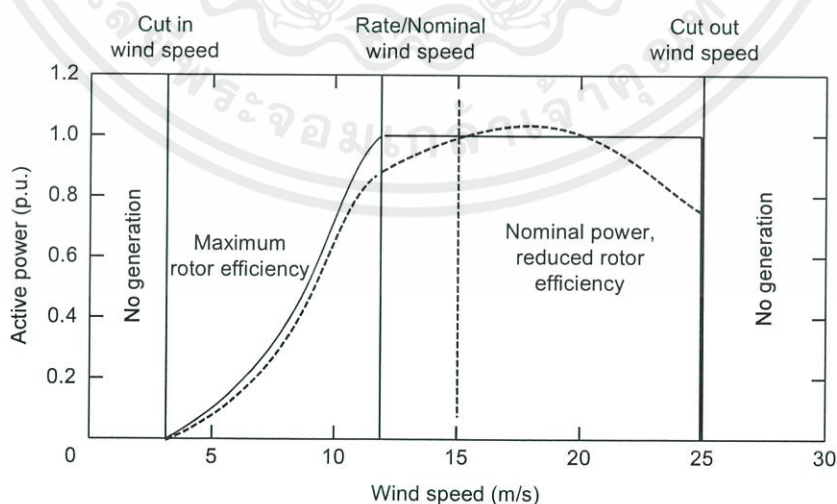
เมื่อกำหนดให้

P_w คือ กำลังของลม (W)

ρ คือ ความหนาแน่นของอากาศ มีค่าเท่ากับ 1.225 kg/m^3

A คือ พื้นที่หน้าตัด (m^2)

v คือ ความเร็วลม (m/s)



รูปที่ 2.8 กำลังไฟฟ้าและช่วงการทำงานของกังหันลมแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ส่วนประกอบของกังหันลม

กังหันลมโดยทั่วไปจะประกอบด้วยส่วนประกอบหลักๆ คือ ใบพัด ระบบถ่ายทอดกำลังจากใบพัด ชุดควบคุมการบังคับทิศทางของใบพัดและเสาหรือหอคอย รายละเอียดของส่วนประกอบของกังหันลมจะขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์การใช้งานของกังหันลม

สำหรับหลักการทั่วไปในการนำพลังงานลมมาใช้คือ เมื่อมีลมพัดมาปะทะกับใบพัดของกังหันลม กังหันลมจะทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานลมที่อยู่ในรูปของพลังงานจลน์ไปเป็นพลังงานกล โดยการหมุนของใบพัด แรงจากการหมุนของใบพัดนี้จะถูกส่งผ่านแกนหมุนทำให้เฟืองเกียร์ที่ติดอยู่กับแกนหมุนเกิดการหมุนตามไปด้วย พลังงานกลที่ได้จากการหมุนของเฟืองเกียร์นี้เองที่ถูกประยุกต์ใช้ประโยชน์ตามความต้องการเช่น ในกรณีที่ต้องการใช้กังหันลมเพื่อการผลิตไฟฟ้าจะต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้าไป ซึ่งเมื่อเฟืองเกียร์ของกังหันลมเกิดการหมุนจะไปขับเคลื่อนให้แกนหมุนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหมุนตามไปด้วย ด้วยหลักการนี้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าก็สามารถผลิตกระแสไฟฟ้าออกมาได้ ส่วนในกรณีของการใช้กังหันลมในการสูบน้ำหรือสีข้าวสามารถนำเอาพลังงานกลจากการหมุนของเฟืองเกียร์นี้ไปประยุกต์ใช้ได้โดยตรง

2.3 พื้นฐานของระบบควบคุม

ระบบการควบคุม คือ รูปแบบของระบบใด ๆ ที่มีการจัดองค์ประกอบต่าง ๆ ภายในระบบเพื่อให้มีผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามที่ต้องการ ส่วนมากอาศัยพื้นฐานทฤษฎีระบบเชิงเส้นมาช่วยในการวิเคราะห์พิจารณาถึงความสัมพันธ์ระหว่างเหตุผล (Cause effect) ของแต่ละองค์ประกอบของระบบ ซึ่งองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนดังนี้

- 1) วัตถุประสงค์ของการควบคุม (Input)
- 2) กระบวนการ ขั้นตอน หลักที่ใช้ในการควบคุม (Process)
- 3) ค่าที่ได้รับจริง (Output)



รูปที่ 2.9 โครงสร้างโดยทั่วไปของระบบควบคุมการทำงาน

2.3.1 ประเภทของการควบคุม

ในการจำแนกประเภทของการควบคุมมีหลายหลักเกณฑ์ด้วยกัน ซึ่งสามารถแบ่งได้ตามลักษณะงาน ตามลักษณะสมบัติของค่าเป้าหมาย เป็นต้น ดังนั้นจึงเป็นการยากที่จะกล่าวอย่างแน่นอนและตายตัวว่าการควบคุมมีกี่ประเภท เพื่อเป็นการลดความสับสนและสอดคล้องกับองค์ประกอบของการควบคุม การแบ่งประเภทของการควบคุมในที่นี่จะแบ่งเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1.1 การควบคุมแบบวงเปิด

การควบคุมแบบวงเปิด (Open-loop Control) เป็นลักษณะของการควบคุมซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของระบบหรือการทำงานของกระบวนการไม่มีผลต่อการทำงานของระบบควบคุม นั่นคือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบหรือกระบวนการไม่ได้ถูกตรวจวัดหรือถูกป้อนกลับมาเพื่อทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังรูปที่ 2.10



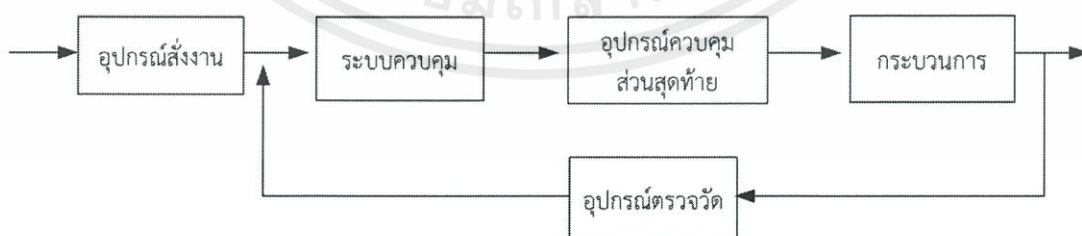
รูปที่ 2.10 องค์ประกอบของการควบคุมแบบวงเปิด

ระบบควบคุมแบบวงเปิดมีข้อจำกัด คือ

- 1) ระบบควบคุมแบบวงเปิด สามารถทำงานได้ผลดีในสภาวะที่กระบวนการมีเสถียรภาพพอสมควร และมีการเปลี่ยนแปลงหรือการรบกวนในตัวระบบน้อยมาก
- 2) ใช้เครื่องมืออุปกรณ์น้อย ส่งผลให้การซ่อมบำรุงต่าง ๆ น้อยลง และราคาโดยรวมทั้งระบบไม่สูง

2.3.1.2 ระบบควบคุมแบบวงปิด

การควบคุมแบบวงปิด (Closed-loop Control) เป็นลักษณะของการควบคุมซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของระบบหรือการทำงานของกระบวนการมีผลโดยตรงต่อการทำงานของระบบควบคุม ดังนั้น หลักการควบคุมแบบวงปิดนี้ก็คือ “การควบคุมแบบป้อนกลับ” (Feedback control) นั่นเอง ซึ่งสัญญาณป้อนกลับนี้อาจเป็นสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการโดยตรงหรือเป็นสัญญาณที่มีความสัมพันธ์สอดคล้องกับสัญญาณเอาต์พุตก็ได้ ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 องค์ประกอบหลักของการควบคุมแบบวงปิด

เปรียบเทียบระบบควบคุมแบบวงปิดและวงเปิด

1) การทำงานของระบบวงปิดมีข้อดีเนื่องจากจะต้องมีการป้อนกลับของสัญญาณทำให้ระบบไม่อ่อนไหวต่อการรบกวนภายนอก หรือการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ของระบบ ดังนั้น การควบคุมแบบวงปิดสามารถใช้อุปกรณ์ที่ไม่จำเป็นต้องมีความแม่นยำสูงและราคาแพงในการที่จะให้ได้การควบคุมที่แม่นยำของระบบ ในขณะที่ในกรณีเช่นนี้จะทำไม่ได้ถ้าเป็นการควบคุมแบบวงเปิด

2) ในแง่ของเสถียรภาพ การควบคุมแบบวงเปิดจะสามารถสร้างให้ระบบมีเสถียรภาพได้ง่ายกว่าการควบคุมแบบวงปิด

3) ระบบที่เราารู้ลักษณะของอินพุตได้ค่อนข้างแน่นอน และไม่มีการรบกวน ควรที่จะใช้การควบคุมแบบวงเปิด เราจะใช้การควบคุมแบบวงปิดก็ต่อเมื่อมีการรบกวนและการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ของระบบที่ไม่สามารถทำนายได้

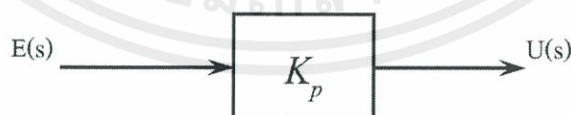
4) จำนวนส่วนประกอบที่ใช้ในการควบคุมแบบวงปิดจะมีมากกว่าการควบคุมแบบวงเปิด ดังนั้น ระบบควบคุมแบบวงปิดโดยทั่วไปแล้วจะมีค่าใช้จ่ายและต้องใช้กำลังงานมากกว่าระบบควบคุมแบบวงเปิด

5) การใช้การควบคุมแบบวงเปิดและวงปิดที่ผสมผสานกันอย่างถูกต้อง เหมาะสม บ่อยครั้งจะทำให้การควบคุมมีค่าใช้จ่ายที่ถูกลงในขณะที่ยังได้สมรรถนะการทำงานของระบบโดยรวมเป็นที่น่าพอใจ

2.3.2 ประเภทของตัวควบคุม

2.3.2.1 การควบคุมแบบสัดส่วน

การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P-control) เป็นการควบคุมระบบแบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนนั้น สัญญาณควบคุม (u) จะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับค่าสัญญาณความผิดพลาด (e) ที่เกิดจากผลต่างระหว่างค่าสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่ต้องการควบคุม แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบสัดส่วน ดังรูปที่ 2.12

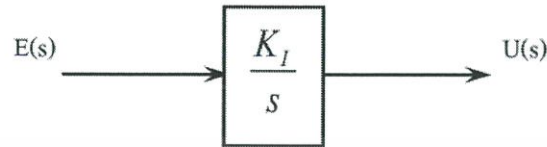


รูปที่ 2.12 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน

โดยรูปแบบสมการคือ $u(t) = K_p e(t)$ เมื่อ K_p จะเป็นค่าอัตราขยายของตัวควบคุมนี้ หรือจะเรียกว่า เกนสัดส่วน ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วน คือ ลดค่าความผิดพลาดของระบบ โดยสามารถตอบสนองกับค่าสัญญาณความผิดพลาดอย่างทันทีทันใด

2.3.2.2 การควบคุมแบบอินทิกรัล

การควบคุมแบบอินทิกรัล มีรูปแบบสมการ คือ $u(t) = K_I \int e(t) dt$ เมื่อ K_I คือ ค่าคงที่ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัล แผนภาพบล็อกของตัวควบคุมแบบอินทิกรัล ดังรูปที่ 2.13



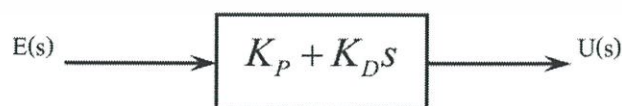
รูปที่ 2.13 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล

จากรูปแบบการควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control) นี้จะเห็นว่าสัญญาณควบคุม $u(t)$ จะมีค่ามากโดยที่สัญญาณความผิดพลาด $e(t)$ มีค่าเป็นศูนย์ในภายหลังเมื่อเวลาผ่านไปแล้วก็ตาม ทั้งนี้ก็เพราะว่า สัญญาณการควบคุมในกรณีของการควบคุมแบบอินทิกรัลขึ้นอยู่กับค่าในอดีต (past value) ไม่เหมือนกับตัวควบคุมแบบสัดส่วนซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าปัจจุบัน

ประโยชน์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลก็เพื่อต้องการลดค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ในขณะที่เดียวกันค่าความมีเสถียรภาพของระบบก็จะลดน้อยลงด้วยการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ จะเป็นการเพิ่มอันดับให้กับระบบของเรา เช่น ในกรณีระบบเป็นอันดับที่หนึ่ง และเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล แล้วระบบป้อนกลับจะมีอันดับเป็นสอง

2.3.2.3 การควบคุมแบบอนุพันธ์

การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control) มีรูปแบบสมการคือ $u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt}$ เมื่อ K_D คือค่าคงที่ของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ ส่วนมากแล้วจะใช้ร่วมกับตัวควบคุมตัวอื่น เช่น ใช้ร่วมกับตัวควบคุมแบบสัดส่วน ซึ่งเรียกว่า ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอนุพันธ์หรือ (PD-controller) ดังรูปที่ 2.14 ถ้าตัวควบคุมแบบสัดส่วนใช้ร่วมกับอินทิกรัลก็จะเรียกว่าตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกกับอินทิกรัลหรือ (PI-controller) และถ้าใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอินทิกรัลและตัวควบคุมแบบอนุพันธ์เรียกว่า (PID-controller)



รูปที่ 2.14 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

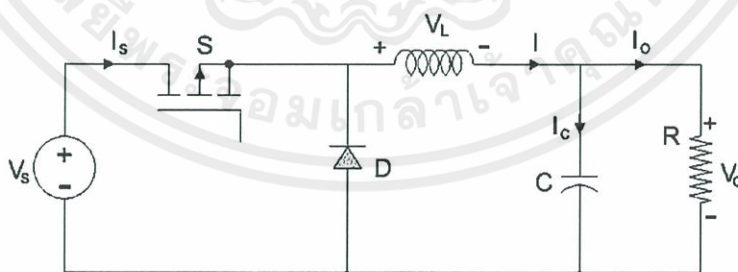
ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะช่วยเพิ่มค่าความหน่วง (Damping) ให้กับระบบที่ต้องการจะควบคุม นั่นคือ ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ในขณะที่เดียวกันจะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้เป็นสัญญาณที่เกิดจากการหาอนุพันธ์ของสัญญาณความผิดพลาด ดังนั้นถ้าสัญญาณความผิดพลาดนี้มีสัญญาณรบกวนมาก สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้จะกระเพื่อม (Fluctuate) ค่อนข้างมาก (เนื่องจากค่าความชัน (Slope) ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมาก) ซึ่งจะทำให้ระบบควบคุมของเราไม่มีเสถียรภาพได้

2.4 วงจรทอนระดับหรือวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

วงจรทอนระดับหรือวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแสไฟฟ้าตรง จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรกรองแบบ LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการผกผันกับกำลังสองของความถี่ โครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วยสวิตช์ที่สามารถสั่งให้เปิดหรือปิดได้ทุกขณะตามความต้องการ ในทางปฏิบัติสวิตช์ที่ใช้ในวงจรจริง เช่น มอสเฟต (MOSFET) และไอจีบีที (IGBT) นอกจากนี้ยังมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีกเช่น Capacitor , Inductance และ Diode เป็นต้น

2.4.1 หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

หลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็สามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 2.10 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดจะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว ดังนี้

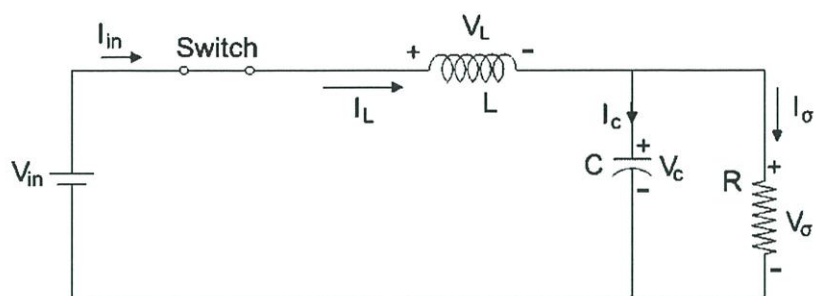


รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลบักคอนเวอร์เตอร์

2.4.1.1 ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.16 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนสมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลบักคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

$$-V_s + V_L + V_o = 0 \quad (2.6)$$

$$V_L = V_s - V_o \quad (2.7)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.9)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลากำนำกระแสไฟฟ้า คือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.10)$$

เมื่อกำหนดให้

V_s คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

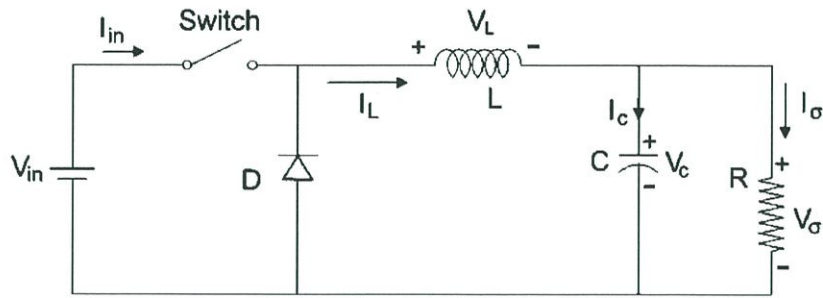
V_o คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออก

D คือ ดิวตี้ไซเคิล

T คือ เวลาคาบ

2.4.1.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้า (Forward bias) ให้นำกระแสไฟฟ้า ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง ดังรูปที่ 2.17 และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลบักคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

$$V_L = -V_o \quad (2.11)$$

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.12)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.13)$$

ความหมายของสมการที่ 2.13 คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อย ๆ มีค่าลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำต่อเวลาที่มีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแสไฟฟ้า คือ $dt = (1 - D)T$ ดังนั้นจากสมการที่ 2.13 สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1 - D)T \quad (2.14)$$

สรุปหลักการทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจร (Output voltage) มีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (input voltage) และชั่วของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะตรงกับชั่วของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า โดยเราสามารถหาอัตราการขยายแรงดันไฟฟ้าได้จากสมการที่ 2.15

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.15)$$

จากสมการที่ 2.15 อัตราขยายแรงดันไฟฟ้า (Voltage gain) จะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจรบักคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง

2.4.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่จะทำให้วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากการหากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด เนื่องจากขณะที่อยู่ในสภาวะการทำงานอยู่ตัว กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการ

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.16)$$

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.17)$$

$$f = \frac{(1-D)R}{2L_{min}} \quad (2.18)$$

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดดังสมการที่ 2.17 หากต้องการจะออกแบบให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดโดยที่วงจรยังทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ก็จะสามารถเลือกออกแบบได้สองแนวทางคือ แนวทางที่หนึ่ง การพยายามทำให้ตัวเศษในสมการที่ 2.17 มีค่าน้อยที่สุด โดยการทำให้ค่า D มีค่าเข้าใกล้หนึ่งหรือการทำให้โหลด R มีค่าน้อยๆ แนวทางที่สองคือการพยายามทำให้ตัวส่วนในสมการที่ 2.17 มีค่ามากๆ ส่วนสมการที่ 2.18 ใช้สำหรับการพิจารณาหาความถี่ในการสวิตช์ที่เหมาะสม เมื่อตัวเหนี่ยวนำถูกกำหนดค่าความเหนี่ยวนำ

2.4.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

โดยปกติวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือวงจรกรองแบบ LC ที่อยู่ในวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ จะมีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ เพื่อรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่ สำหรับการคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก สามารถหาได้จากสมการ 2.19

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \quad (2.19)$$

2.4.4 การหาค่าตัวเก็บประจุ

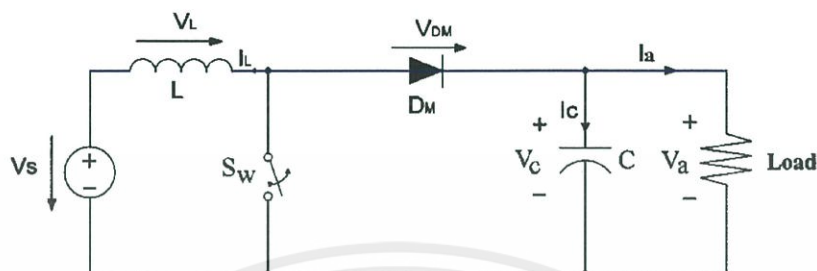
ขนาดตัวเก็บประจุกำหนดจากคุณภาพแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการให้มีระลอกคลื่นน้อยเพียงใด ในทางปฏิบัติจะกำหนดให้มีระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 0.01 หรือ 1% ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ดังนั้นจากสมการ 2.19 คำนวณหาตัวเก็บประจุได้ดังสมการที่ 2.20

$$C = \frac{(1-D) V_o}{8Lf^2 \Delta V_o} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรทบทระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรทบทระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) คือวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังรูปที่ 2.18



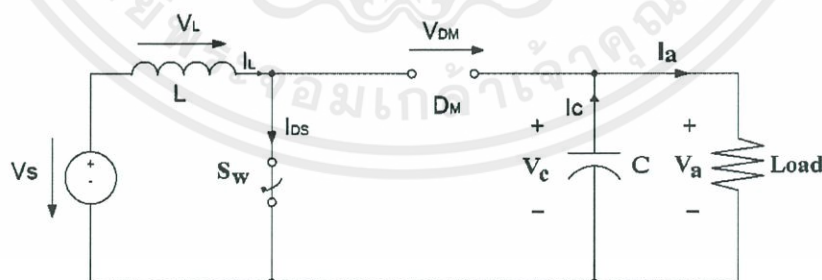
รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลบูสต์คอนเวอร์เตอร์

2.5.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการ จะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่า แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากับศูนย์ และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในสภาวะอยู่ตัว ดังนี้

2.5.1.1 ขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.19 กระแสไฟฟ้าไหลจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยผ่านสวิตช์ ขณะเดียวกันไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้



รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า

$$-V_s + V_L = 0 \quad (2.21)$$

$$V_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.23)$$

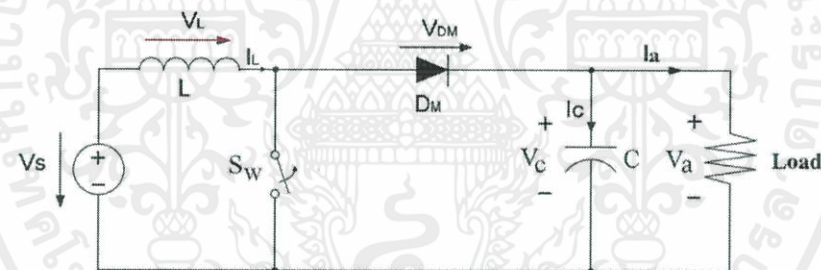
ขณะที่สวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าคงที่ อาจจะถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.24)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s DT}{L}\right) \quad (2.25)$$

2.5.1.2 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.20 กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมติแรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

$$-V_s + V_L + V_o = 0 \quad (2.26)$$

$$V_L = V_s - V_o$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.27)$$

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า $dt = (1 - D)T$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ และถือว่าการลดลงของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นสามารถคำนวณได้จากสมการ 2.28

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)(1 - D)T \quad (2.28)$$

สมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้านำออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าสามารถหาได้จากสมการที่ 2.29

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.29)$$

2.5.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

สมมติการสูญเสียภายในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับเงื่อนไขนี้ จะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.30)$$

$$P_s = V_s I_s = V_s I_L \quad (2.31)$$

$$V_s I_L = \frac{(V_s)^2}{R} \quad (2.32)$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1 - D)^2 R} \quad (2.33)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด หาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ดังสมการที่ 2.25

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s D T}{L}\right)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าเป็นแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ได้จากการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ดังสมการดังสมการ 2.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s D T}{L} \right) = 0 \quad (2.34)$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s D T}{L} \right)$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.35)$$

การปรับค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด จากสมการ 2.35 สามารถทำได้โดยการปรับค่า D หรือค่าความต้านทานโหลด (R) หรือค่าความถี่สวิตซิ่ง (f_s)

เมื่อกำหนดให้

$\Delta I_{L(on)}$	คือ ช่วงการนำกระแสไฟฟ้า
$I_{L,max}$	คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด
$I_{L,min}$	คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด
T	คือ คาบเวลาคงที่
P_s	คือ กำลังสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์
I_L	คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

2.5.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะสามารถรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆ ได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

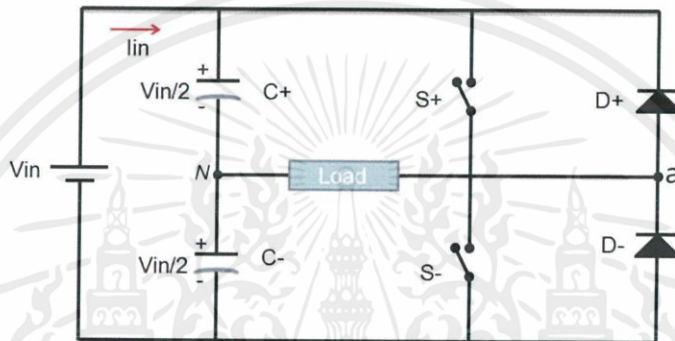
การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากยอดถึงยอด สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ดังสมการที่ 2.36

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.36)$$

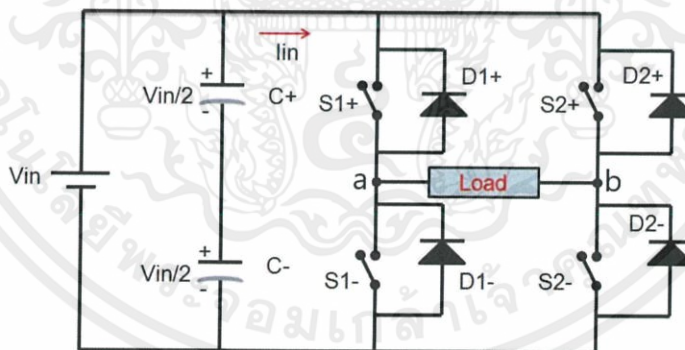
เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่าตัวดีไซเคิล (D) ให้เข้าใกล้ศูนย์ หรือการเพิ่มค่าโหลด หรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุ หรือการเพิ่มค่าความถี่ในการสวิตซิ่งให้สูงขึ้น

2.6 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสจะแบ่งออกเป็นสองชนิดคือ แบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟลูบริดจ์ ในแบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีตัวเก็บประจุสองตัวต่อลำดับกันอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและหากกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุสองตัวมีค่าเท่ากัน จะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเท่ากันคือ $V_i/2$ จุดกึ่งกลางแรงดันไฟฟ้าจะมีค่าคงที่เมื่อเทียบกับบัลลอบ แสดงดังรูปที่ 2.21 ส่วนอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์หนึ่งเฟส จะประกอบด้วยสองกึ่ง คือ กึ่ง a ละกึ่ง b แสดงดังรูปที่ 2.22 โดยแบบฟลูบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์สองเท่าจึงเหมาะที่จะเลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าโหลดสูง



รูปที่ 2.21 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์



รูปที่ 2.22 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟลูบริดจ์

เงื่อนไขสำคัญของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟลูบริดจ์ คือการทำงานของสวิตช์ S_{1+} และ S_{1-} ต้องไม่ทำงานพร้อมกันในทุกช่วงเวลา มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัลลอบกับบัลลอบ ในอุดมคติเวลาการสวิตช์ซิงของ S_{1+} และ S_{1-} จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติ จะต้องการช่วงเวลาทีสวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแสไฟฟ้า ซึ่งเรียกว่า เดดไทม์ โดยเดดไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนจะเปลี่ยนสถานะการสวิตช์จากนำกระแสไฟฟ้าเป็นไม่นำกระแสไฟฟ้า

2.6.1 การสวิตซ์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์

การสวิตซ์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์ (Bipolar voltage switching) คือการควบคุมให้สวิตซ์แบบบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ เช่นในรูปที่ 2.22 การทำงานของสวิตซ์ S_{1+} และ S_{2-} จะถูกควบคุมให้ทำงานพร้อมกันในแต่ละช่วงเวลา อีกคู่หนึ่งคือการทำงานของสวิตซ์ S_{1-} และ S_{2+} ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของกึ่ง a จะมีค่าเท่ากับ

$$v_{ao} = \frac{1}{2} v_i \quad \text{เมื่อ } v_{control} > v_{tri}, \text{ สวิตซ์ } S_{1+} \text{ และ } S_{2-} \text{ จะนำกระแสไฟฟ้า} \quad (2.37)$$

$$v_{ao} = -\frac{1}{2} v_i \quad \text{เมื่อ } v_{control} < v_{tri}, \text{ สวิตซ์ } S_{1-} \text{ และ } S_{2+} \text{ จะนำกระแสไฟฟ้า} \quad (2.38)$$

เมื่อคิดจากหนึ่งกึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของกึ่ง b จะเท่ากับค่าลบของแรงดันไฟฟ้าด้านออกของกึ่ง a คือ $v_{bo} = -v_{ao}$ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์หรือแรงดันไฟฟ้าระหว่างกึ่ง a กับกึ่ง b คือ

$$v_o = v_{ao} - v_{bo} = 2v_{ao} \quad (2.39)$$

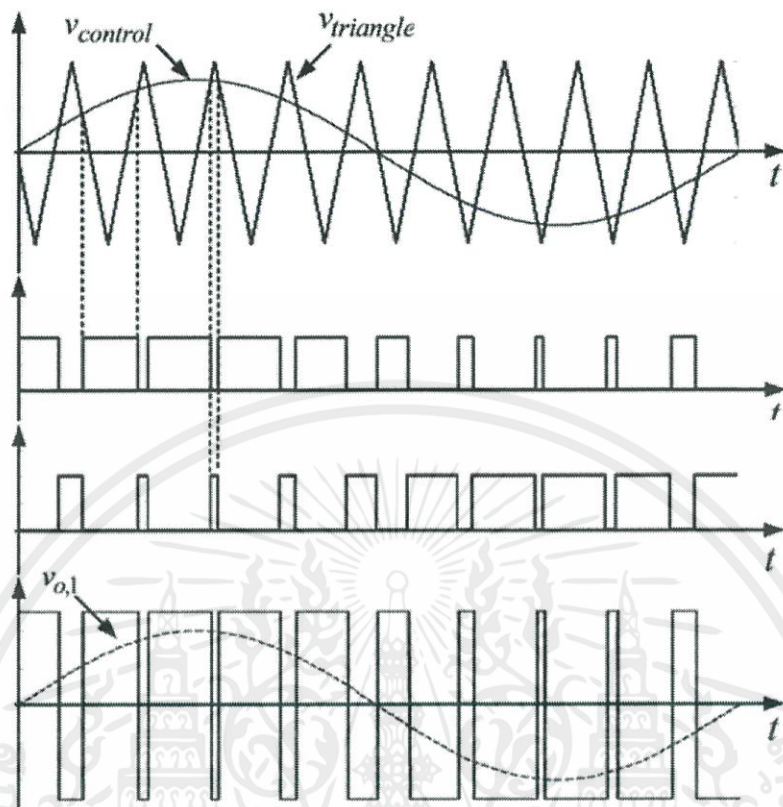
$$\hat{v}_{o1} = m_a v_i \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.40)$$

$$v_i < \hat{v}_{o1} < \frac{4}{\pi} v_i \quad \text{เมื่อ } m_a > 1.0 \quad (2.41)$$

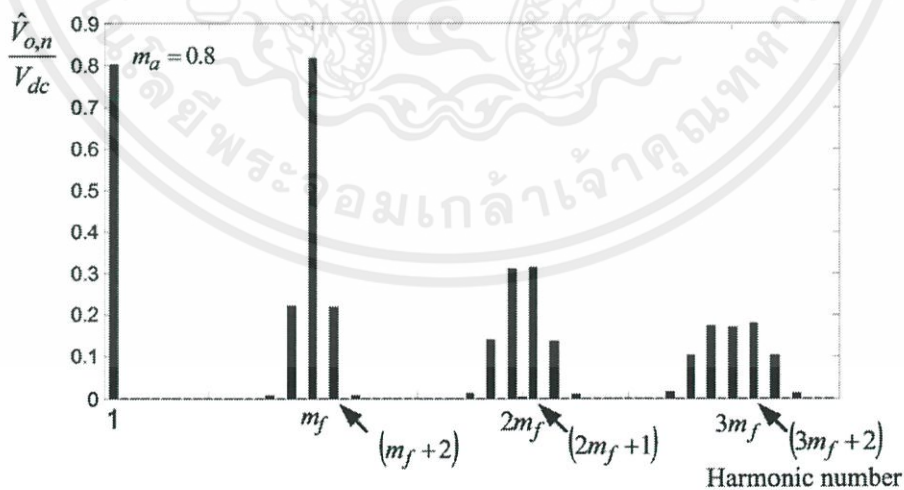
หรืออาจสรุปได้ว่าแรงดันไฟฟ้ายอดด้านออกจะเท่ากับสมการที่ 2.40 เมื่อ m_o อยู่ในย่านเชิงเส้น และแรงดันไฟฟ้ายอดด้านออกจะเท่ากับสมการที่ 2.41 เมื่อ m_o อยู่ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชัน โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะสวิตซ์อยู่ระหว่าง $+V_i$ กับ $-V_i$ ดังรูปที่ 2.23 ส่วนไซด์แบนฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นรอบ ๆ $m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$ เช่น หากความถี่สวิตซ์เท่ากับ 20 kHz ซไซด์แบนฮาร์โมนิกส์ก็จะเกิดขึ้นที่ 20 kHz, 40 kHz และ 60 kHz เป็นต้น

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตซ์แบบไบโพลาร์ คือ

1. การมีสวิตซ์ของแรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย ระหว่างขั้วหรือับสับวกกับลบ
2. ความถี่ของพัลส์ที่ไหลจะเท่ากับความถี่ของ V_{tri}
3. จะเกิดความถี่จากสเปคตรัม คือ เริ่มต้นที่รอบๆ f_s และจำนวนเท่าของ f_s



รูปที่ 2.23 การสวิตซ์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์



รูปที่ 2.24 รูปสัญญาณสเปกตรัมฮาร์มอนิกของอินเวอร์เตอร์แบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 การสวิตชิงแรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์

ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตชิงแรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar voltage switching) ก็คือ ในแบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตช์ในกึ่ง a กับกึ่ง b จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือ สวิตช์ในกึ่ง a จะถูกควบคุมจากสัญญาณ $V_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tri}) ขณะที่สวิตช์ในกึ่ง b จะถูกควบคุมจากสัญญาณ $-V_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (v_{tri}) การสวิตชิงจะมีเงื่อนไขดังนี้

เมื่อ	$V_{control} > V_{tri}$	สวิตช์ S_{1+} จะนำกระแสไฟฟ้า	$V_{AN} = V_d$
เมื่อ	$V_{control} < V_{tri}$	สวิตช์ S_{2-} จะนำกระแสไฟฟ้า	$V_{AN} = 0$
เมื่อ	$-(V_{control}) > V_{tri}$	สวิตช์ S_{1-} จะนำกระแสไฟฟ้า	$V_{BN} = V_d$
เมื่อ	$-(V_{control}) < V_{tri}$	สวิตช์ S_{2+} จะนำกระแสไฟฟ้า	$V_{BN} = 0$

เมื่อกำหนดให้

$V_{control}$ คือ สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ต้องการนำมาสร้างแรงดันด้านเอาต์พุต

V_{tri} คือ สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่เป็นตัวกำหนดความถี่ด้านสวิตชิง

f_1 คือ ความถี่หลักมูลด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

f_s คือ ความถี่สวิตชิงของอินเวอร์เตอร์

m_a คือ อัตราการมอดูเลตด้านแอมพลิจูด

m_f คือ อัตราการมอดูเลตความถี่

ตารางที่ 2.1 เงื่อนไขการสวิตชิงแรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์

เงื่อนไข	สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า	สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า	V_{AN}	V_{BN}	V_o
1	S_{1+}	S_{2-}	V_d	0	V_d
2	S_{1-}	S_{2+}	0	V_d	$-V_d$
3	S_{1+}	S_{2+}	V_d	V_d	0
4	S_{1-}	S_{2-}	0	0	0

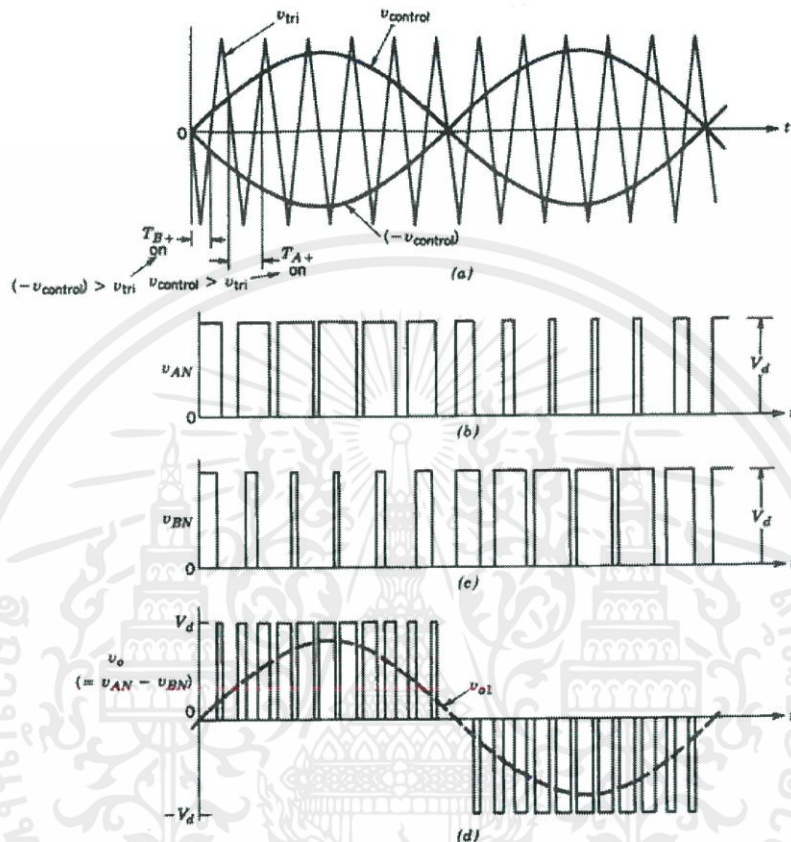
จากตารางที่ 2.1 การเปลี่ยนสถานะของแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายจะเป็นการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าอยู่ระหว่างศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบ จึงทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าจากการสวิตชิงสูง เช่น กรณีไบโพลาร์

จุดเด่นของยูนิโพลาร์ คือ การเกิดความถี่ด้านออกจะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตชิงของแต่ละเฟส เช่น ความถี่สวิตชิงของอุปกรณ์เป็น 10 kHz หากเป็นการทำงานแบบยูนิโพลาร์ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะประกอบไปด้วยสัญญาณพิคดับเบิลยูเอ็ม ที่มีความถี่หลักมูลและ

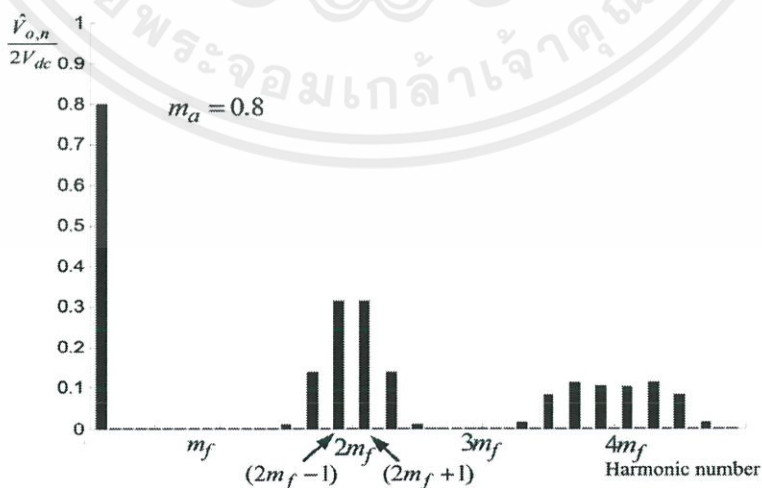
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ฮาร์มอนิกที่สองเท่าของแบบโพลาร์ที่ 20 kHz สอดคล้องกับสเปกตรัมของรูปที่ 2.26 โดยเกิดความถี่ขึ้นรอบข้าง ผลของความถี่ที่ไหลตเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า ทำให้การออกแบบวงจรความถี่เล็กง่าย และประหยัด



รูปที่ 2.25 การสวิตซ์แรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์



รูปที่ 2.26 รูปสัญญาณสเปกตรัมฮาร์มอนิกของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์

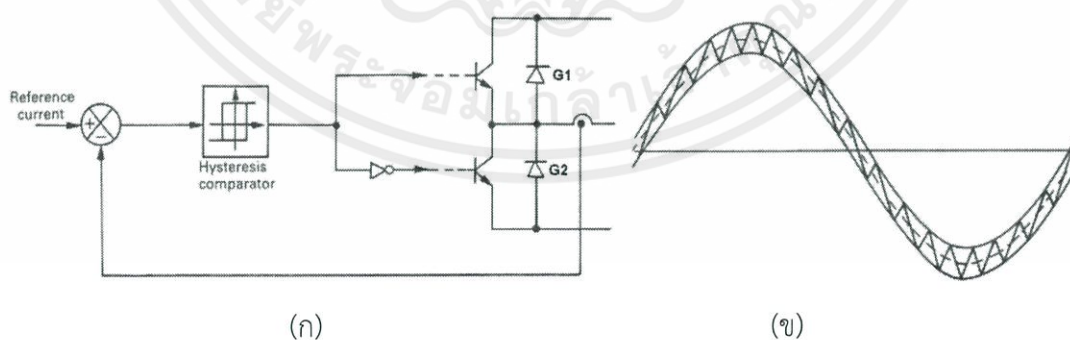
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขในการสร้างแรงดันเฟสและแรงไฟฟ้าด้านออกตกคร่อมโพลด (v_o) แสดงในตารางที่ 2.1 ผลที่ได้จากเงื่อนไขการทำงานในตารางที่ 2.1 และรูปที่ 2.25 คือแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านบวกไปยังศูนย์และศูนย์ไปยังบวกในครึ่งคาบ ส่วนอีกครึ่งคาบจะมีแรงดันไฟฟ้าด้านออกเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันไฟฟ้าค่าลบไปยังศูนย์และจากศูนย์ไปยังลบ ซึ่งจากลักษณะการทำงานดังกล่าวจึงเรียกวินิโพลาร์ว่ายูนิโพลาร์ ส่วนขนาดของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะเท่ากับกับแบบไบโพลาร์

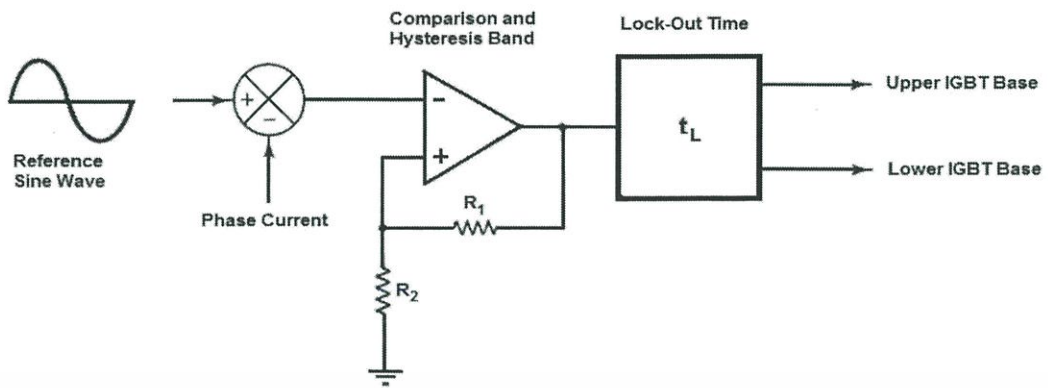
ข้อเปรียบเทียบของสองเทคนิค คือ จะแตกต่างกันที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก ที่ระดับการเปลี่ยนแปลงของยูนิโพลาร์จะมีแรงดันไฟฟ้าศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบ และมีไซด์แบนที่ $2m_f$, $4m_f$, $6m_f$, ... ตามลำดับ ยูนิโพลาร์ที่มีความถี่สวิตซ์สูงกว่าทำให้การกรองความถี่ทำได้ง่ายขึ้น ขนาดของวงจรกรองความถี่เล็กและประหยัด

2.7 เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตซ์

พิจารณาจากรูปที่ 2.27 (ก) เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตซ์เป็นส่วนสำคัญในการควบคุมกระแสไฟฟ้าโดยมีการปรับแต่งและควบคุมโดยอัตโนมัติภายใต้ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสโดยการตรวจจับสนะไฟฟ้าจริงมาเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้ารูปไซน์อ้างอิง เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.27 (ข) เมื่อกระแสไฟฟ้าจริงเกินขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสที่กำหนดไว้ $G1$ จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าในขณะที่ $G2$ จะนำกระแสไฟฟ้าเป็นผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนจาก $+V_d$ เป็น $-V_d$ และกระแสไฟฟ้าเริ่มลดลงมาจนถึงขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสล่างและจะทำการเปลี่ยนสถานะสวิตซ์โดย $G1$ จะนำกระแสไฟฟ้าและ $G2$ หยุดนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งจะเป็นการครอบรอบการสวิตซ์ และในช่วงที่ $G1$ และ $G2$ เริ่มเปลี่ยนสถานะสวิตซ์นั้นจะมีการ Lock-out time เพื่อไม่ให้ $G1$ และ $G2$ ทำงานพร้อมกัน



รูปที่ 2.27 เทคนิคการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตซ์

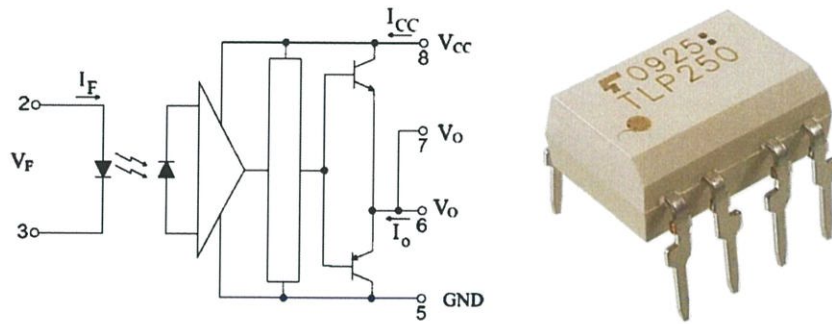


รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตช์

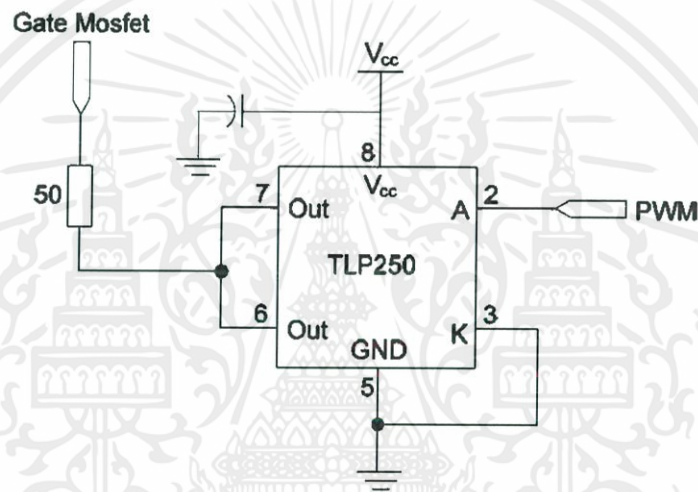
จากรูปที่ 2.28 ส่วนสำคัญของการควบคุมการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตช์ที่เรียกว่า การ Adaptive Current Control PWM คือการตรวจจับกระแสไฟฟ้าจริง (Phase Current) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิง (Reference Wave) ซึ่งความแตกต่างระหว่างสองสัญญาณจะอยู่ภายใต้ค่าที่กำหนด (Hysteresis Band) โดยนำหลักการของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้ามารประยุกต์ใช้ ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นซึ่งมีความสัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Voltage) และแรงดันไฟฟ้าต่ำสุด (Minimum Voltage)

2.8 วงจรขับเกต

การขับนำเกตด้วยไอซีเบอร์ TLP250 ปัจจุบัน มีการนำไอจีบีที หรือมอสเฟตมาใช้ เป็นสวิตช์กำลังในระบบการควบคุมทั้งอินเวอร์เตอร์ (Inverter) คอนเวอร์เตอร์ (Converter) การควบคุมมอเตอร์ (Motor Control) และระบบการจ่ายสำรอง (UPS) และไอจีบีทีกับมอสเฟตก็ต้องการแรงดันไฟฟ้าขับเกตเพื่อให้สามารถทำงานในสภาวะนำกระแสไฟฟ้า (ON) และหยุดนำกระแสไฟฟ้า (OFF) ได้ ซึ่งไอซีขับนำเกต เบอร์ TLP250 เป็นไอซีขับนำเกตของบริษัทโตชิบ้าได้ถูกออกแบบมา สำหรับขับนำเกตของเพาเวอร์มอสเฟตและไอจีบีที ซึ่งลักษณะโดยรวมเป็นวงจรสำเร็จรูปรวมอยู่ในชิปเดียว โดยไอซีเบอร์ TLP250 1 ตัวนั้นสามารถขับนำเกตให้มอสเฟตหรือไอจีบีทีได้ 1 ตัว และไฟเลี้ยงของ TLP250 เป็นแบบ Single supply คือ สัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตถูกแยกออกจากกันด้วย Optocoupler ซึ่งอยู่ภายในตัวไอซีทำให้ช่วยลดปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน และ TLP250 ยังสามารถทำงานในย่านความถี่สูงได้



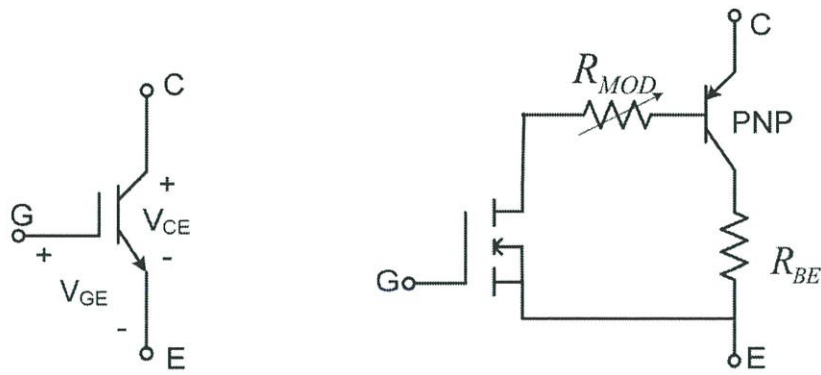
รูปที่ 2.29 วงจรภายในและตัวอุปกรณ์ไอซีขับนำเกตเบอร์ TLP250



รูปที่ 2.30 การต่อใช้งานตัวอุปกรณ์ไอซีขับนำเกตเบอร์ TLP250

2.9 ไอจีบีที

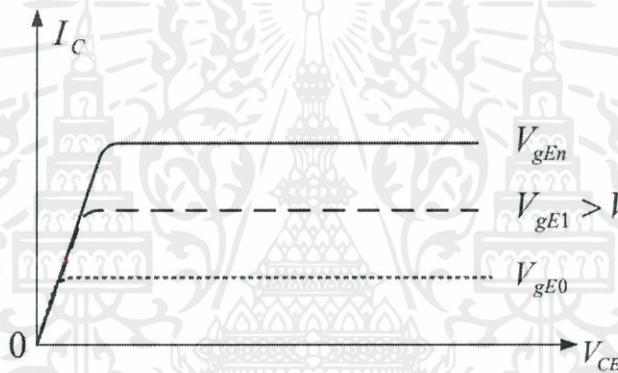
ไอจีบีที (IGBT) เป็นอุปกรณ์สวิตช์ที่มี 3 ขาประกอบไปด้วยขาคอลเลคเตอร์ (Collector) ขาเบส (Base) และขาอิมิตเตอร์ (Emitter) ดังแสดงสัญลักษณ์โครงสร้างดังรูปที่ 2.31 (ก) และ 2.31 (ข) ตามลำดับ โดยที่ไอจีบีทีจะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตสูงทำให้ใช้พลังงานในการควบคุมการทำงานต่ำคล้ายกับมอสเฟต และมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมต่ำขณะที่นำกระแสไฟฟ้าย้ายกับทรานซิสเตอร์กำลังซึ่งเป็นการรวมเอาข้อดีของมอสเฟตและทรานซิสเตอร์กำลังเข้าด้วยกัน นอกจากนี้ไอจีบีทียังสามารถทำงานในช่วงความถี่สูงได้ การทำงานของไอจีบีทีจะใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมที่ขาเกตสำหรับควบคุมให้ไอจีบีทีนำกระแสไฟฟ้านำกระแสไฟหรือหยุดนำกระแสไฟฟ้า และไอจีบีทีมีช่วงเวลาในการนำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้าประมาณ 1 ไมโครวินาที โดยที่มีพิกัดแรงดันไฟฟ้า 5000 โวลต์และกระแสไฟฟ้า 2000 แอมป์



(ก) แสดงสัญลักษณ์

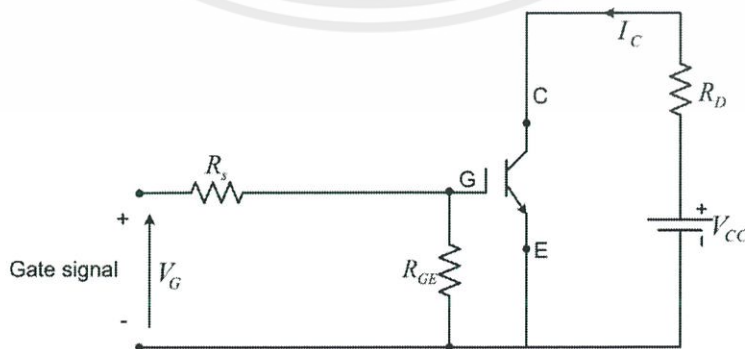
(ข) แสดงวงจรสมมูลอย่างง่าย

รูปที่ 2.31 สัญลักษณ์และวงจรของไอจีบีที



รูปที่ 2.32 กราฟคุณลักษณะของไอจีบีที

จากการทำงานของไอจีบีทีจะมีลักษณะของการทำงานดังแสดงในกราฟคุณลักษณะของไอจีบีทีดังรูปที่ 2.32 โดยการเพิ่มค่าแรงดันไฟฟ้า V_{GE} ทำให้ไอจีบีทีทำงานในสถานะนำกระแสไฟฟ้าได้ในรูปที่ 2.33 แสดงวงจรขั้วเกตของไอจีบีที

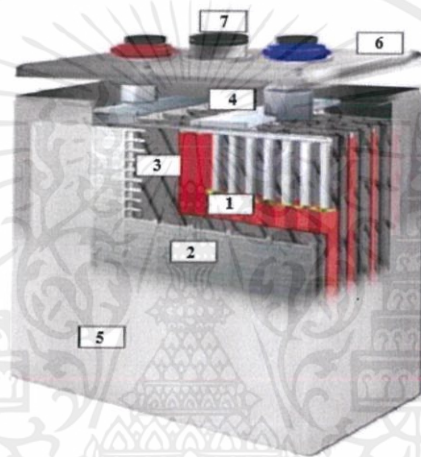


รูปที่ 2.33 วงจรควบคุมการทำงานของไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด

แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด (Lead – Acid Battery) ถูกค้นพบมานานกว่า 100 ปี ปัจจุบันเป็นแบตเตอรี่ชนิดที่ใช้กันมากที่สุด ส่วนแบ่งทางการตลาดของแบตเตอรี่ชนิดนี้มากกว่าครึ่งของตลาดแบตเตอรี่ ทั้งแบบปฐมภูมิและทุติยภูมิรวมกัน แบตเตอรี่ชนิดนี้ใช้สำหรับจุดระเบิดเครื่องยนต์ ใช้เป็นหน่วยจ่ายพลังงานฉุกเฉินในขณะที่ไฟฟ้าดับ หรือใช้ในรถขนส่งไฟฟ้าในโรงงานที่อากาศไม่ถ่ายเทเป็นแบตเตอรี่ที่มีราคาถูก เนื่องจากใช้วัสดุที่หาได้ง่าย และมีกระบวนการผลิตไม่ซับซ้อน อีกทั้งยังมีอายุการใช้งานยาวนาน แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด มีขั้วลบซึ่งทำจากตะกั่วที่มีลักษณะพรุน (Porous Pb) ส่วนขั้วบวกนั้นเป็นตะกั่วออกไซด์ (PbO_2) ที่มีลักษณะพรุนเช่นกัน โดยมีกรดซัลฟิวริก (H_2SO_4) เข้มข้นเป็นอิเล็กโทรไลต์



รูปที่ 2.34 องค์ประกอบของแบตเตอรี่

2.10.1 องค์ประกอบของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

1. แผ่นธาตุบวก (Positive Plate) หมายถึง สารที่ทำให้เกิดปฏิกิริยาทำด้วยตะกั่วไดออกไซด์ (PbO_2)
2. แผ่นธาตุลบ (Negative Plate) หมายถึง สารที่ทำให้เกิดปฏิกิริยาทำด้วยตะกั่วพรุน (Spongy Lead)
3. แผ่นกั้น (Separator) หมายถึง แผ่นที่อยู่ระหว่างแผ่นธาตุบวกกับแผ่นธาตุลบ เพื่อป้องกันไม่ให้แผ่นธาตุทั้งสองชนิดติดต่อกันเกิดการลัดวงจร
4. ขั้วแบตเตอรี่ (Pole) หมายถึง แท่งตะกั่วยื่นออกมาจากฝาครอบทั้ง 2 ขั้ว คือ ขั้วบวกและขั้วลบมีสัญลักษณ์มองเห็นได้ที่ฝาครอบหรือขั้วอย่างชัดเจน
5. เปลือกหม้อ (Container) หมายถึง ภาชนะบรรจุส่วนต่าง ๆ ของเซลล์แบตเตอรี่ เช่น แผ่นธาตุบวกแผ่นธาตุลบ แผ่นกั้นและน้ำกรดไว้ภายใน

6. ฝาครอบแบตเตอรี่ (Cover) หมายถึง ฝาครอบแบตเตอรี่ทำหน้าที่ป้องกันมิให้น้ำกรดหกออกจากแบตเตอรี่และป้องกันสิ่งแปลกปลอมต่าง ๆ จากภายนอกไม่ให้ตกลงไปในแบตเตอรี่

7. จุก (Plug) หมายถึง ช่องในฝาครอบแบตเตอรี่ที่ทำไว้เพื่อการเติมอิเล็กโทรไลต์ ขณะปฏิบัติการบำรุงรักษาจุกนี้จะต้องมีช่องสำหรับระบายแก๊สที่เกิดขึ้นภายในแบตเตอรี่ให้ระเหยออกไปได้ด้วย

2.10.2 หลักการทำงานของแบตเตอรี่

เมื่อแบตเตอรี่มีการจ่ายพลังงานออกมาเราเรียกว่า การดิสชาร์จ พลังงานจะถูกสร้างโดยกรดกำมะถันในสารละลายนำไฟฟ้าที่ค่อยๆ รวมตัวกับวัสดุกระตุ้นของแผ่นเพลทสำหรับการรวมตัวกันนี้ก่อให้เกิดสารตะกั่วซัลเฟตทั้งในเพลทขั้วบวกและขั้วลบอย่างสมบูรณ์จนกลายเป็นซัลเฟตทั้งหมดจะทำให้ความต่างศักย์หมดไปหรือเรียกว่า แบตเตอรี่หมด แต่เมื่อต้องการใช้งานแบตเตอรี่ใหม่ควรนำแบตเตอรี่ไปประจุไฟฟ้า เราเรียกว่า การชาร์จประจุไฟฟ้า เมื่อเซลล์ได้รับการชาร์จ วัสดุกระตุ้นของเพลทขั้วบวกจะเป็นตะกั่วไดออกไซด์และเพลทขั้วลบจะเป็นโลหะตะกั่ว โดยที่ค่าความถ่วงจำเพาะของสารละลายนำไฟฟ้าจะมีค่าสูงสุดปฏิกิริยาย้อนกลับต่อการดิสชาร์จนี้จะทำให้แบตเตอรี่เต็ม สามารถใช้งานได้ตามเป้าหมายที่ต้องการ

2.10.3 การอัดแรงดันไฟฟ้า

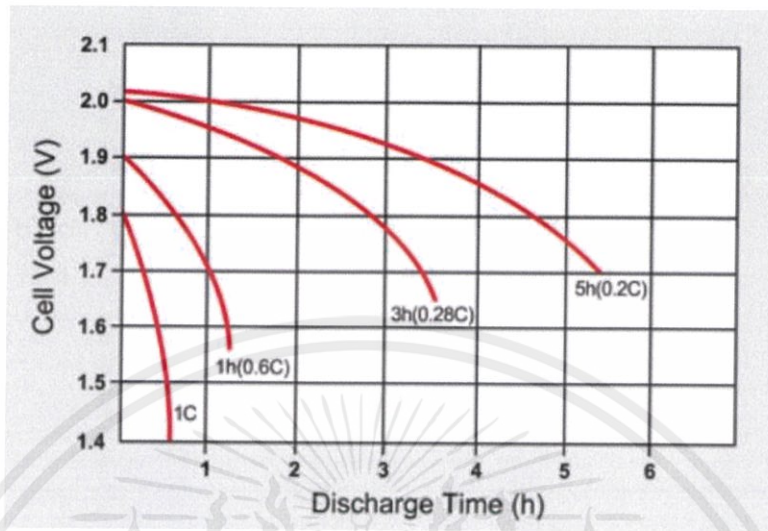
เมื่อทำการอัดกระแสไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าในแบตเตอรี่จะเพิ่มขึ้นในทันทีทันใด ความหนาแน่นอะตอมในสารละลายภายในของวัสดุที่ใช้ทำให้เกิดปฏิกิริยา จากนั้นแรงดันไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นจะถูกควบคุมโดยอัตราการเกิดกรด ซึ่งถูกผลิตขึ้นโดยแผ่นตะกั่ว และอัตราการแพร่ของอะตอมอิสระภายในเซลล์ไฟฟ้าเคมี เมื่อแรงดันไฟฟ้าขณะอัดไปถึง 2.4 โวลต์ โดยประมาณการเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าจะหยุดลง ในขณะนี้สารละลายจะมีการเปลี่ยนเป็นตะกั่วซัลเฟตเกือบทั้งหมดส่วนมากการอัดกระแสไฟฟ้าเป็นการใช้แยกสารละลายกรดซัลฟูลิกในไฮโดรเจน ออกซิเจนและเซลล์เริ่มต้นของก๊าซอิสระเมื่อแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจนได้ระดับแรงดันไฟฟ้าก็จะไม่เพิ่มขึ้นอีก

2.10.4 การจ่ายแรงดันไฟฟ้า

ผลกระทบของการจ่ายแรงดันไฟฟ้าจะตรงข้ามกับการอัดแรงดันไฟฟ้าภายในตัวด้านทานของเซลล์ไฟฟ้า จะเกิดแรงดันไฟฟ้าตกลงเมื่อกระแสไฟฟ้าไหลผ่านเป็นเหตุให้แรงดันไฟฟ้าขณะจ่ายไฟน้อยลง มันจึงเป็นการเปิดวงจรไฟฟ้า ดังแสดงไว้ในสมการ

$$\text{แรงดันไฟฟ้าขณะจ่ายไฟ} = \text{แรงดันไฟฟ้าในการเปิดวงจร} - (\text{ค่าของตัวด้านทานภายใน})$$

เส้นโค้งในภาพประกอบด้านล่างแสดงผลกระทบของแรงดันไฟฟ้าขณะจ่ายกระแสไฟฟ้าภายในเวลา 5 ชั่วโมง ของเซลล์ไฟฟ้าเคมีชนิดตะกั่ว



รูปที่ 2.35 การจ่ายแรงดันไฟฟ้า

2.10.5 ความจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

ความจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่จะแตกต่างกันตามกระแสไฟที่ถูกจ่ายออกไป ถ้ากระแสไฟที่แบตเตอรี่จ่ายออกไปสูง ความจุไฟฟ้าที่แบตเตอรี่บรรจุได้จะต่ำ ตัวอย่างเช่น ถ้าแบตเตอรี่มีความจุไฟฟ้า 500 แอมป์-ชั่วโมง จ่ายไฟได้ 5 ชั่วโมง จะให้กระแสไฟ 100 แอมป์ สำหรับ 5 ชั่วโมง อย่างไรก็ตามถ้าใช้แบตเตอรี่ชนิดเดียวกันนี้ โดยจ่ายไฟ 200 แอมป์ จะให้กระแสไฟได้ 2 ชั่วโมงเท่านั้น ด้วยเหตุนี้ถ้าหากใช้ความจุไฟฟ้าที่ 400 แอมป์ สามารถจ่ายไฟได้ 2 ชั่วโมง ประสิทธิภาพที่ได้จะสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกลงอย่างรวดเร็ว

อุณหภูมิโดยรอบก็จะมีผลกระทบต่อความจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ด้วยกันเช่น ที่อุณหภูมิต่ำค่าความจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่จะลดลงอย่างมาก

2.10.6 ความถ่วงจำเพาะ

ในการอ่านค่าความถ่วงจำเพาะของอิเล็กโทรไลต์สิ่งที่จะบอกการจ่ายกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ได้ดี ที่สุดคือสภาวะการเป็นกรด ตามวัฏจักรของปฏิกิริยาเคมีขณะจ่ายไฟ เมื่อเซลล์ไฟฟ้าเคมีกำลังอัดกระแสไฟ กรดที่เกิดจากแผ่นตะกั่วจะถูกทำให้แตกตัวภายในอิเล็กโทรไลต์ ทำให้เกิดกรดที่แก่กว่าค่าความถ่วงจำเพาะเพิ่มขึ้น เมื่อเซลล์ไฟฟ้าเคมีกำลังจ่ายไฟกรดในอิเล็กโทรไลต์จะรวมตัวเข้ากับวัสดุที่ทำให้เกิดปฏิกิริยาเกิดตะกั่วซัลเฟตและน้ำเป็นเหตุให้ค่าความถ่วงจำเพาะลดลง เพราะฉะนั้นเมื่อแบตเตอรี่ถูกอัดกระแสไฟจนเต็ม ค่าความถ่วงจำเพาะที่อ่านได้จะเป็นค่าที่สูงที่สุด

และเมื่อจ่ายกระแสไฟจนหมด ค่าความถ่วงจำเพาะ ที่อ่านได้จะต่ำที่สุด ช่วงระหว่างการอัดกระแสไฟจนเต็มกับการจ่ายกระแสไฟจนหมดจะแตกต่างกันตามขนาด และการออกแบบเซลล์ไฟฟ้าเคมี เพราะปริมาณของกรดที่แตกต่างกันเมื่อเทียบกับความจุไฟฟ้า

2.10.7 ประสิทธิภาพของแบตเตอรี่

ประสิทธิภาพของเซลล์ไฟฟ้าเคมีคือ สัดส่วนของกระแสไฟขาออกกับกระแสไฟขาเข้า ค่าประสิทธิภาพนี้จะถูกแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ และสามารถทำให้อยู่ในรูปของแอมป์ - ชั่วโมงหรือวัตต์ - ชั่วโมง

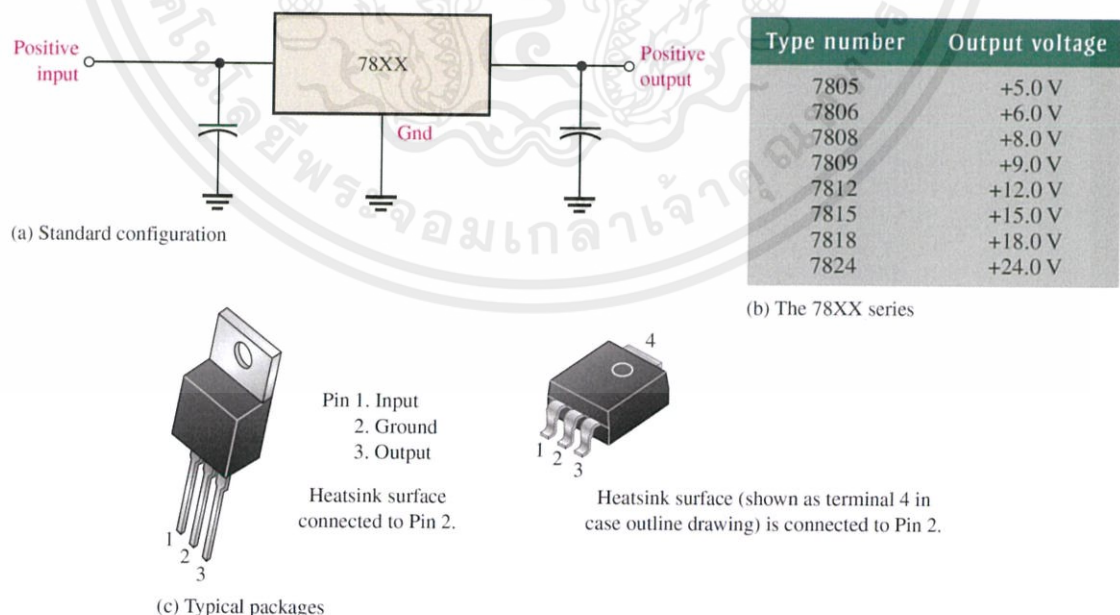
1. การวัดประสิทธิภาพโดยใช้แอมป์ - ชั่วโมง การวัดประสิทธิภาพโดยการใช้อัมป์ - ชั่วโมง คือ การวัดจำนวนของกระแสไฟที่จ่ายออกไปจาก เซลล์ไฟฟ้าเคมีกับจำนวนที่ต้องอัดกระแสไฟกลับคืนเข้าไปจนเซลล์ไฟฟ้าเคมีอยู่ในสภาวะเดิมค่า ประสิทธิภาพโดยใช้แอมป์ - ชั่วโมงของเซลล์ไฟฟ้าเคมีชนิดตะกั่วของ Motive Power มีค่าประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับสภาพการใช้งาน ดังนั้น 100 แอมป์ - ชั่วโมง ต้องอัดกระแสไฟกลับคืนเข้าไป ในเซลล์ไฟฟ้าเคมีทุก ๆ 90 แอมป์ - ชั่วโมง ที่จ่ายกระแสไฟออกไป

2. การวัดประสิทธิภาพโดยใช้วัตต์ - ชั่วโมง การวัดประสิทธิภาพโดยใช้วัตต์ - ชั่วโมงของเซลล์ไฟฟ้าเคมีสำคัญว่าการวัดประสิทธิภาพโดยใช้ แอมแปร์-ชั่วโมง ในการพิจารณาในแง่ประสิทธิภาพของพลังงานวัตต์ - ชั่วโมงเป็นผลผลิตแอมแปร์-ชั่วโมง และแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยในการคำนวณวัตต์-ชั่วโมงให้ใช้ค่าการจ่ายกระแสไฟของเซลล์ไฟฟ้าเคมีหรือค่าการอัดกระแสไฟของเซลล์ไฟฟ้าเคมีคูณด้วยเวลา (ชั่วโมง) แอมแปร์และแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย ด้วยเหตุนี้ถ้าให้ค่าประสิทธิภาพเป็นแบบแอมแปร์-ชั่วโมง เราสามารถหาค่าประสิทธิภาพเป็นแบบวัตต์ - ชั่วโมงได้โดยคูณด้วยสัดส่วนของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยขณะจ่ายกระแสไฟกับแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยขณะอัดกระแสไฟ ดังนั้น ถ้าให้ค่าประสิทธิภาพแอมแปร์- ชั่วโมงมา 90 เปอร์เซ็นต์ แรงดันไฟฟ้าขณะจ่ายไฟเฉลี่ย 1.9 และแรงดันไฟฟ้าขณะอัดกระแสไฟเฉลี่ย 2.4 ค่าประสิทธิภาพแบบวัตต์ - ชั่วโมง ควรจะเป็น : $(90 \times 1.9) / 2.4 = 71.3 \%$ ภายใต้สภาวะปกติในการทำงาน ค่าประสิทธิภาพแบบ วัตต์- ชั่วโมงเฉลี่ยของ Motive Power แบตเตอรี่อยู่ระหว่าง 70-75% หากลดแรงดันไฟฟ้าขณะจ่ายไฟหรือเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขณะอัดไฟจะทำให้ค่า ประสิทธิภาพลดลงอัตราการอัดและการจ่ายกระแสไฟจะสูง ดังนั้นการหาค่าประสิทธิภาพแบบวัตต์ - ชั่วโมง ที่ดีที่สุดควรหาที่กระแสต่ำ แต่ต้องจำไว้ว่าการอัดกระแสไฟควรอยู่ในช่วงที่จำกัดที่แนะนำไว้โดยผู้สร้างแบตเตอรี่

2.11 วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น

2.11.1 แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นแบบคงที่ด้านบวก

แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นนั้นเป็นแหล่งจ่ายที่เก่าแก่มาก ตั้งแต่ยุคแรกของวงจรอิเล็กทรอนิกส์จนถึงปัจจุบัน ซึ่งแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นนั้นมีข้อดีคือ มีความทนทานสูง ราคาถูก และสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้าได้สูง ไอซีรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า (IC Voltage regulators) คือไอซีที่ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ เมื่อไอซีมีแรงดันไฟฟ้าอินพุตเข้ามามากกว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการจ่ายออกไป ตัวอย่างไอซีรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า เช่น IC 78xx IC 79xx และ ไอซีเบอร์อื่น ๆ ไอซีตระกูล 78xx คือไอซีที่ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟบวกให้คงที่ ซึ่งไอซีตระกูล 78xx จะมี 3 ขา ประกอบด้วย ขาอินพุต ขาเอาต์พุต และขากราวด์ รูปที่ 2.36 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันเชิงเส้นไฟบวกที่ใช้ไอซี 78xx 2 ตัวเลขท้ายของไอซี 78xx จะบอกถึงค่าแรงดันเอาต์พุต ตัวอย่างเช่น 7805 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ +5 V แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซีรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ามีความผิดพลาด $\pm 4\%$ ของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตปกติ เช่น ไอซี 7805 จะมีแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตั้งแต่ 4.8 V ถึง 5.2 V แต่ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้อยู่ในย่านนั้นได้ ตารางในรูปที่ 2.36 (b) แสดงไอซีเบอร์ต่าง ๆ และค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซี รูปที่ 2.36 (c) แสดงลักษณะของไอซี ซึ่งขาที่ 1 คือขาอินพุต ขาที่ 2 คือขากราวด์ และขาที่ 3 คือ ขาเอาต์พุต รูปที่ 2.36 (a) แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าประกอบด้วยไอซีรักษาระดับแรงดันไฟบวกคงที่แบบ 3 ขา เบอร์ 78xx และตัวเก็บประจุ ซึ่งตัวเก็บประจุภาคอินพุตและเอาต์พุตมีความจำเป็นอย่างมาก เนื่องจากตัวเก็บประจุทำหน้าที่กรองสัญญาณส่วนที่เป็นกระแสสลับแบบเต็มคลื่นหรือครึ่งคลื่นให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และกรองสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ



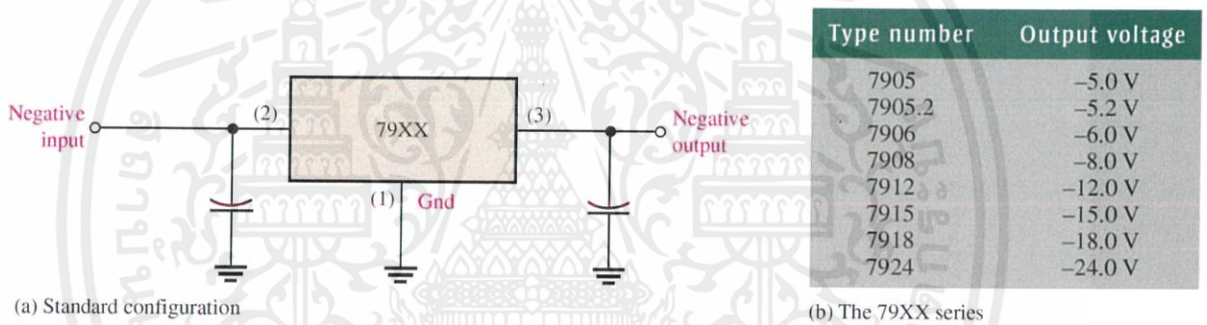
รูปที่ 2.36 ไอซีรักษาระดับแรงดันไฟบวกคงที่แบบ 3 ขา เบอร์ 78xx

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซีตระกูล 78xx สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้ 1 A ซึ่งการใช้งานไอซีต้องติดตั้งแผ่นระบายความร้อน เพื่อให้วงจรสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าได้ แรงดันไฟฟ้าอินพุตจะต้องมากกว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตประมาณ 2.5 V วงจรภายในไอซีจะต้องมีการป้องกันเมื่ออุณหภูมิสูงเกิน และจำกัดกระแสไฟฟ้าลัดวงจร การที่อุณหภูมิสูงมากขึ้นได้ก็ต่อเมื่อกำลังสูญเสียภายในมีมากขึ้นเกินกว่าที่ออกแบบไว้ และอุณหภูมิของอุปกรณ์เกินกว่าค่าที่ออกแบบไว้ การประยุกต์ใช้งานไอซีรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าส่วนมากแล้วจะต้องติดตั้งแผ่นระบายความร้อนเพื่อป้องกันไม่ให้อุณหภูมิเกิน

2.11.2 แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นแบบคงที่ที่ด้านลบ

ไอซีตระกูล 79xx คือไอซีรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าแบบ 3 ขา ซึ่งทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตฟลอบคงที่ ไอซีตระกูลนี้จะกลับด้านกับไอซีตระกูล 78xx และลักษณะการวางขาของอุปกรณ์จะแตกต่างจากไอซีรักษาระดับแรงดันไฟบวก รูปที่ 2.37 แสดงคุณลักษณะมาตรฐานและหมายเลขอุปกรณ์ที่สัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแต่ละค่า



รูปที่ 2.37 ไอซีรักษาระดับแรงดันไฟลบคงที่แบบ 3 ขา เบอร์ 79xx

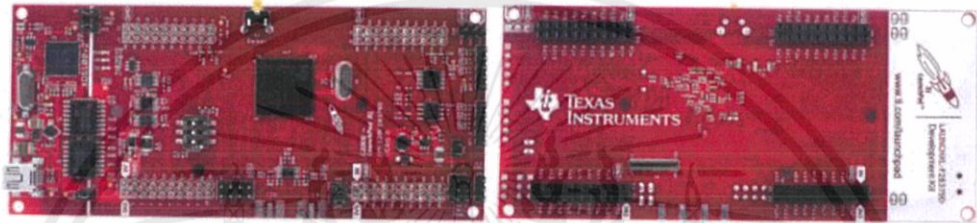
2.12 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D

ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการทดลองนี้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 โดย C2000 คือชื่อตระกูลไมโครคอนโทรลเลอร์ 32 บิต จาก Texas Instrument Inc. ผู้ผลิต DSP, Microcontroller และไอซีต่างๆ โดย Texas Instruments ได้กำหนดชื่อตระกูลอย่างเป็นทางการของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Real-time Control ว่า C2000 ซึ่งถูกจัดให้เป็น Digital Signal Controller (DSC) ดังรูปที่ 3.38

ซอฟต์แวร์สำหรับพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 สำหรับการทดลองนี้จะแนะนำซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการโปรแกรมซอร์สโค้ดลงไปไมโครคอนโทรลเลอร์ และโปรแกรมคอมไพเลอร์ ซึ่งมีโปรแกรม 2 ตัว คือ

1. Code Composer Studio (CCS) เป็นซอฟต์แวร์โปรแกรมและคอมไพเลอร์ภาษาซี ซึ่งมีหน้าที่คอมไพล์และโหลดโปรแกรมลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ และมีขั้นตอนการสร้าง Target Configuration สำหรับ F28377 Experiment Kit และเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังรูปที่ 3.39 (ก)

2. MATLAB/Simulink เป็นโปรแกรมคอมไพเลอร์บล็อกไดอะแกรมโดยผ่านฟังก์ชัน Simulink ในการสร้างบล็อกไดอะแกรม เพื่อควบคุมและพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 โดยใช้บล็อกไดอะแกรมจากหมวด Embedded Coder ซึ่งจะมีบล็อก Peripherals ต่าง ๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 2.38 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D



(ก) โปรแกรม Code Composer Studio v6 (CCS) (ข) โปรแกรม MATLAB/Simulink

รูปที่ 2.39 โปรแกรมที่ใช้ในการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 3

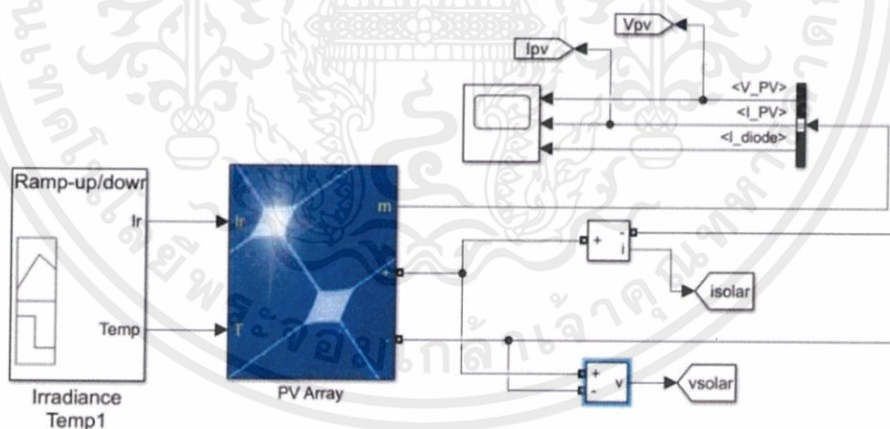
การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 บทนำ

ในการออกแบบและจำลองระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่เพื่อจ่ายโหลดอิสระนี้จะใช้การจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink เพื่อเป็นต้นแบบในความถูกต้องและได้ผลเป็นไปตามทฤษฎีและสมมติฐานที่มีอยู่ และเพื่อลดผลของความเสียหายและอุบัติเหตุได้ โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกของเซลล์แสงอาทิตย์ และพลังงานลมให้สูงขึ้น อีกทั้งยังมีการออกแบบและควบคุมการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์ และการประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องเข้าใจถึงหลักการทำงานโครงสร้าง และรายละเอียดในอุปกรณ์แต่ละส่วน ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและผลการจำลองของวงจรกำลังและวงจรควบคุม

3.2 การจำลองคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์

ในปริณญาณิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลองการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ขนาด 1 กิโลวัตต์ แสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมจำลองคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์

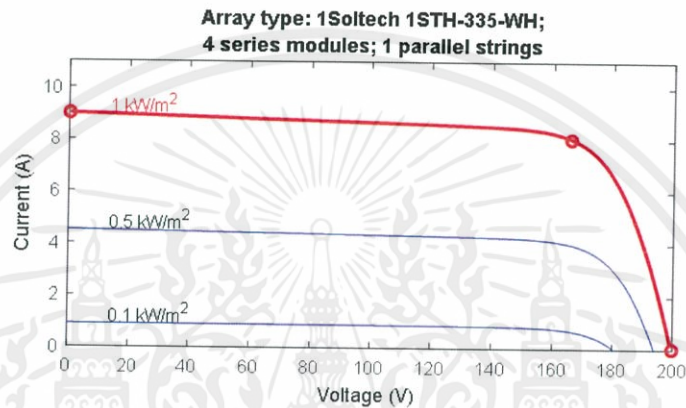
โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อพิจารณาคุณลักษณะทางด้านแรงดันกับกระแส และคุณลักษณะทางด้านแรงดันกับกำลังได้ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 ตามลำดับ โดยข้อมูลของแผงโซลาร์เซลล์ที่นำมาใช้ในการจำลอง มีรายละเอียดดังตารางที่ 3.1

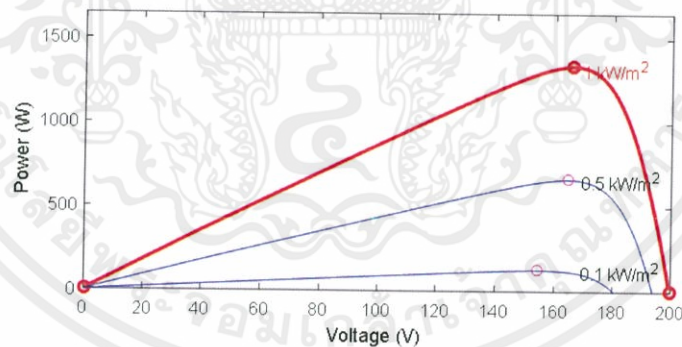
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ข้อมูลจำเพาะของเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้จำลอง

Open circuit Voltage (V_{oc})	49.9 V
Short circuit current (I_{sc})	9 A
Maximum Power Voltage (V_{pm})	41.5 V
Maximum Power Current (I_{pm})	8.07 A
Maximum Power (P_{max})	334.905 W



รูปที่ 3.2 คุณลักษณะของแรงดันและกระแสของผลการจำลองการทำงานของแผงโซลาร์เซลล์

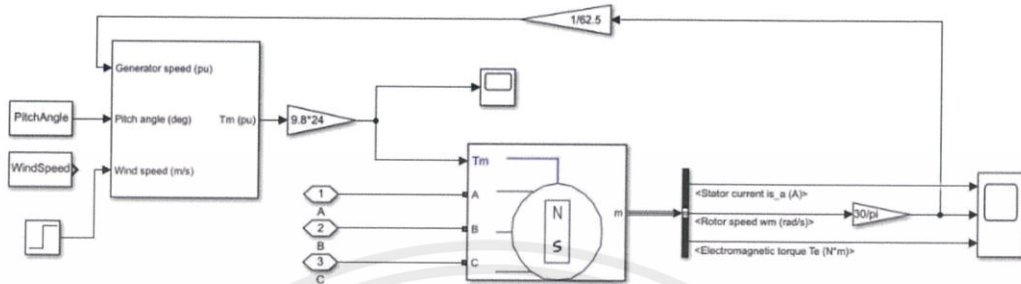


รูปที่ 3.3 คุณลักษณะของแรงดันและกำลังของผลการจำลองการทำงานของแผงโซลาร์เซลล์

จากผลการจำลองการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ความเข้มแสงแตกต่างกัน เมื่อจ่ายกระแสไหลสูงขึ้นไปจะทำให้แรงดันลดลง ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกำลังเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อเปรียบเทียบกับที่ความเข้มแสงแตกต่างกัน จะทำให้ได้กำลังเอาต์พุตของแผงโซลาร์เซลล์แตกต่างกัน โดยที่ความเข้มแสงมากจะทำให้ได้กำลังเอาต์พุตของแผง โซลาร์เซลล์มากกว่าที่ความเข้มแสงน้อย

3.3 การจำลองการทำงานของกังหันลม

ในปฏิยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลองการทำงานของกังหันลมขนาด 1 กิโลวัตต์ ดังรูปที่ 3.4



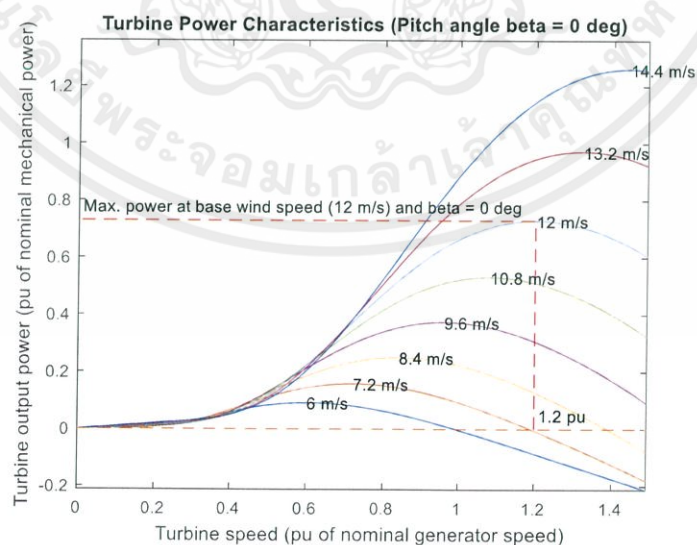
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมจำลองคุณลักษณะของกังหันลมโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

การทำงานของกังหันลมเมื่อพิจารณาคุณลักษณะของความเร็วรอบกับกำลังกลเอาต์พุตของผลการจำลองการทำงานของกังหันลม ดังรูปที่ 3.5 โดยข้อมูลของกังหันลมที่นำมาใช้ในการจำลองมีรายละเอียดดังนี้

Base wind speed 12m/s

Base Turbine Speed 62.5 rpm

Base Mechanical Power 1.5 kW



รูปที่ 3.5 คุณลักษณะของความเร็วรอบกับกำลังกลเอาต์พุตของจำลองการทำงานของกังหันลม

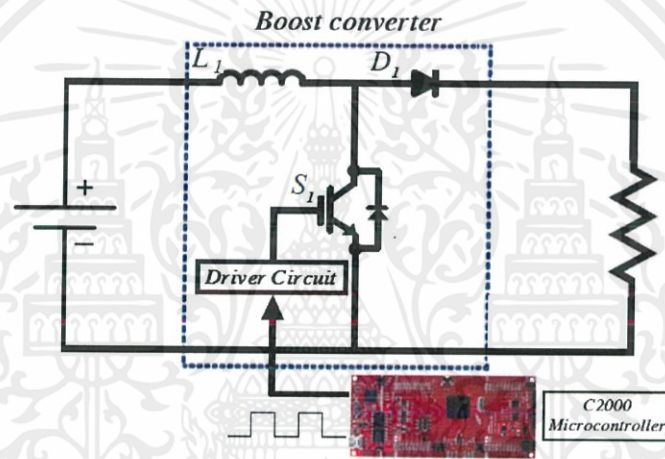
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบกังหันลมให้มีกำลังกลเอาต์พุตที่ออกมาจากเพลากังหันลมเล็กน้อยเท่าใดขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของอากาศ มุมบิดของใบพัด รัศมีของใบพัด ความเร็วลม และสัมประสิทธิ์กำลังของกังหันลม

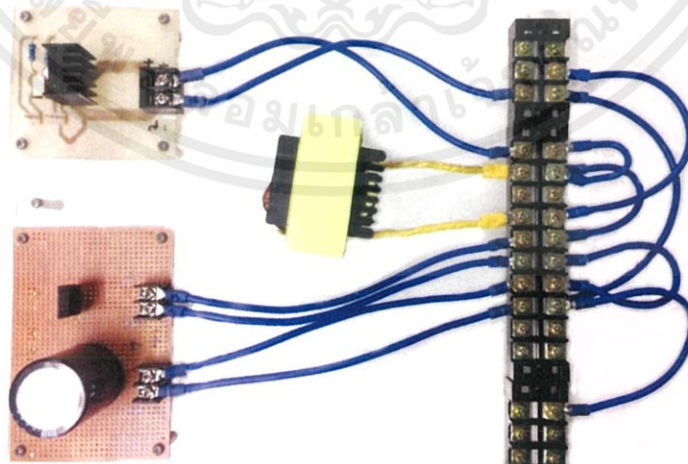
จากผลการจำลองเมื่อเปรียบเทียบคุณลักษณะทางด้านความเร็วรอบกับกำลังกลเอาต์พุตของกังหันลม จะเห็นได้ว่าที่ความเร็วลมสูงกังหันลมจะผลิตกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้มากกว่าที่ความเร็วลมต่ำที่ค่าความเร็วรอบของเพลากังหันแตกต่างกัน

3.4 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ในปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 ชุดสำหรับเชื่อมต่อกับเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม วงจรกำลังที่ได้ออกแบบไว้มีลักษณะดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรกำลังของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



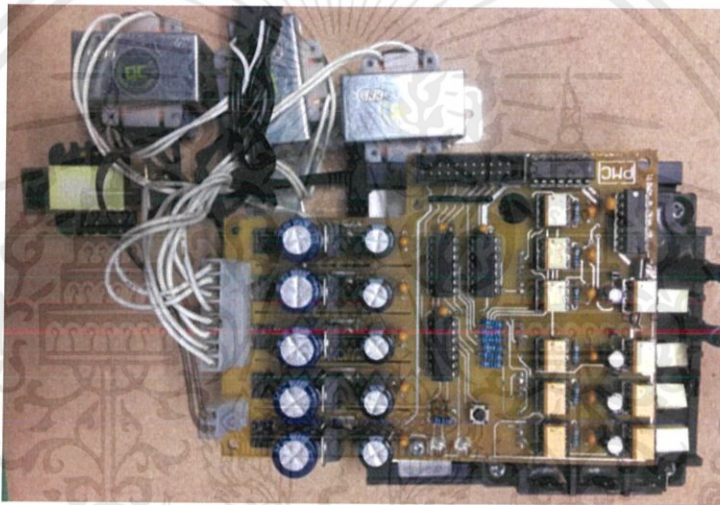
รูปที่ 3.7 ชุดวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.7 แสดงชุดวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบและทำการประกอบสร้างโดยในวงจรจะประกอบไปด้วย ตัวเหนี่ยวนำขนาด 350 μH , ตัวเก็บประจุขนาด 560 μF , ไดโอดกำลัง และไอจีบีที เบอร์ GT60M303 ในปริยญาณิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบควบคุมสัญญาณที่ใช้ในการขับสวิทช์ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ซึ่งมีความถี่ในการสวิทช์ที่ 20 kHz และสามารถปรับอัตราการสวิทช์ได้เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการ

3.5 การควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์

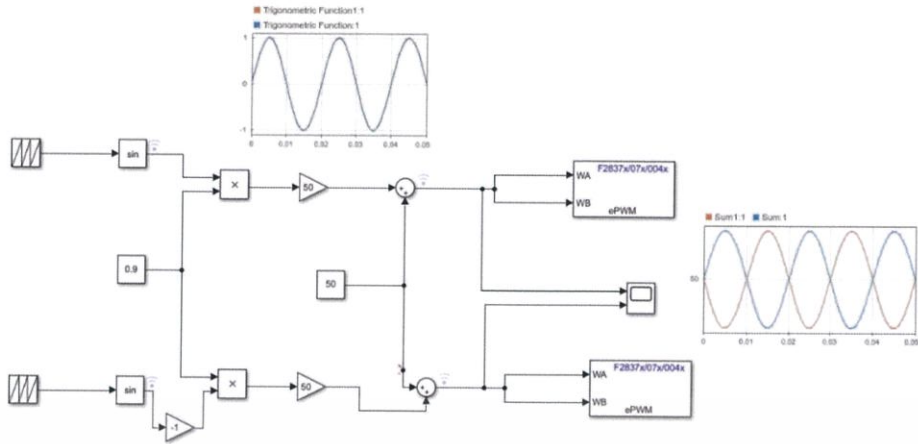
ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการเลือกใช้ Mitsubishi Intelligent Power Modules PM25RSB120 ซึ่งเป็นชุดอินเวอร์เตอร์สำหรับทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเชื่อมโยงทางดีซี (DC Bus) ขนาด 100 โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ชุดโมดูลอินเวอร์เตอร์ PM25RSB120

3.5.1 ส่วนของวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

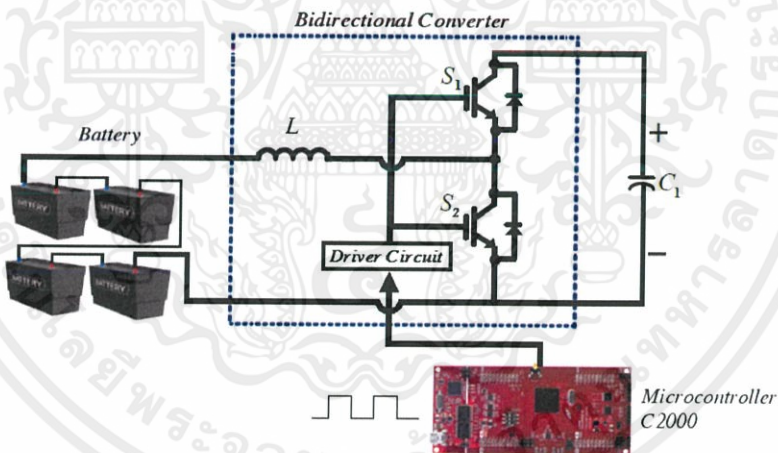
การออกแบบวงจรควบคุมนี้ใช้หลักการ PWM with Unipolar Voltage Switching เป็นการสวิทช์แรงดันระหว่างค่าบวกกับค่าศูนย์เป็นระยะเวลาครึ่งคาบ แล้วจึงสวิทช์แรงดันค่าลบกับค่าศูนย์ ในครึ่งคาบถัดไป การสร้างสัญญาณ PWM นั้นจะใช้การนำสัญญาณคลื่นไซน์ (sine wave) ความถี่ 50 Hz เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular wave) ที่ความถี่ 5 kHz เมื่อผ่าน Comparator หรือ Operation amplifier ก็จะได้สัญญาณพัลส์ ที่มี pulse width เปลี่ยนแปลงตามระดับสัญญาณ sine wave และมีความถี่ตามสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม การเลือกใช้สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม 5 kHz ก็เพื่อที่จะสามารถกรองเอาความถี่ที่สูงออกได้ง่ายเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter)



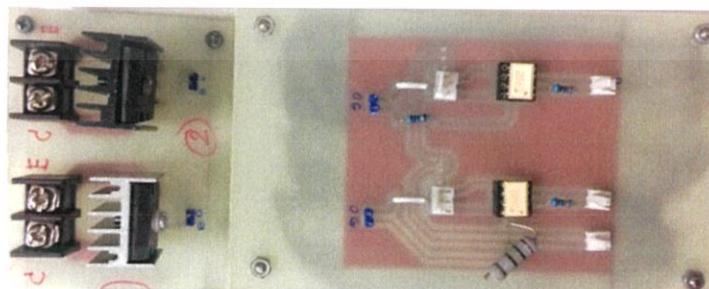
รูปที่ 3.9 การสร้างสัญญาณ PWM แบบยูนิโพลาร์

3.6 การออกแบบและสร้างวงจรประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

ในปริิฤณยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบวงจรประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (Bidirectional converter) โดยเลือกใช้แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ขนาด 12 โวลต์ 7.2 แอมป์อวอร์ด จำนวน 4 ลูก ต่ออนุกรมกัน เพื่อเพิ่มแรงดันของแบตเตอรี่ให้ได้ 48 โวลต์ ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกำลังสำหรับประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่



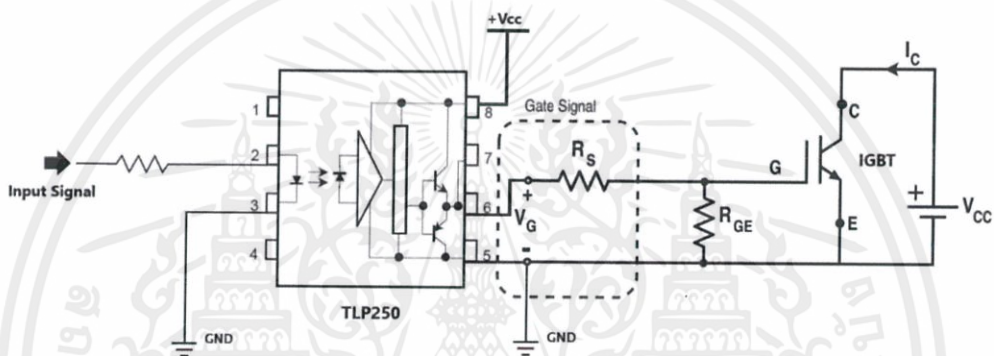
รูปที่ 3.11 ชุดวงจรการประจุไฟฟ้าและการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

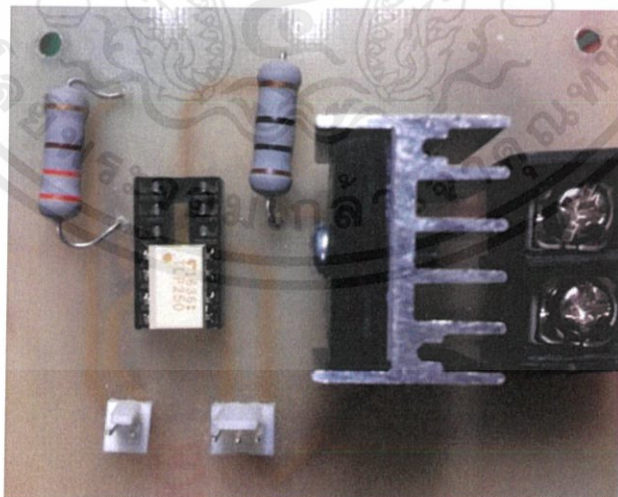
3.7 การออกแบบและสร้างวงจรขับเคลื่อน

การออกแบบวงจรขับเคลื่อน (Gate Drive Circuit) ทำหน้าที่เชื่อมโยงสัญญาณพัลส์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์จากวงจรกำเนิดจากสัญญาณต่าง ๆ กับสวิตช์อิเล็คทรอนิกส์กำลัง โดยทั่วไปวงจรขับเคลื่อนจะทำหน้าที่แยก (Isolated) ความเชื่อมโยงทางไฟฟ้าระหว่างสัญญาณพัลส์ควบคุมกับสวิตช์อิเล็คทรอนิกส์กำลังในวงจรกำลัง และทำหน้าที่ตัดสัญญาณควบคุมสวิตช์อิเล็คทรอนิกส์กำลัง ในกรณีที่วงจรกำลังอยู่ในสภาวะกระแสไหลตกเกินหรือแรงดันสูงกว่าพิกัด เป็นต้น

ในปริณญาณิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ ไอจีบีทีเป็นสวิตช์และเลือกใช้ IC TLP250 เป็นตัวขับเคลื่อน ซึ่งจะได้วงจรตามรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.12 วงจรขับเคลื่อน

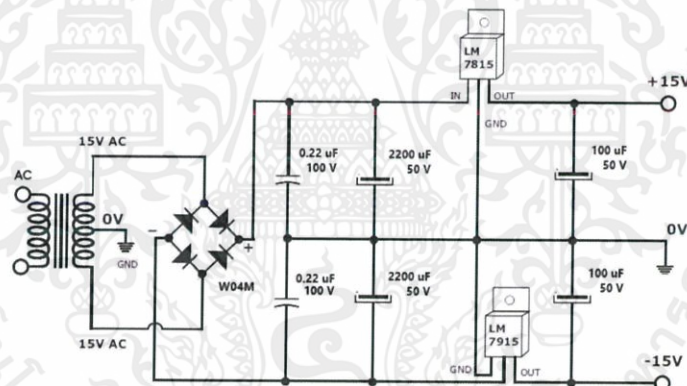


รูปที่ 3.13 ชุดวงจรขับเคลื่อน

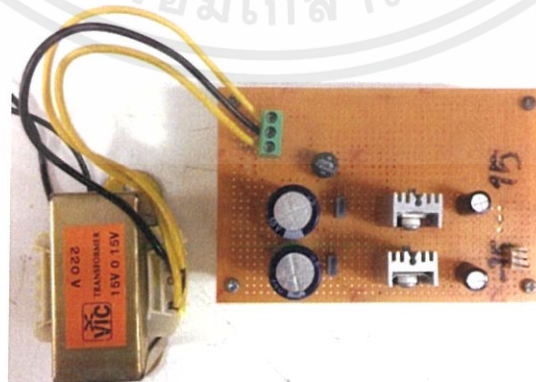
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 การออกแบบและสร้างวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์บางวงจรที่ต้องการแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง +15 โวลต์ และ -15 โวลต์ ที่กระแส 1 แอมป์ เช่น วงจรตรวจจับแรงดัน วงจรตรวจจับกระแส วงจรขับเคลื่อน เป็นต้น ในปริิฎยงานิพนธ์เล่มนี้ได้ออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +15 Vdc และ -15 Vdc จำนวน 2 ชุด ดังรูปที่ 3.14 และแรงดันขนาด +18 Vdc และ -18 Vdc จำนวน 2 ชุด ดังรูปที่ 3.16 โดยภายในวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงประกอบไปด้วยหม้อแปลงที่มีแท็ปกลางทำหน้าที่ลดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) สูงให้มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ต่ำ จากนั้นผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (W04M) แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) ต่ำ ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (DC) แต่ไฟฟ้ากระแสตรงที่ยังไม่เรียบ จึงต้องผ่านตัวเก็บประจุขนาด 0.22 μF , 100 V และ 2200 μF , 50 V เพื่อกรองไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบและมีพริ้ว (ripple) น้อย ๆ จากนั้นนำมาเข้าวงจรคุมค่า (Voltage Regulator) ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟให้คงที่ที่แรงดันขนาด +15 Vdc (LM7815), -15 Vdc (LM7915), +18 Vdc (LM7818) และ -18 Vdc (LM7918) และใช้ตัวเก็บประจุขนาด 100 μF , 50V ไว้ที่แรงดันด้านขาออกเพื่อทำหน้าที่เรียงกระแสให้เรียบและปรับระดับแรงดันให้สามารถจ่ายกระแสได้สม่ำเสมอ

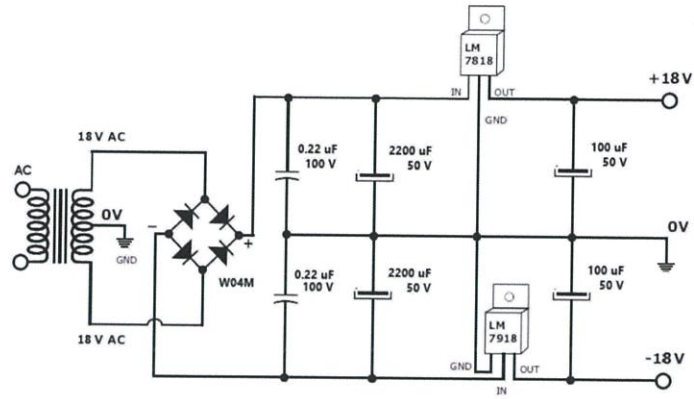


รูปที่ 3.14 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +15 Vdc และ -15 Vdc

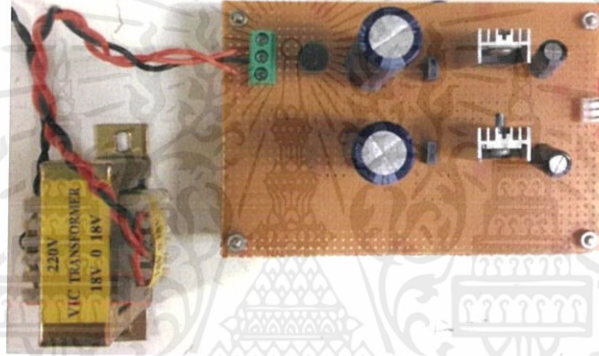


รูปที่ 3.15 ชุดวงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +15 Vdc และ -15 Vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +18 Vdc และ -18 Vdc



รูปที่ 3.17 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงขนาด +18 Vdc และ -18 Vdc

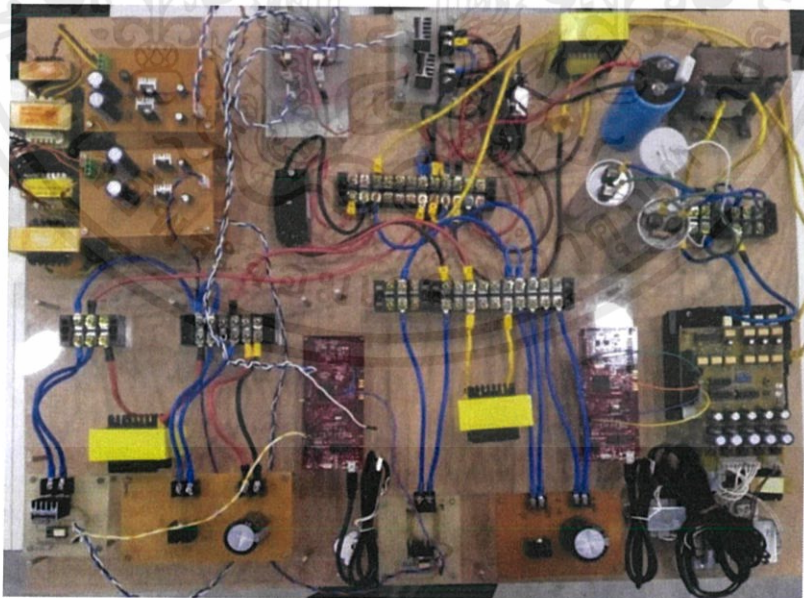
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

การทดลองการทำงานของระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่เพื่อจ่ายโหลดอิสระ จะแบ่งการทดลองออกเป็น 6 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 เป็นการทดลองแผงเซลล์แสงอาทิตย์ในการจ่ายโหลด เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้ในการทดลอง ส่วนที่ 2 เป็นการทดลองการควบคุมสัญญาณการทำงานของอินเวอร์เตอร์ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับได้จริง และสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้โหลดได้ ส่วนที่ 3 เป็นการทดลองการทำงานของชุดบูสคอนเวอร์เตอร์ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของชุดบูสคอนเวอร์เตอร์ ส่วนที่ 4 เป็นการทดลองการประจุไฟฟ้าและการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ เพื่อทดสอบว่าสามารถจ่ายพลังงานให้แก่โหลดได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่วนที่ 5 เป็นการทดลองการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อกับชุดบูสคอนเวอร์เตอร์ แบตเตอรี่ และอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบว่าสามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกและจ่ายพลังงานให้แก่โหลดได้ ส่วนที่ 6 เป็นการทดลองการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อกับชุดบูสคอนเวอร์เตอร์ ทำงานร่วมกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมต่อกับชุดบูสคอนเวอร์เตอร์ แบตเตอรี่ และอินเวอร์เตอร์เพื่อทดสอบหาประสิทธิภาพในการจ่ายโหลด โดยวงจรที่ออกแบบและประกอบสร้าง ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ชุดทดสอบระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม แบตเตอรี่ และอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดสอบการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์

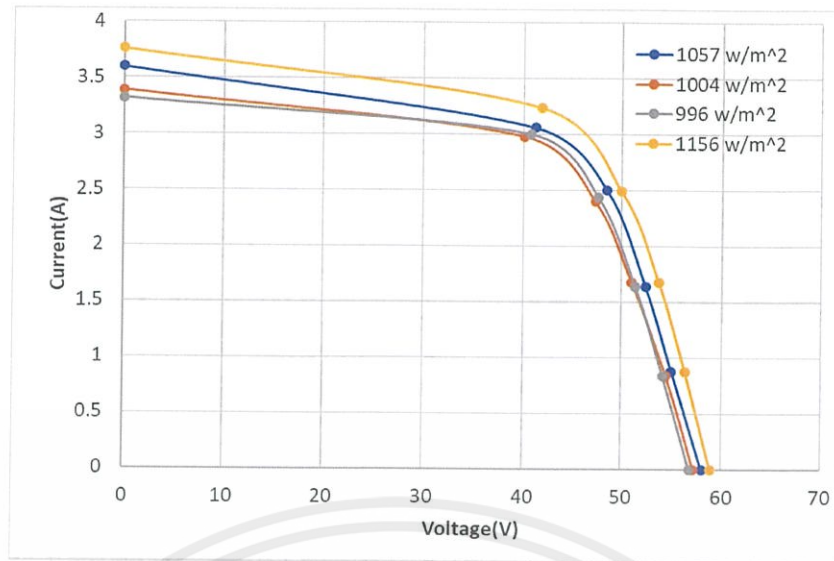
ในการทดสอบนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาต่ออนุกรม 2 แผง ได้ผลการทดสอบการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อพิจารณาคุณลักษณะทางด้านแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้า และคุณลักษณะทางด้านแรงดันไฟฟ้ากับกำลังไฟฟ้าได้ผลการทดสอบ ดังรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 ตามลำดับ โดยข้อมูลของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้ในการทดลอง มีรายละเอียดดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลจำเพาะของเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้ทดสอบ

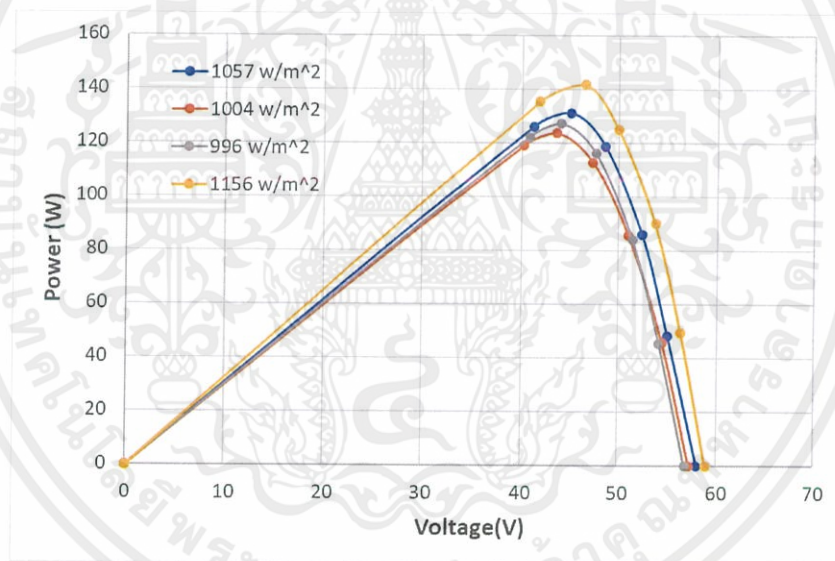
Model	BS 40 VA
Open circuit Voltage (V_{oc})	62.5 V
Short circuit current (I_{sc})	1.15 A
Maximum Power Voltage (V_{pm})	44.0 V
Maximum Power Current (I_{pm})	0.9 A
Maximum Power (P_{max})	40.0 W
Max Series Fuse Rating	4 A
Max system voltage	600 V

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ระดับความเข้มแสงแตกต่างกัน

1057 w/m ²			1004 w/m ²			996 w/m ²			1156 w/m ²		
V	I	P	V	I	P	V	I	P	V	I	P
58.00	0	0	57.20	0	0	56.80	0	0	58.9	0	0
55.00	0.88	48.4	54.45	0.84	45.73	54.15	0.84	45.49	56.35	0.88	49.59
52.40	1.64	85.93	51.00	1.68	85.68	51.40	1.64	84.30	53.75	1.68	90.30
48.50	2.50	118.58	47.30	2.4	112.80	47.60	2.44	116.14	50	2.49	124.99
41.20	3.06	126.10	40.10	2.98	118.90	40.75	3.00	122.25	41.8	3.24	135.43
0	3.60	0	0	3.39	0	0	3.32	0	0	3.76	0



รูปที่ 4.2 คุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของการทดสอบเซลล์แสงอาทิตย์

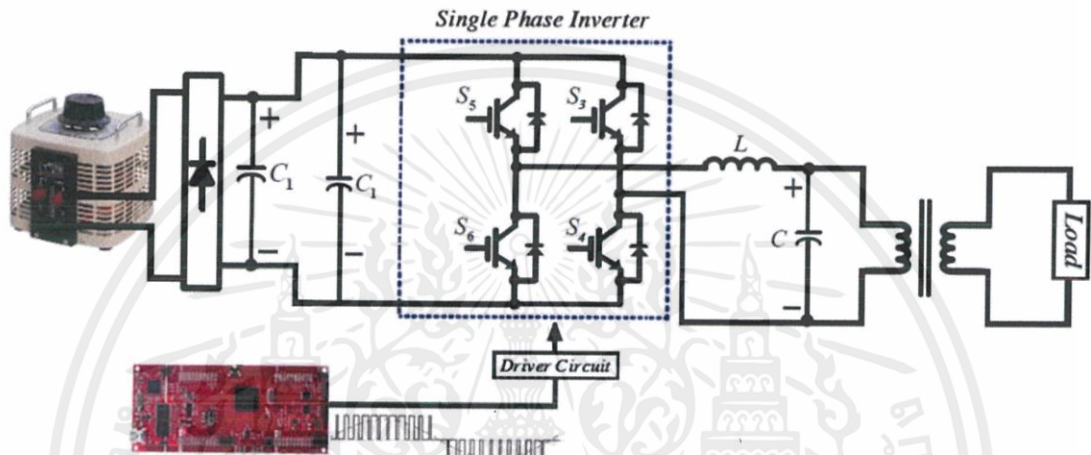


รูปที่ 4.3 คุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าของผลการทดสอบเซลล์แสงอาทิตย์

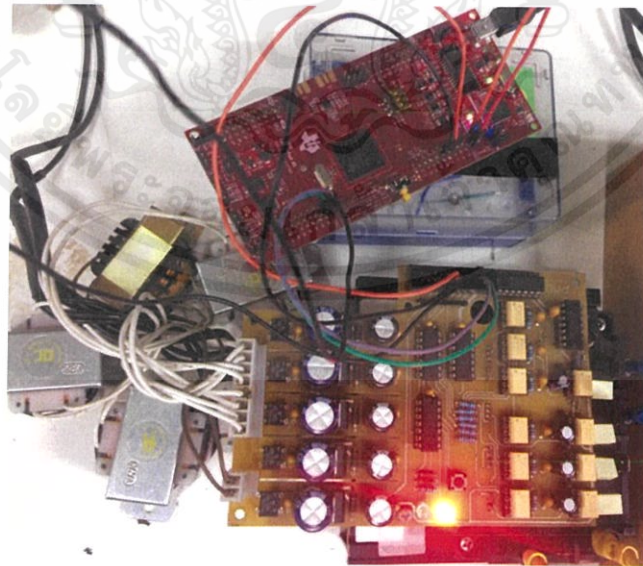
จากตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ความเข้มแสงแตกต่างกัน เมื่อจ่ายกระแสไหลสูงขึ้นไปจะทำให้แรงดันไฟฟ้าลดลง ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อเปรียบเทียบที่ความเข้มแสงแตกต่างกัน จะทำให้ได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของแผงเซลล์แสงอาทิตย์แตกต่างกัน โดยที่ความเข้มแสงมากจะทำให้ได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของแผงเซลล์แสงอาทิตย์มากกว่าที่ความเข้มแสงน้อย

4.3 การทดสอบการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์

การออกแบบวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์นี้ใช้หลักการยูนิโพลาร์ (PWM with Unipolar Voltage Switching) โดยการสร้างสัญญาณ PWM นั้นจะใช้การนำสัญญาณคลื่นไซน์ (sine wave) ความถี่ 50 Hz เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular wave) ที่ความถี่ 5 kHz ดังรูปที่ 4.6 ในปริิณยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการเลือกใช้ Mitsubishi Intelligent Power Modules PM25RSB120 พร้อมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) และผ่านหม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดัน (Step Up Transformer) ดังรูปที่ 4.4

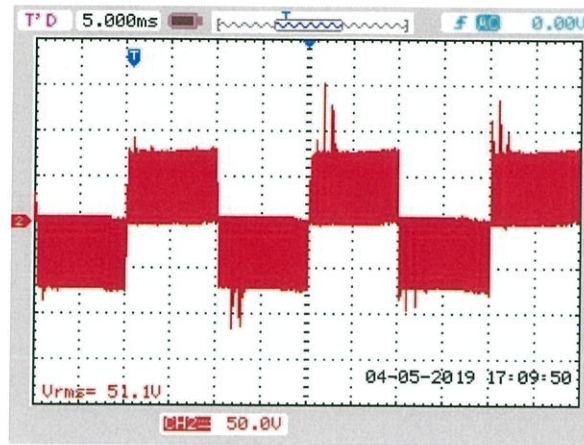


รูปที่ 4.4 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

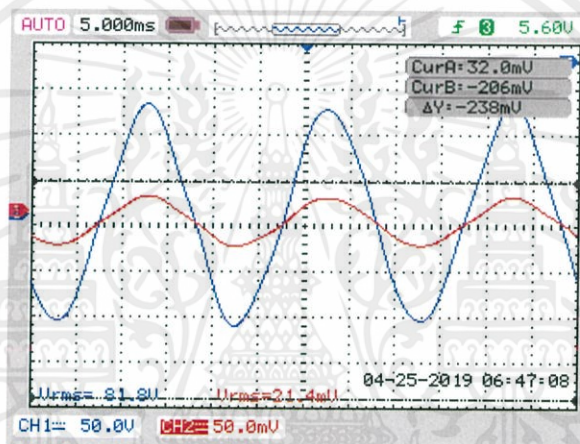


รูปที่ 4.5 การทดสอบชุดอินเวอร์เตอร์

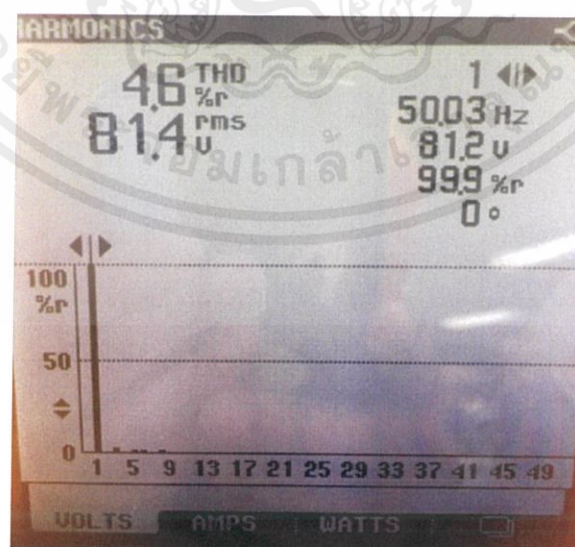
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณ PWM แบบยูนิโพลาร์

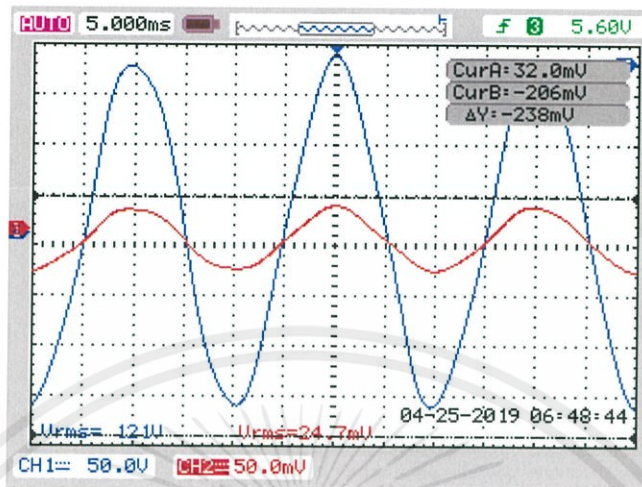


รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 81.8$ V



รูปที่ 4.8 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 81.4$ V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

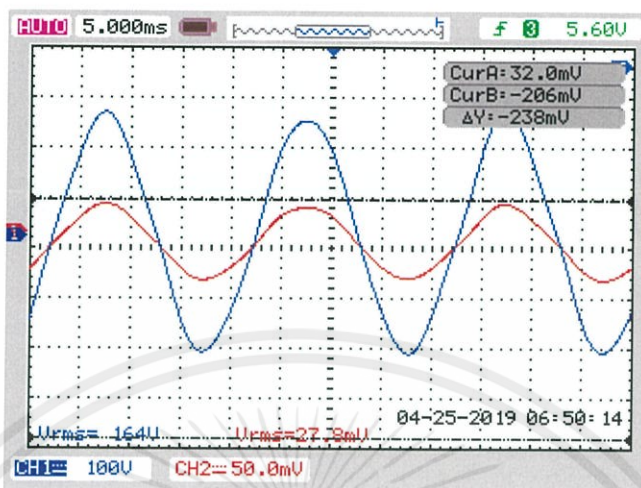


รูปที่ 4.9 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 121 V$

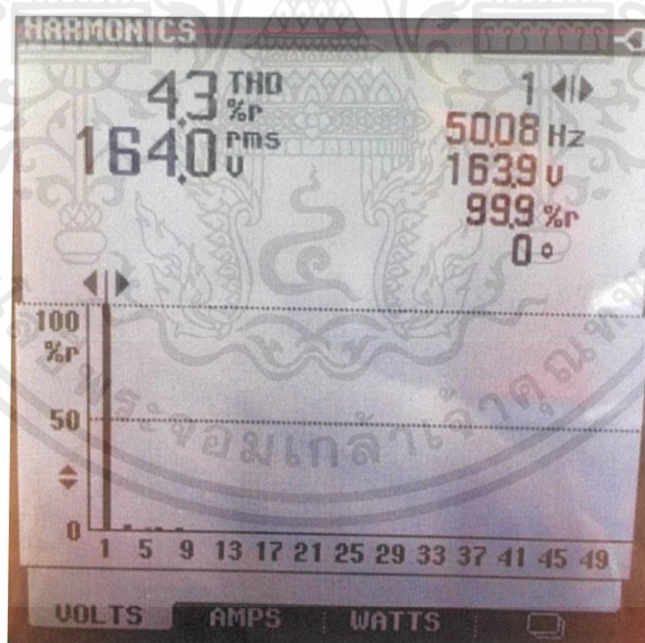


รูปที่ 4.10 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 119.7 V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

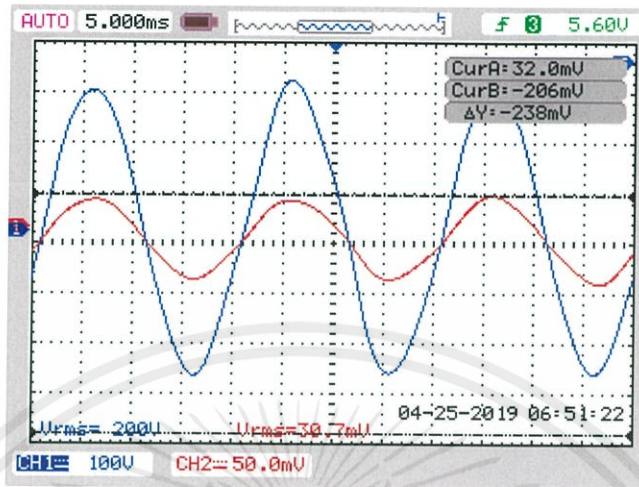


รูปที่ 4.11 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 164 \text{ V}$

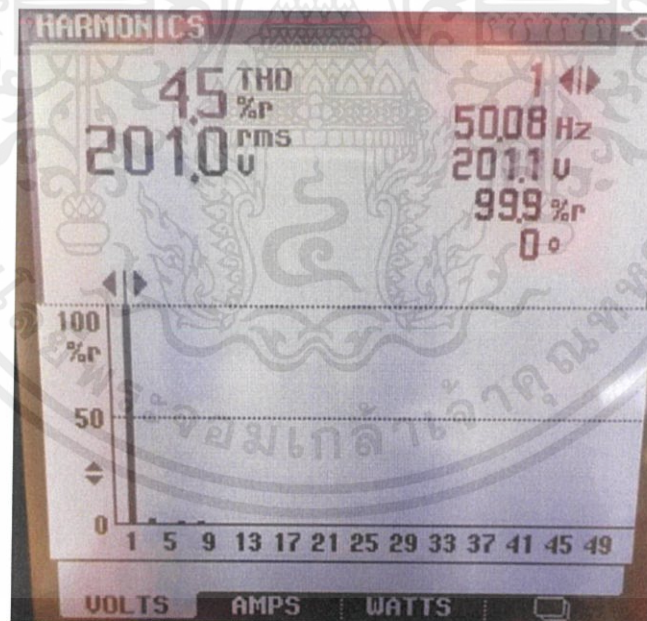


รูปที่ 4.12 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 164 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

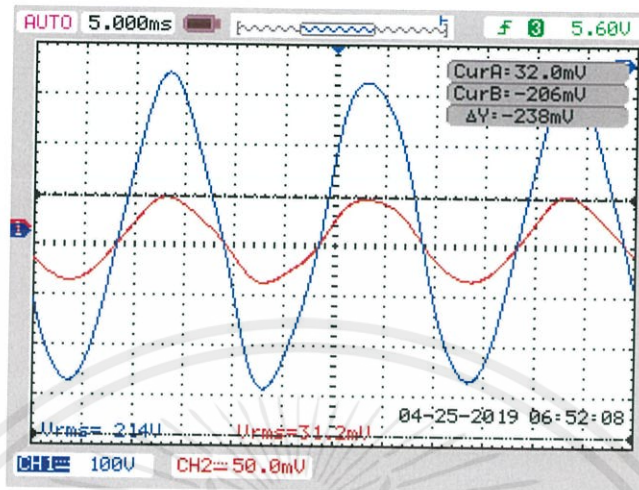


รูปที่ 4.13 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 200 \text{ V}$

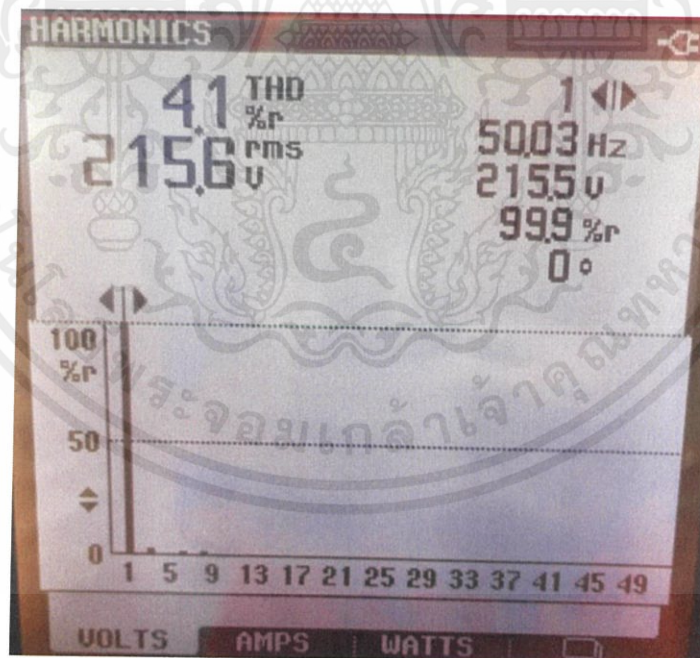


รูปที่ 4.14 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 201 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 214 \text{ V}$

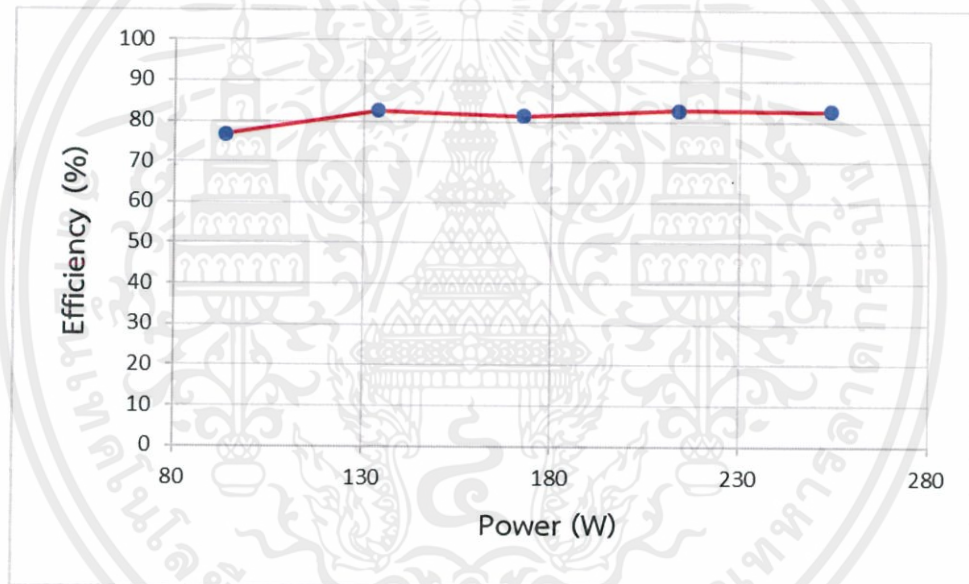


รูปที่ 4.16 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 215.6 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ

Modulation	Input			Output			Efficiency (%)
	Voltage (V)	Current (A)	Power (W)	Voltage (V)	Current (A)	Power (W)	
0.80	101.80	0.95	93.80	221.30	0.31	72.03	76.79
0.83	102.00	1.35	133.57	219.00	0.48	110.38	82.64
0.86	101.60	1.75	172.47	219.00	0.61	140.27	81.33
0.88	102.00	2.16	213.71	219.00	0.77	177.06	82.85
0.91	102.20	2.56	253.78	219.40	0.91	209.64	82.60

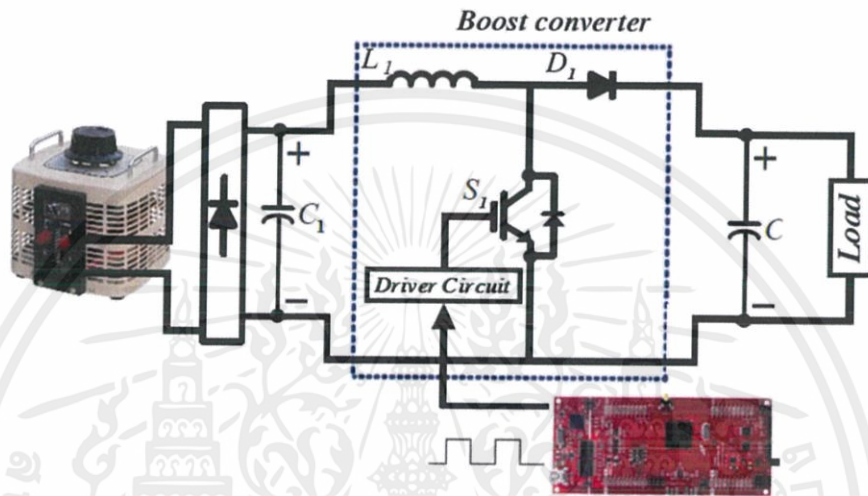


รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงด้านเข้าและประสิทธิภาพ

จากการทดลองทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงผ่านชุดอินเวอร์เตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) และหม้อแปลงเพิ่มแรงดันไฟฟ้า เมื่อทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด พบว่า เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THD_V) พบว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันไม่เกินจากมาตรฐาน IEEE 519 ที่แสดงค่าของ Total Harmonic Distortion ในระบบแรงดันที่ต่ำกว่า 69 kV ต้องมีค่าไม่เกิน 5% และจากตารางที่ 4.3 เห็นได้ว่าชุดอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้

4.4 การทดสอบการทำงานของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์

การทดลองการทำงานของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และจ่ายโหลดตลอดไฟ ดังรูปที่ 4.18 เพื่อทดสอบหาประสิทธิภาพของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์ โดยการปรับเพิ่มโหลด อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะเป็นไปตามสัญญาณขับสวิตช์ เมื่อสัญญาณขับสวิตช์มีอัตราการเปิดปิดมากขึ้น แรงดันไฟฟ้าด้านออกก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ดังรูปที่ 4.19 และรูปที่ 4.20

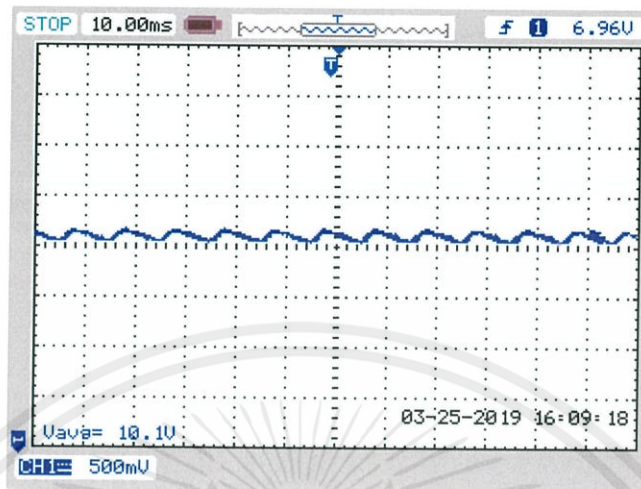


รูปที่ 4.18 วงจรกำลังของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.19 รูปคลื่นสัญญาณขับสวิตช์ที่ตีวตีไซเคิลเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์

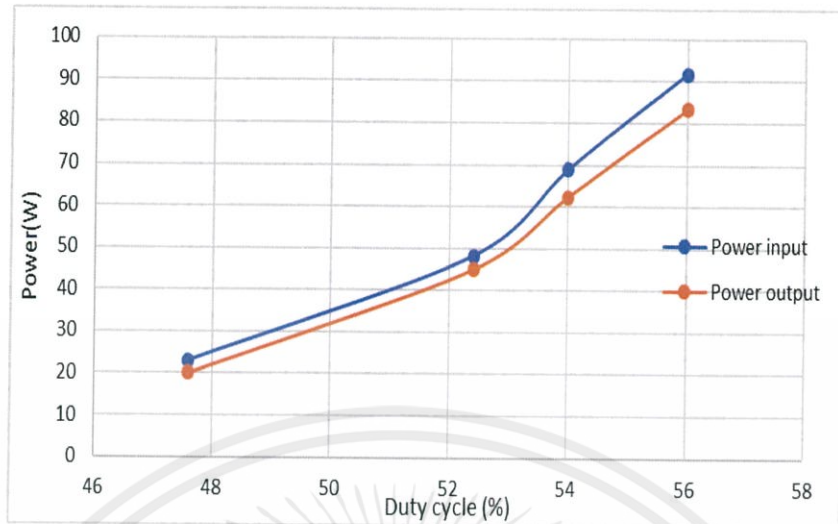
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



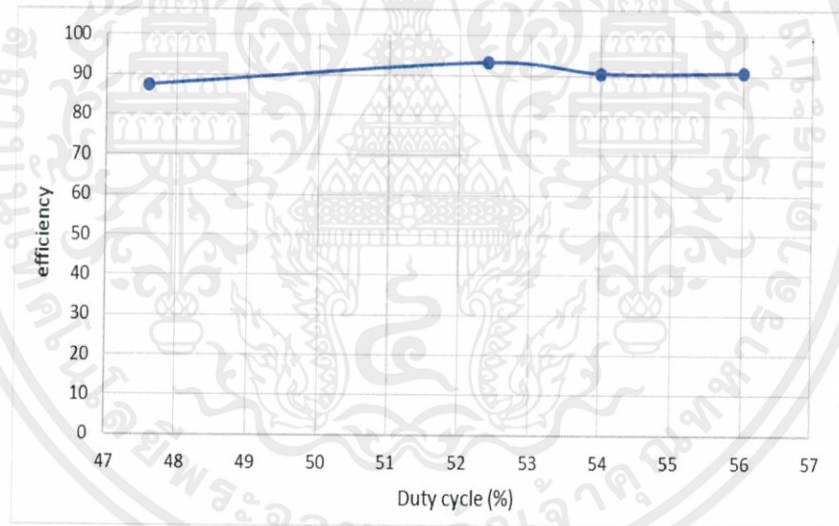
รูปที่ 4.20 แรงดันไฟฟ้าด้านออกของชุดวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ 100 โวลต์

ตารางที่ 4.4 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์

Duty cycle (%)	Input			Output			Efficiency (%)
	Voltage	Current	Power	Voltage	Current	Power	
47.6	50.9	0.45	22.9	100.4	0.2	20	87.33
52.4	49.4	1.1	48.2	100.1	0.45	45	93.36
54	48.3	1.76	68.8	100.5	0.62	62.3	90.55
56	46.9	2.41	91.8	100.4	0.83	83.3	90.74



รูปที่ 4.21 กำลังอินพุต,กำลังเอาต์พุต และดิวตี้ไซเคิล



รูปที่ 4.22 ประสิทธิภาพของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์

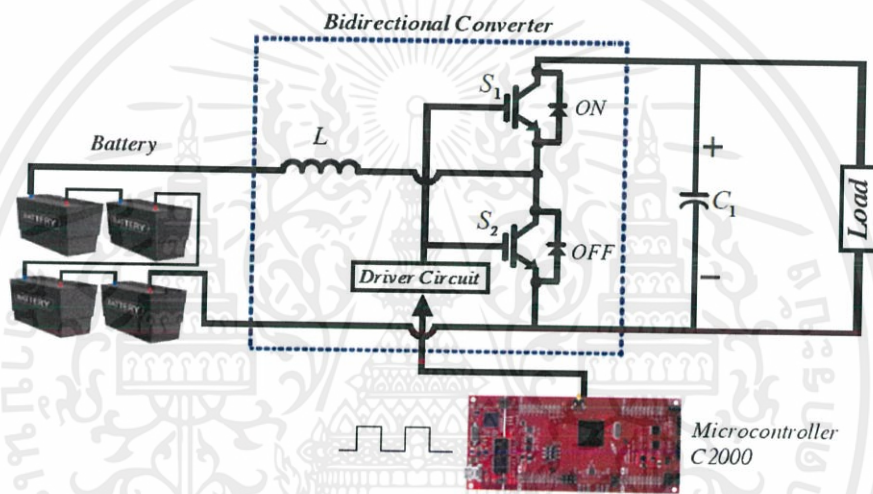
จากการทดสอบการทำงานของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์ พบว่าชุดบัสคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสร้างจำนวน 2 ชุดนั้นสามารถใช้งานได้ และมีประสิทธิภาพที่น่าพึงพอใจ ดังตารางที่ 4.4 และเมื่อนำค่าที่ได้ในตารางที่ 4.4 มาทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง กำลังไฟฟ้าด้านเข้ากับค่าดิวตี้ไซเคิลและกำลังไฟฟ้าด้านออกกับค่าดิวตี้ไซเคิล ดังรูปที่ 4.21 จะเห็นได้ชัดว่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้ามีค่ามากกว่ากำลังไฟฟ้าด้านออกเสมอ ทำให้ชุดบัสคอนเวอร์เตอร์นี้มีประสิทธิภาพสามารถนำไปใช้งานในระบบได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

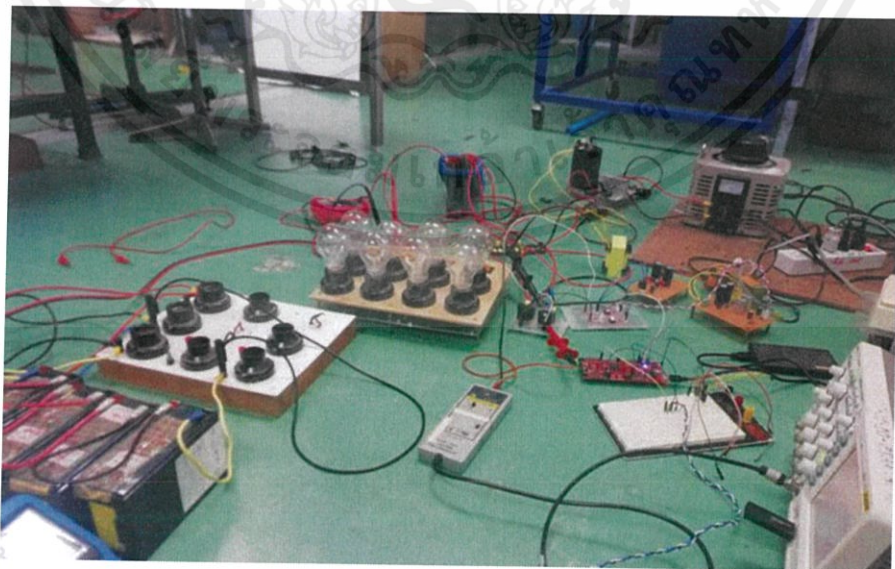
4.5 การทดลองการประจุไฟฟ้าและการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

4.5.1 การทดลองประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

การทำงานช่วงประจุไฟฟ้าเข้าแบตเตอรี่ เมื่อมีแรงดันไฟฟ้าจาก DC Bus ขนาด 100 โวลต์ ซึ่งมาจากพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมร่วมกัน โดยจะมีการประจุไฟฟ้าส่วนที่เกินจากการจ่ายโหลดลงแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์ แต่ก่อนที่จะทำการประจุไฟฟ้าลงแบตเตอรี่นั้น จะต้องมีการลดแรงดันไฟฟ้าให้เหมาะสมกับแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่เสียก่อน ในที่นี้ใช้วงจร Bidirectional converter โดยสวิตช์ S_1 ทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S_2 ไม่ทำงาน ทำให้วงจรทำงานในลักษณะ Buck Mode เพื่อที่จะทำการลดทอนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าให้มีระดับแรงดันที่เหมาะสมก่อนประจุไฟฟ้าลงแบตเตอรี่ ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 วงจร Bidirectional Converter ทำงานในลักษณะ Buck Mode

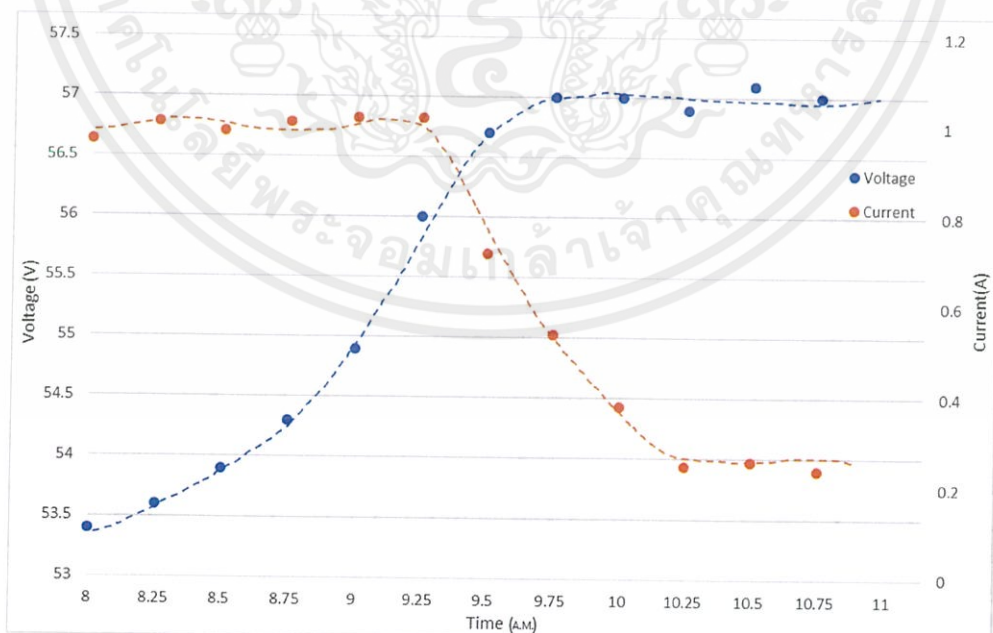


รูปที่ 4.24 การทดลองการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

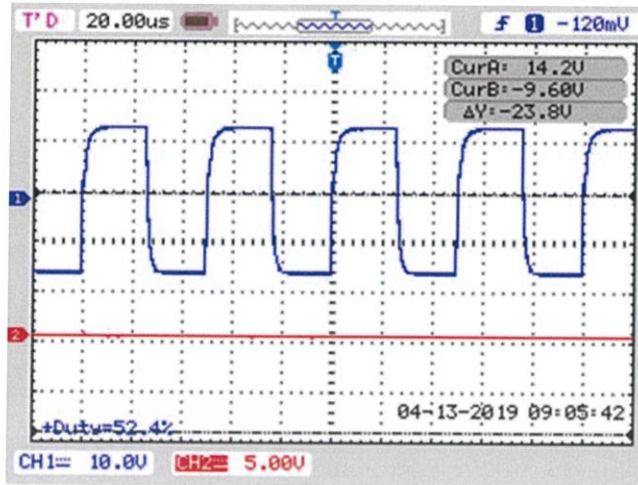
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

Time (A.M.)	Duty (%)	Input		Output	
		Voltage	Current	Voltage	Current
8:00	52	105	0.72	53.4	0.97
8:15	52	106	0.56	53.6	1.01
8:30	52	106	0.55	53.9	0.99
8:45	54	104	0.58	54.3	1.03
9:00	56	102	0.6	54.9	1.02
9:15	58	102	0.63	56.5	1.02
9:30	56	104	0.36	56.9	0.63
9:45	56	105	0.25	57	0.41
10:00	59	100	0.19	56.6	0.3
10:15	60	99.9	0.14	56.9	0.23
10:30	60	100	0.13	57	0.25
10:45	60	100	0.13	57.1	0.26
11:00	60	100	0.13	57	0.24

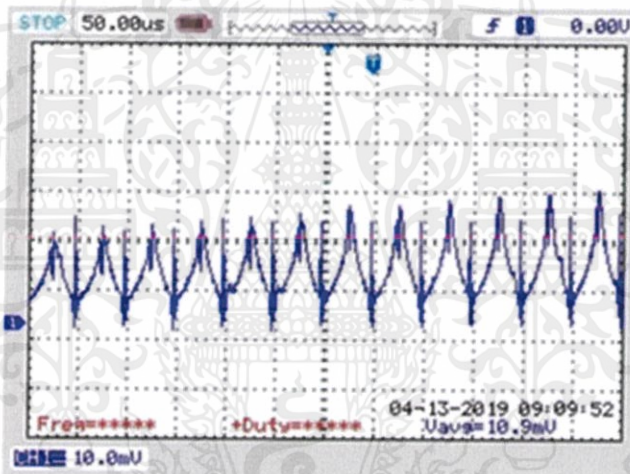


รูปที่ 4.25 แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจากการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

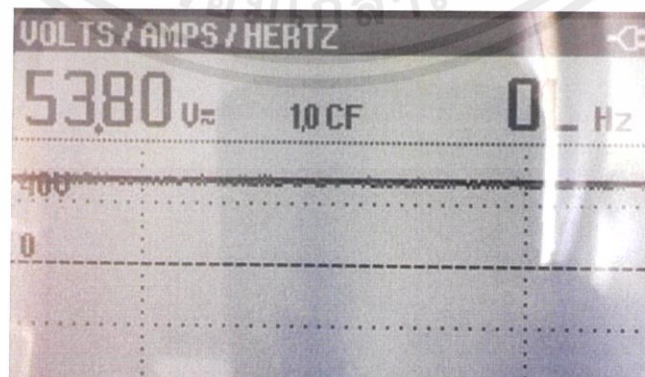
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 สัญญาณขั้วสวิตช์ S1 “ON” และ S2 “OFF” ทำงานในลักษณะ Buck Mode
ขณะ Constant Current Charging

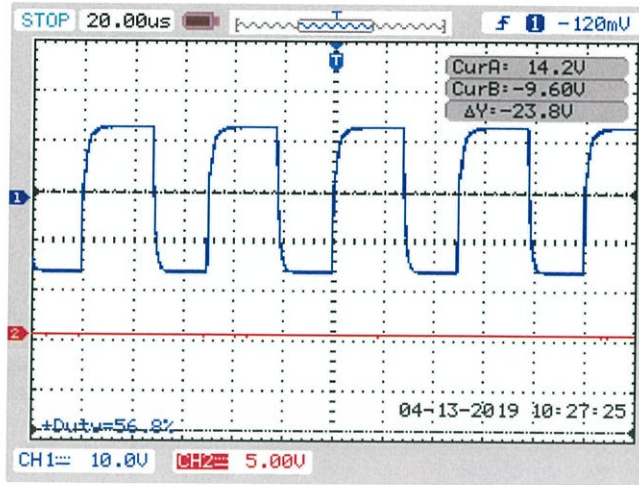


รูปที่ 4.27 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Current Charging

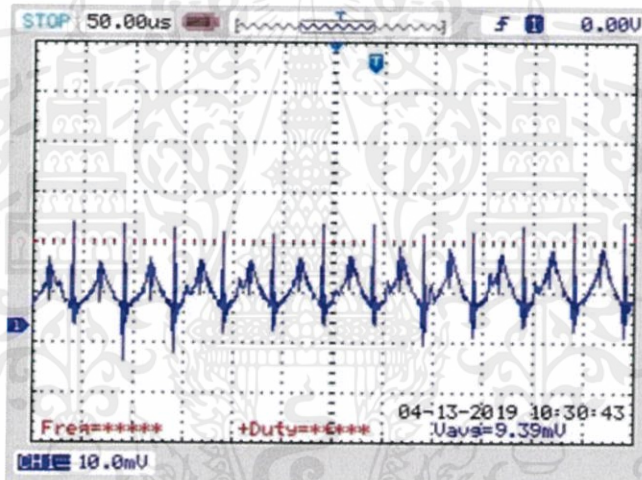


รูปที่ 4.28 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Current Charging

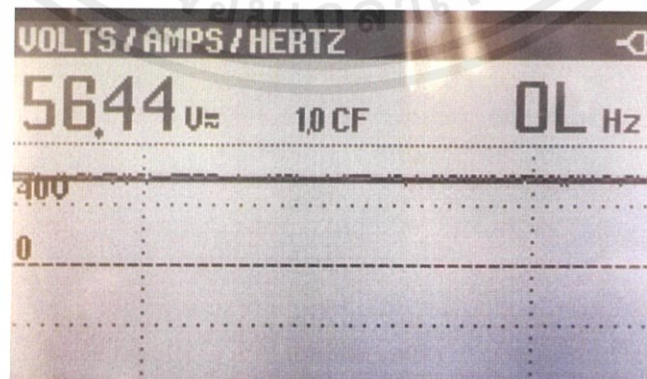
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 สัญญาณขั้วสวิตช์ S1 “ON” และ S2 “OFF” ทำงานในลักษณะ Buck Mode
ขณะเริ่ม Constant Voltage Charging

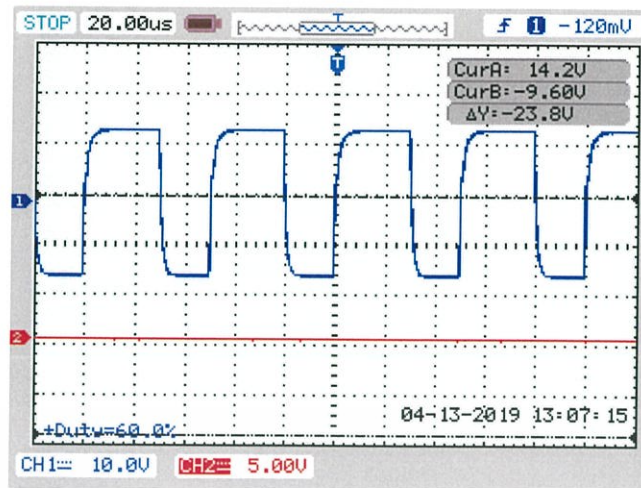


รูปที่ 4.30 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะเริ่ม Constant Voltage Charging

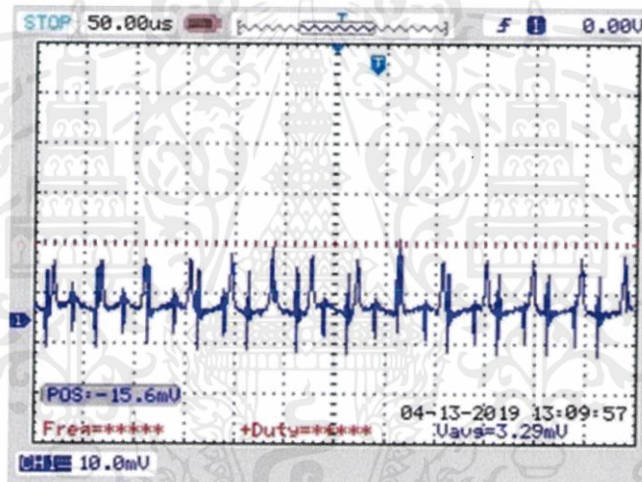


รูปที่ 4.31 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะเริ่ม Constant Voltage Charging

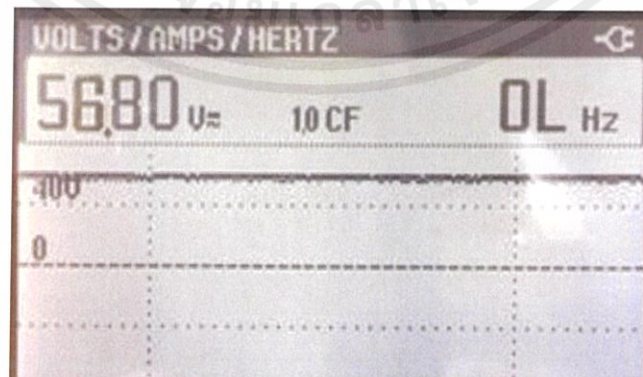
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 สัญญาณขั้วสวิตช์ S1 “ON” และ S2 “OFF” ทำงานในลักษณะ Buck Mode ขณะ Constant Voltage Charging



รูปที่ 4.33 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Voltage Charging



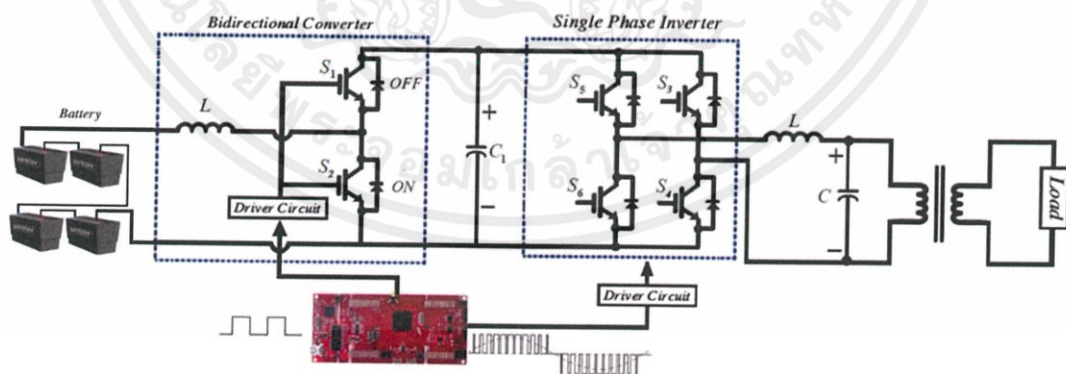
รูปที่ 4.34 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะ Constant Voltage Charging

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

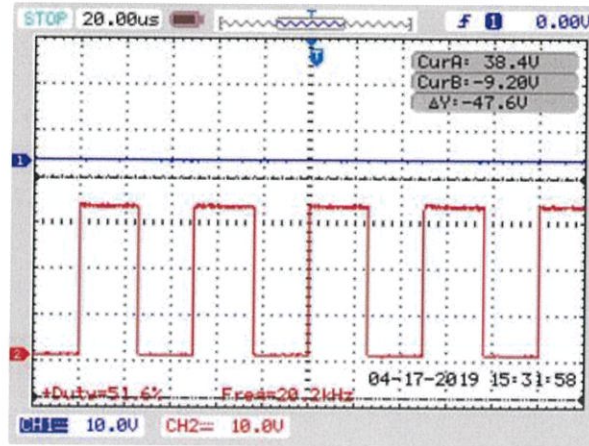
จากการทดลองการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ พบว่า เมื่อแรงดันไฟฟ้าจาก DC Bus ขนาด 100 โวลต์ ผ่านวงจร Bidirectional Converter ที่ทำงานในลักษณะ Buck Mode ทำให้สามารถลดทอนแรงดันไฟฟ้าจาก DC Bus ก่อนประจุไฟฟ้าลงแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์ โดยในช่วงแรกจะเป็นช่วง Constant Current Charging เนื่องจากในช่วงแรกจะใช้ค่าความต้านทานมาก ๆ (เมื่อเทียบกับความต้านทานของแบตเตอรี่) ต่ออนุกรมกับวงจรเพื่อจำกัดค่ากระแสไฟฟ้า โดยต้องใช้ไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟสูง เพื่อให้กระแสไฟฟ้าช่วงประจุไฟฟ้ามีค่าคงที่เมื่อแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงไป จากนั้นจึงเข้าสู่ช่วง Constant Voltage Charging เมื่อมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้าคงที่ให้กับแบตเตอรี่ กระแสการประจุไฟฟ้าจึงขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างของแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับค่าแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ที่เปลี่ยนแปลงไประหว่างการประจุไฟฟ้าในตอนต้นที่เริ่มประจุไฟฟ้านั้นจะต้องใช้กระแสไฟฟ้าสูงมาก เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ยังมีค่าต่ำ ความสัมพันธ์การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าต่อช่วงเวลาของแบตเตอรี่ในขณะประจุไฟฟ้า ดังรูปที่ 4.25

4.5.2 การทดลองคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

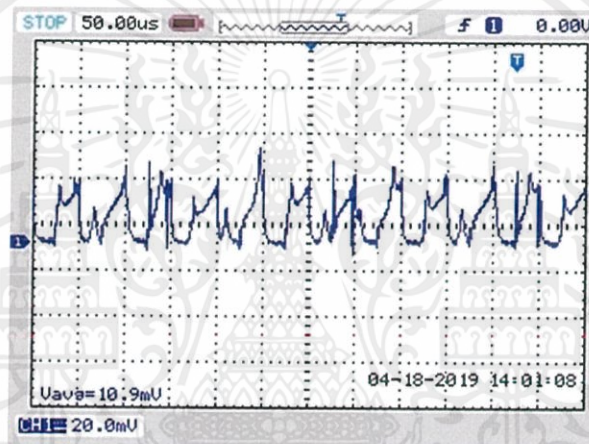
การทดสอบการทำงานของแบตเตอรี่ในช่วงคายประจุไฟฟ้าออกจากแบตเตอรี่เข้าสู่ DC Bus กรณีนี้แบตเตอรี่จะคายประจุไฟฟ้าออกมาผ่านวงจร Bidirectional Converter โดยสวิตช์ S2 ทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S1 ไม่ทำงาน ทำให้วงจรนี้มีการทำงานในลักษณะ Boost Mode เพื่อเพิ่มขนาดแรงดันให้เหมาะสม นั่นคือ 100 โวลต์ ที่ DC Bus จากนั้นจึงผ่านชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ วงจรกรองความถี่ LC หม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดัน และโหลดหลอดไฟตามลำดับ ดังรูปที่ 4.35



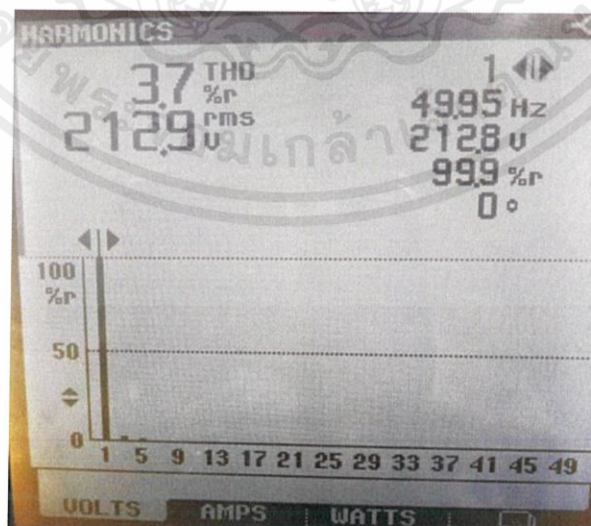
รูปที่ 4.35 วงจร Bidirectional Converter ทำงานในลักษณะ Boost Mode



รูปที่ 4.36 สัญญาณขับสวิตช์ S2 “ON” และ S1 “OFF” ทำงานในลักษณะ Boost Mode



รูปที่ 4.37 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าในช่วงการคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่



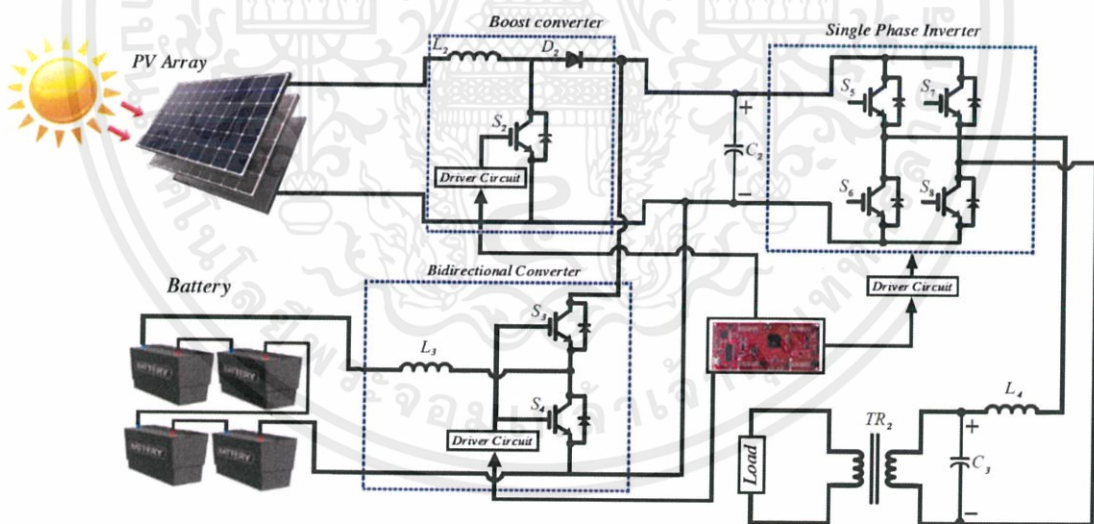
รูปที่ 4.38 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 212.9$ V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

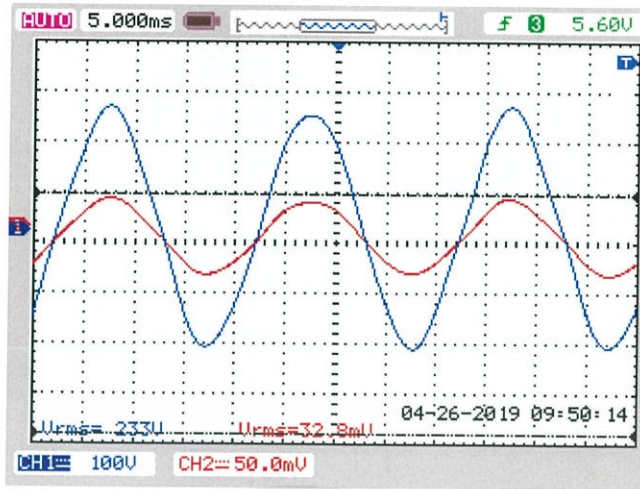
จากการทดลองคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ พบว่า เมื่อแรงดันไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์ ผ่านวงจร Bidirectional Converter ที่ทำงานในลักษณะ Boost Mode ทำให้แรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ DC Bus ได้ จากนั้นจึงผ่านชุดอินเวอร์เตอร์ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน หม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดัน ตามลำดับ ก่อนจ่ายไฟฟ้าให้แก่โหลดตลอดไฟ จากรูปที่ 4.38 ทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่โหลดได้ 212.9 โวลต์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) เท่ากับ 3.7 ซึ่งไม่เกินจากมาตรฐาน IEEE 519 ที่แสดงค่าของ Total Harmonic Distortion ในระบบแรงดันที่ต่ำกว่า 69 kV จะต้องมียังไม่เกิน 5%

4.6 การทดลองให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้แก่ระบบ

การทดลองนี้ใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 4 แผง เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงไปยัง DC Bus โดยข้อมูลของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้ในการทดลองมีรายละเอียดดังตารางที่ 4.1 ทำการวัดกำลังไฟฟ้าที่เซลล์แสงอาทิตย์ได้ 70 วัตต์ แล้วจึงผ่านชุดบูสคอนเวอร์เตอร์เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นก่อนเข้าสู่ DC Bus จากนั้นจึงเข้าสู่ชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ พร้อมทั้งมีชุดแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์ เพื่อเก็บพลังงานที่เหลือจากการจ่ายโหลด วงจรการทดลองดังรูปที่ 4.39



รูปที่ 4.39 การทดลองเมื่อให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้แก่ระบบ



รูปที่ 4.40 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 233 \text{ V}$



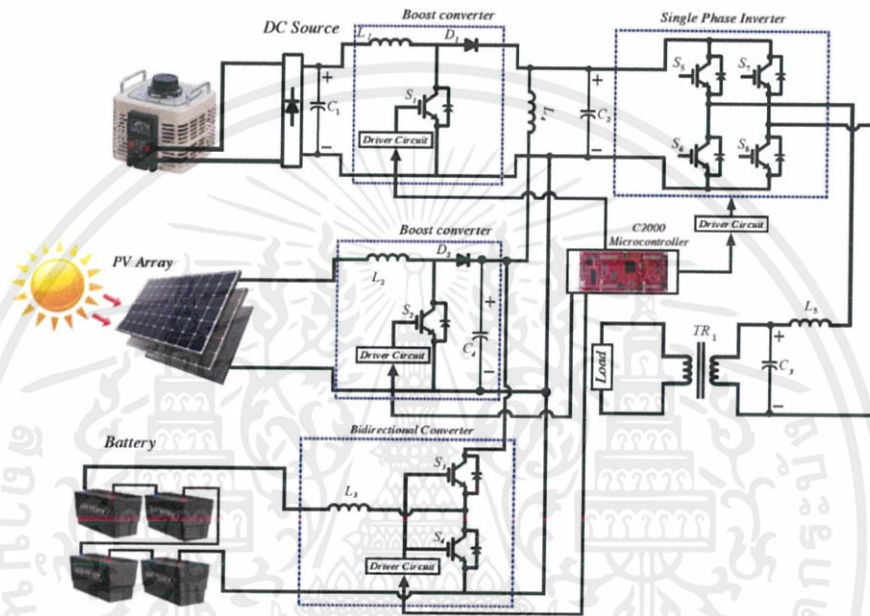
รูปที่ 4.41 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 232.8 \text{ V}$

จากรูปที่ 4.40 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด พบว่าแผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 4 แผง ที่นำมาใช้ในการทดลองสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้แก่โหลดได้ และระบบส่วนอื่น ๆ สามารถทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ และจากรูปที่ 4.41 ทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าที่โหลดมีค่าเท่ากับ 232.8 โวลต์ ที่ความถี่ 50 Hz ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) เท่ากับ 4.8 % ซึ่งไม่เกินจากมาตรฐาน IEEE 519 ที่แสดงค่าของ Total Harmonic Distortion ในระบบแรงดันที่ต่ำกว่า 69 kV จะต้องไม่เกิน 5 %

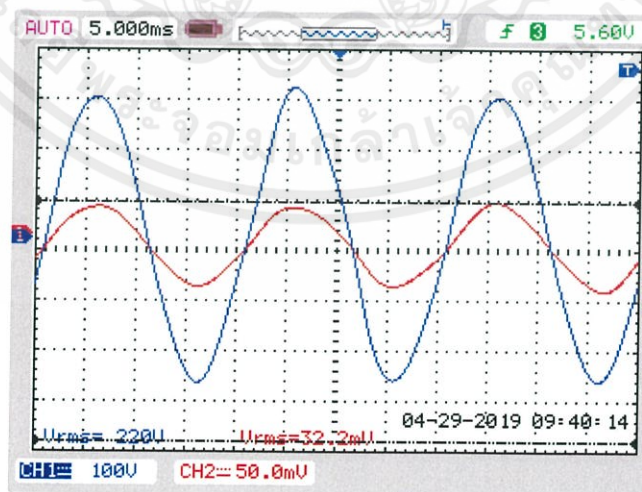
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 การทดสอบระบบผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

การทดลองนี้เป็นการทดลองต่อจากการทดลองที่ 4.6 ที่ได้มีการเพิ่มแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเข้ามาทำหน้าที่จำลองการทำงานของพลังงานลม โดยในการทดลองได้ทำการปรับระดับของแรงดันไฟฟ้าขึ้นลง อยู่ที่ประมาณ 50 โวลต์ ตามลักษณะของพลังงานลมในประเทศไทย และเชื่อมต่อกับชุดบัสคอนเวอร์เตอร์อีก 1 ชุด เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้น ก่อนผ่านไปยัง DC Bus วงจรการทดลองดังรูปที่ 4.42

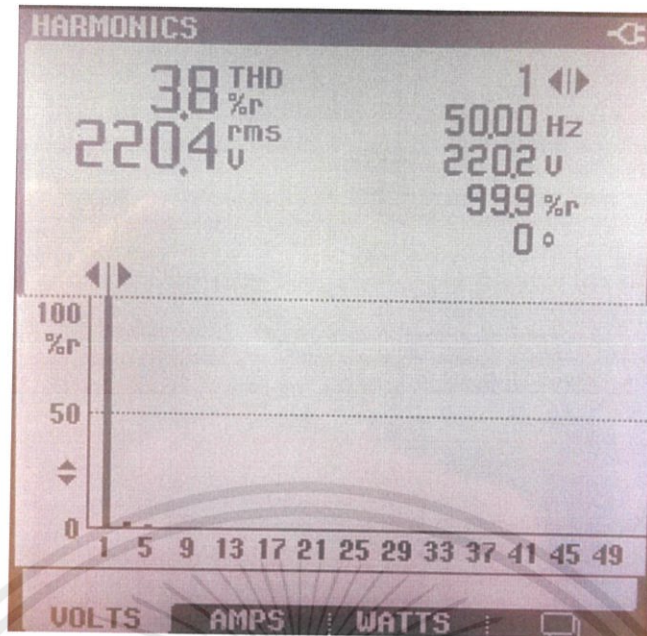


รูปที่ 4.42 การทดลองระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และแบตเตอรี่



รูปที่ 4.43 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 220\text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 220.4 \text{ V}$

จากรูปที่ 4.43 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด พบว่า ระบบโดยรวมสามารถทำงานได้อย่างดี สามารถจ่ายไฟฟ้าให้แก่โหลดได้อย่างมีประสิทธิภาพ และจากรูปที่ 4.44 ค่าแรงดันไฟฟ้าที่โหลดมีค่าเท่ากับ 220.4 โวลต์ ที่ความถี่ 50 Hz ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) เท่ากับ 3.8 % ซึ่งไม่เกินจากมาตรฐาน IEEE 519 ที่แสดงค่าของ Total Harmonic Distortion ในระบบแรงดันที่ต่ำกว่า 69 kV จะต้องมียังไม่เกิน 5 %

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 บทสรุป

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอเกี่ยวกับระบบการทำงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ในการจ่ายโหลดอิสระ โดยทำการออกแบบและสร้างชุดวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงมาใช้เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงขึ้น พบว่าประสิทธิภาพของชุดบัสคอนเวอร์เตอร์อยู่ในระดับที่น่าพึงพอใจ คือ มีค่าอยู่ระหว่าง 80 - 90 เปอร์เซ็นต์ ในระบบนี้ทำการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Bus) ที่เชื่อมโยงระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ ที่ 100 โวลต์ และทำการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์โดยออกแบบการสวิตชิงแบบยูนิโพลาร์ที่ความถี่สวิตชิง 5 kHz โดยชุดอินเวอร์เตอร์สามารถทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับที่ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ต ได้อย่างมีประสิทธิภาพ พร้อมทั้งมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์มากที่สุด และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THD_v) ไม่เกิน 5% ตามมาตรฐาน IEEE 519 และยังมีแนวโน้มลดลงเมื่อทำการทดสอบที่กำลังไฟฟ้าสูงขึ้น อีกทั้งชุดแบตเตอรี่ที่ได้สร้างขึ้นสามารถประจุไฟฟ้าได้ตลอดเวลา เพื่อคอยกักเก็บพลังงานส่วนที่เหลือจากการจ่ายโหลดของเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม และยังสามารถคายประจุไฟฟ้าได้เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมมีกำลังไฟฟ้าไม่เพียงพอต่อการจ่ายโหลด ช่วยให้ระบบมีเสถียรภาพในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้ตลอดทั้งวัน

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในการออกแบบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตีซีบัส ต้องออกแบบให้เหมาะสมกับขนาดของแบตเตอรี่ และหม้อแปลง ถ้าหากแรงดันที่ตีซีบัสน้อย จะทำให้หม้อแปลงมีขนาดใหญ่ และในทางตรงกันข้ามถ้าหากแรงดันที่ตีซีบัสมากเพียงพอที่จะไม่ใช้หม้อแปลง ก็ต้องใช้แบตเตอรี่ที่มีขนาดใหญ่มากขึ้น
2. ควรมีการสร้างวงจรสับเบอร์ดหรือวิธีการอื่นๆ เพื่อป้องกันความเสียหายให้กับสวิตช์ IGBT เนื่องจากในการทดลองมีสวิตช์ IGBT เสียหายจำนวนมาก
3. ควรมีการใช้ฟิลเตอร์เพื่อป้องกันการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และการเกิดฮาร์โมนิกที่อาจส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้า
4. เมื่อเกิดข้อผิดพลาด ทำให้อุปกรณ์เสียหายขณะทำการทดลอง ควรวิเคราะห์หาสาเหตุที่เกิดขึ้นให้ถี่ถ้วน ก่อนดำเนินการทดลองขั้นต่อไป เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดซ้ำสอง
5. ในการทดลองควรเริ่มจากสภาพไร้อะไรทางไฟฟ้าแล้วจึงค่อยๆ เพิ่มภาระทางไฟฟ้า เพื่อดูแนวโน้มของผลที่วัดออกมาได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิระเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 14, กรุงเทพมหานคร, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินต์ติ้ง, 2557
- [2] จักรวาล แสงฤทธิ์, ณ์ฐพล การวิชา, ณ์ฐลภัส วัธนเวคิน, ธนมิตร โพธิ์ว “ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง”, **ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2560.
- [3] กฤตกร กาญจนภินพงค์, จารุวรรณ เลิศศิริ, จิราวุธ ชมภู, ชนันธร ฐิติธากุล, “การนำพลังงานจากรถยนต์ไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้กับที่พักอาศัย”, **ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2559.
- [4] จิรภาส บุญทอง, จิระเดช อนันต์ธนะกิจ, จิรัฐิติ ทิพย์รัตน์, เจนณรงค์ พูนยอด, “คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกรีดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง”, **ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2557



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม
และแบตเตอรี่เพื่อจ่ายโหลดอิสระ**
A Stand Alone Hybrid PV - Wind - Battery System

ชื่อนักศึกษา : นายธนามิตร โสวัตร์, นายธาวี รงค์เดชประทีป, นางสาวรารัตน์ รินทรราช,
นายณัฐชัย สุวรรณภูมิ
ชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา : รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ
หลักสูตรวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

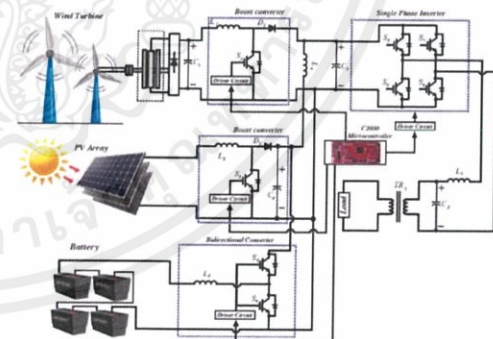
ปัญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้เซลล์แสงอาทิตย์ทำงานร่วมกับพลังงานลม เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเสถียรภาพในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้แก่โหลด พร้อมทั้งทำงานประจุไฟฟ้าส่วนที่เกินไว้ในแบตเตอรี่ โดยพลังงานลมสามารถผลิตไฟฟ้าจ่ายให้แก่โหลดได้ตลอดทั้งวัน ส่วนเซลล์แสงอาทิตย์สามารถผลิตไฟฟ้าจ่ายให้แก่โหลดในช่วงเวลากลางวัน ในขณะที่พลังงานลมต่ำไม่สามารถผลิตไฟฟ้าได้หรือเวลากลางคืนไม่มีไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ ชุดแบตเตอรี่จะทำหน้าที่จ่ายกระแสไฟฟ้าจนถึงพิกัดที่ออกแบบไว้ให้แก่โหลด ควบคุมสัญญาณการทำงานของสวิตช์ผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D และได้มีการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งจากการจำลองและทดลองทำให้ทราบถึงระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ และยังสามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการพัฒนาระบบเพื่อนำไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพต่อไป

Abstract

This thesis presents about applying a solar cell and wind turbine cooperation for increasing efficiency and stability of a power to load. A surplus electricity from solar cell and wind turbine will be charged in a battery. When a wind turbine can't generate electricity or not exist an electricity from a solar cell at night. A battery storage will charge energy to a limit of load. There are controlled by a switching from microcontroller C2000 TMS320F28379D which simulate in a MATLAB/Simulink. From a simulation and experiment, We can understand a cooperation of solar cell, wind turbine and battery storage. Consequently, we can develop a high stability system for using in daily life.

1. บทนำ

ในปัจจุบันความต้องการในการใช้พลังงานมีเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากมนุษย์เราต้องใช้พลังงานในที่อยู่อาศัยและเป็นเชื้อเพลิงในการขนส่ง จึงมีการนำพลังงานหมุนเวียนหรือพลังงานทดแทนเข้ามาใช้ในการผลิตไฟฟ้า เนื่องจากเป็นพลังงานจากแหล่งกำเนิดที่สามารถนำมาใช้โดยไม่มีวันหมด และมีอยู่หลากหลายรูปแบบ ซึ่งปัญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เห็นถึงความสำคัญของพลังงานทดแทนเหล่านี้ในการนำมาใช้ในการผลิตไฟฟ้า โดยการนำเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมมาผลิตไฟฟ้าร่วมกันเป็นหนึ่งแหล่งกำเนิดพลังงาน (Hybrid system) โดยผ่านชุดอินเวอร์เตอร์ก่อนจ่ายเข้าสู่โหลด และมีแบตเตอรี่สำหรับเก็บสะสมพลังงาน ส่วนระบบควบคุมใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 TMS320F28379D ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ อีกทั้งยังทำการปรับปรุงแรงดันไฟฟ้าขาออกให้สูงขึ้นเพื่อใช้ในการจ่ายโหลดที่หลากหลายในอนาคต



รูปที่ 1.1 แผนภาพระบบการผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่เพื่อจ่ายโหลดอิสระ

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar cells) เป็นอุปกรณ์ทรานสดิวเซอร์ทางแสง (Photoelectric Transducers) ที่ทำการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานไฟฟ้าโดยใช้วัสดุแสง

2.2 พลังงานลม แหล่งพลังงานสะอาดชนิดหนึ่งที่สามารถใช้ได้อย่างไม่มีวันหมด ในปัจจุบันได้มีการใช้ประโยชน์จากพลังงานลมเพื่อผลิตพลังงานไฟฟ้า พลังงานที่ได้รับจากกังหันลมจะมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับความเร็วลม

2.3 พื้นฐานของระบบควบคุม ระบบการควบคุมคือ รูปแบบของระบบใด ๆ ที่มีการจัดองค์ประกอบต่าง ๆ ภายในระบบเพื่อให้มีผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามที่ต้องการ ส่วนมากอาศัยพื้นฐานทฤษฎีระบบเชิงเส้นมาช่วยในการวิเคราะห์พิจารณาถึงความสัมพันธ์ระหว่างเหตุผล

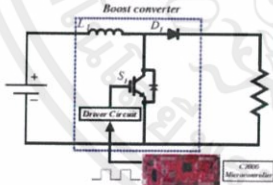
2.4 วงจรทอนระดับหรือวงจรบักคอนเวอร์เตอร์คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า โครงสร้างประกอบด้วยสวิตช์ที่สามารถสั่งให้ "ON" หรือ "OFF" ได้ทุกขณะตามความต้องการ

2.5 วงจรทบระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ หลักการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ คือวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์ การควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์โดยการสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar voltage switching) คือการควบคุมให้สวิตช์แบบบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่

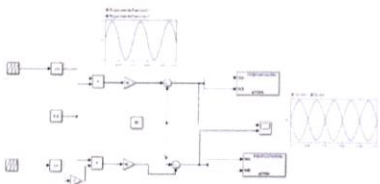
3. การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในปริภูมิตฤษฎีฉบับนี้ได้ทำการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 ชุด สำหรับเชื่อมต่อกับเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม วงจรกำลังที่ได้ออกแบบไว้มีลักษณะ ดังรูปที่ 3.1



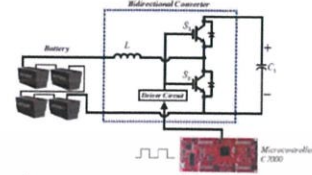
รูปที่ 3.1 วงจรกำลังของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

3.2 ส่วนของวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ ใช้หลักการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ ดังรูปที่ 4.3 เป็นการสวิตช์แรงดันระหว่างค่าบวกกับค่าศูนย์เป็นระยะเวลาครึ่งคาบ แล้วจึงสวิตช์แรงดันค่าลบกับค่าศูนย์ ในครึ่งคาบถัดไป การสร้างสัญญาณ PWM นั้นจะใช้การนำสัญญาณคลื่นไซน์ ความถี่ 50 Hz เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม ที่ความถี่ 5 kHz



รูปที่ 3.2 การสร้างสัญญาณ PWM แบบยูนิโพลาร์

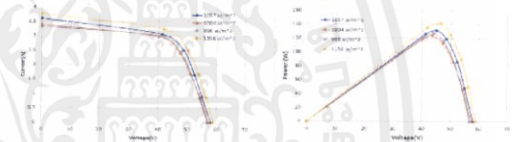
3.3 การออกแบบและสร้างวงจรประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ ในปริภูมิตฤษฎีฉบับนี้ได้ออกแบบวงจร Bidirectional converter โดยใช้แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ขนาด 12 โวลต์ 7.2 แอมป์อาวต์ จำนวน 4 ลูก ต่ออนุกรมกันเพื่อเพิ่มแรงดันของแบตเตอรี่ให้ได้ 48 โวลต์ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจร Bidirectional converter

4. การทดลองและผลการทดลอง

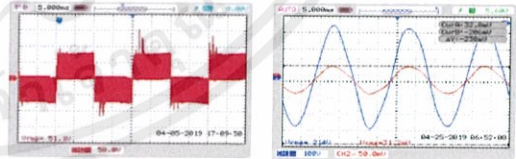
4.1 การทดสอบการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ โดยนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาต่ออนุกรม 2 แผง ได้ผลการทดสอบการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อพิจารณาคุณลักษณะทางด้านแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้า และคุณลักษณะทางด้านแรงดันไฟฟ้ากับกำลังไฟฟ้าได้ผลการทดสอบ ดังรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ตามลำดับ



รูปที่ 4.1

รูปที่ 4.2

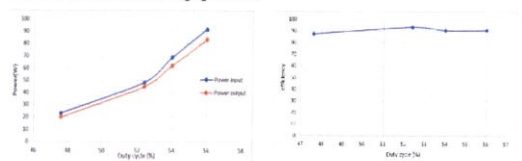
4.2 การทดสอบการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์ ในปริภูมิตฤษฎีฉบับนี้ได้ทำการเลือกใช้ Mitsubishi Intelligent Power Modules PM25RSB120 พร้อมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) และผ่านหม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดัน (Step Up Transformer) แล้ววัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลด $V_{rms} = 214 V$ ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3

รูปที่ 4.4

4.3 การทดสอบการทำงานของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จ่ายโหลดตลอดไฟ ดังรูปที่ 4.18 เพื่อทดสอบหาประสิทธิภาพของชุดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 โดยการปรับเพิ่มโหลด อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะเป็นไปตามสัญญาณขับ

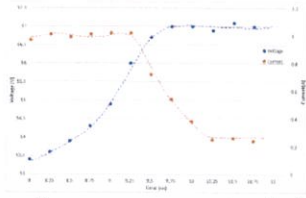


รูปที่ 4.5

รูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ ใช้วงจร Bidirectional converter โดยสวิตช์ S1 ทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S2 ไม่ทำงาน ทำให้วงจรทำงานในลักษณะ Buck Mode เพื่อที่จะทำการลดทอนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าให้มีระดับแรงดันที่เหมาะสมก่อนประจุไฟฟ้าลงแบตเตอรี่ ดังรูปที่ 4.7

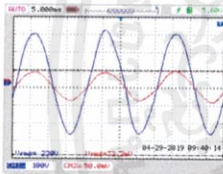


รูปที่ 4.7 แรงดันและกระแสของการประจุไฟฟ้าแบตเตอรี่

4.5 การทดลองคายประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่

ใช้วงจร Bidirectional Converter โดยสวิตช์ S2 ทำงาน ในขณะที่สวิตช์ S1 ไม่ทำงาน ทำให้วงจรนี้มีการทำงานในลักษณะ Boost Mode เพื่อเพิ่มขนาดแรงดันให้เหมาะสม

4.7 การทดสอบระบบผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การทดลองนี้ได้ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเข้ามาทำหน้าที่จำลองการทำงานของพลังงานลม โดยทำการปรับระดับของแรงดันไฟฟ้าขึ้นลงอยู่ที่ประมาณ 50 โวลต์ ตามลักษณะของพลังงานลมในประเทศ



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า

และกระแสไฟฟ้าที่โหลด

$$V_{rms} = 220 \text{ V}$$



รูปที่ 4.9 ค่าเปอร์เซ็นต์

ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ที่ $V_{rms} = 220.4 \text{ V}$

5.1 บทสรุป

ปริญญาโทเรียนนี้นำเสนอเกี่ยวกับระบบการทำงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และแบตเตอรี่ในการจ่ายโหลดอิสระ โดยทำการออกแบบและสร้างชุดวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงขึ้น พบว่าประสิทธิภาพของชุดบูสคอนเวอร์เตอร์อยู่ในระดับที่น่าพึงพอใจ คือ มีค่าอยู่ระหว่าง 80 - 90 เปอร์เซ็นต์ ทำการควบคุม DC Bus ที่ 100 โวลต์ และทำการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์โดยออกแบบการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ที่ความถี่สวิตช์ 5 kHz ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับที่ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ต ได้อย่างมีประสิทธิภาพ พร้อมทั้งมีวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์มากที่สุด และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (%THDV) ไม่เกิน

5% ตามมาตรฐาน IEEE 519 อีกทั้งชุดแบตเตอรี่ที่ได้สร้างขึ้นสามารถประจุไฟฟ้าและคายประจุไฟฟ้าได้ตลอดเวลา ช่วยให้ระบบมีเสถียรภาพในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้ตลอดทั้งวัน

6. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ได้ให้ความกรุณาในการให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงานมาด้วยดีตลอดรวมทั้งชี้แนะแนวทาง ขอบเขตในการทำโครงงาน และได้กรุณาตรวจแก้ไขปริญญาานิพนธ์จนสำเร็จเรียบร้อยเป็นอย่างดี

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 14, กรุงเทพมหานคร, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินต์ติ้ง, 2557
- [2] จักรวาล แสงฤทธิ์, ณัฐพล การวิธา, ณัฐภัสส์ วัธนเวคิน, ธนมิตร โพธิ์วอ “ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง”, ปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2560.
- [3] กฤตกร กาญจนภินพงค์, จารุวรรณ เลิศศิริ, จิราวุธ ชมภู, ชนันธร รูธิถากุล, “การนำพลังงานจากรถยนต์ไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้กับที่พักอาศัย”, ปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2559.

8. ประวัติผู้เขียน



นายธนามิตร โสวัตร รหัส 58010550
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายธรรวี รงค์เดชประทีป รหัส 58010584
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นางสาวรารัตน์ รินทรราช รหัส 58010647
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายณัฐชัย สุวรรณภูมิ รหัส 58010660
ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A STAND ALONE HYBRID PV - WIND - BATTERY SYSTEM

Tanamit Sowat¹, Tharawee Rongdejprateep², Nararat Rintarach³ and Nattachai Suvarnabhumi⁴

Abstract

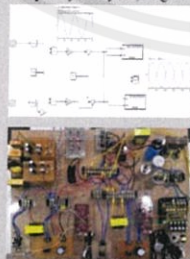
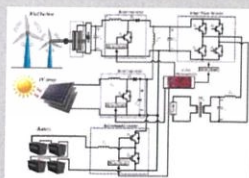
This thesis presents about applying a solar cell and wind turbine cooperation for increasing efficiency and stability of a current to load. A surplus electricity from solar cell and wind turbine will be charged in a battery. In case of solar cell, it can generate before a night and wind turbine can generate energy all of day. When a wind turbine can't generate electricity or not exist an electricity from a solar cell at night, a battery storage will charge energy to a limit of load. There are controlled by a switching from microcontroller C2000 FMS320F28379D which simulate in a MATLAB/Simulink. From a simulation and experiment, we can understand a cooperation of solar cell, wind turbine and battery storage. Consequently, we can develop a high stability system for using in daily life.

Introduction

In a present, a demand of energy consumption is increasing so quickly because of energy for resident and transportation. Most of energy in the present used come from fossil fuel cells (coal, oil, and natural gas) which are conventional energy and annihilate an environment. There is a huge impact of global warming due to a greenhouse effect. In daily life, we bring a renewable energy generating an electricity because it is an unlimited energy source and various type. This thesis show that a renewable energy are essential for generating electricity from solar cell and wind turbine cooperation are called "Hybrid system". A system converts DC power into electricity through one-phase inverter before flowing to the load but there isn't generate energy all time. So we use battery storage (Deep Cycle Battery) because it is repaired easily, a long life, charging with constant current and recharge with low current. When solar cell and wind turbine can't generate electricity, a DC bus will take an electricity from a battery.

Methodology

- Study and design about Boost converter circuit, inverter circuit and charging control of battery
- Simulate by MATLAB/Simulink program.
- Record an experimental result by power quality analyzer, Digital meter and Digital Oscilloscope



Results

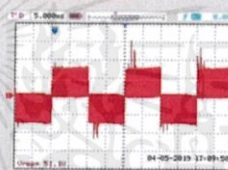


Figure 1. shows the unipolar voltage switching.

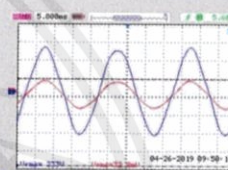


Figure 2. shows the voltage and current waveform at $V_{rms} = 233$ V.



Figure 3. shows the relation between the battery voltage and charging current.



Figure 4. shows the total distortion of the voltage (% THDv) at $V_{rms} = 232.8$ V.

Conclusion

In hybrid system, we set dc bus at 100 VDC, inverter and step up transformer to step up voltage at 220 VAC 50 Hz and % THDv < 5%. While a battery making the system to be stable for using electricity all day but a voltage of DC Bus, Battery and transformer size must be design as suitable. If DC Bus voltage is too low, a transformer will be large. On the other hand, if DC Bus voltage is high, we don't use a transformer but a battery will be bigger.


References

- [1] จ.ศ.ศิริระเชษฐ์ จันเงิน และ จุฬิพัทธ์ สุวรรณศิริเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 14, กรุงเทพมหานคร, หัดูเนชั่น จำกัด บ.จ. หน้า 211, 2557
- [2] จิตรวาท มณีสุทธิ, อนุชิต ทาวริช, อัญชลี วันนาคิน, สมมิตร ไชยรอด "ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจรแปลงแบบกำลังสอง", วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2560.
- [3] กฤตกร กายชนานิเทศ, ชารุวรรณ เมศศิริ, จีรวาส ชนบุญ, ชนันธร ฐิติธัญกุล, "การนำพลังงานจากแบตเตอรี่ไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้กับที่ลัดคิว", วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2559.
- [4] จีรภาศ บุญทอง, จิระเดช อนันต์ธนกิจ, ชัยวุฒิ จิรายรัตน์, เจนเรณู ขุนน้อย, "คอนเวอร์เตอร์เพื่อกรองคลื่นไอ้ในเทคนิคการควบคุมแบบแวนเดอร์ปอกรับผลต่อค่าโอเอ", วิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2559.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

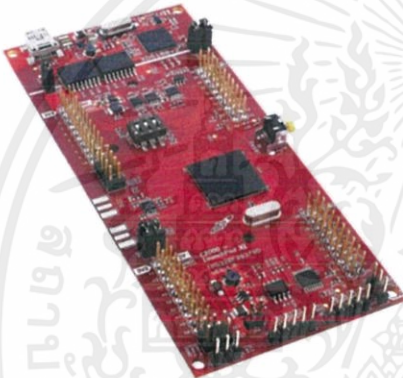
	<p>ผลิตภัณฑ์ : Digital Oscilloscope ยี่ห้อ : RIGOL รุ่น : DS1204B รายละเอียด : 200 MHz Bandwidth 8 bits Vertical Resolution 4 channel + external trigger</p>
---	---

	<p>ผลิตภัณฑ์ : Differential Probe ยี่ห้อ : YOKOHAMA รุ่น : 700925 รายละเอียด : Bandwidth : DC to 15MHz(-3dB) Switch between 1/10,1/100 +/- 500V(DC+AC Peak) Or 350 Vrms(1/10,1/100)</p>
--	---

	<p>ผลิตภัณฑ์ : Power Quality Analyzer ยี่ห้อ : FLUKE รุ่น : 43B รายละเอียด : TRUE RMS 1250V (DC+AC Max.) 1250kA (DC+AC Max.) Power : W, VA, VAR. PF, DPF Harmonics : Volts, Amps, Watt Fundamental to 51st Harmonic Phase, THD</p>
---	--

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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


	<p>ผลิตภัณฑ์ : Microcontroller ยี่ห้อ : Texas Instruments รุ่น : TMS320F28379D รายละเอียด : Dual-Core Architecture On-chip Memory Three 12-Bit Buffered DAC Output On-Chip Crystal Oscillator Standard SDFM Data Filtering</p>
--	---

	<p>ผลิตภัณฑ์ : Multimeter ยี่ห้อ : UNI - TREND รุ่น : UT33A+ รายละเอียด : 600 V (DC + AC Max.) 10 A (DC + AC Max.)</p>
---	--

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



APPLICATION OF IEEE
STD 519-1992
HARMONIC LIMITS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION OF IEEE STD 519-1992 HARMONIC LIMITS

Thomas M. Blooming, P.E.
t.blooming@ieee.org

Eaton Electrical
Asheville, North Carolina

Daniel J. Carnovale, P.E.
DanielJCarnovale@eaton.com

Eaton Electrical
Pittsburgh, Pennsylvania

Abstract: IEEE Std 519-1992 is a useful document for understanding harmonics and applying harmonic limits in power systems. Despite many years of good use there is still some confusion about how to apply certain aspects of the standard. This paper discusses some of those, as well as related issues that are helpful in working with harmonic limits.

There is considerable debate as to precisely how some elements of IEEE Std 519-1992 should be interpreted. This paper presents the authors' views on some of the more ambiguous elements of the standard and on the application of harmonic limits in general.

Key Words: Harmonics, harmonic limits, IEEE Std 519-1992, point of common coupling (PCC), total demand distortion (TDD).

I. Introduction

Harmonics are a concern because they can cause excessive heating and pulsating and reduced torque in motors and generators; increased heating and voltage stress in capacitors; and misoperation in electronics, switchgear and relaying. In short, harmonics can lead to reduced equipment life if a system is designed without consideration for harmonics and if equipment is not properly rated and applied.

It is therefore useful to measure and limit harmonics in electric power systems. IEEE Std 519-1992, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems* (IEEE 519) [1], provides a basis for limiting harmonics. This document does an excellent job of defining the limits but there are some application issues that require the reader to use his or her judgment.

One very basic distinction when discussing harmonics is whether the harmonics in question are voltage harmonics or current harmonics. It is the authors' experience that many people do not clarify this when discussing harmonics. For example, people will talk about total harmonic

distortion, in percent, without specifying voltage or current.

Generally speaking, power systems have low source impedance and well-regulated voltage. They can tolerate significant disruptions outside of steady 60 Hz loading, including harmonic currents, without causing significant voltage distortion. For a given amount of harmonic current flow, the resulting voltage distortion will be relatively small (excepting harmonic resonance situations). Therefore, when someone mentions harmonic levels well in excess of 5% he is probably talking about current harmonics.

Harmonics add in a root-sum-square (square root of the sum of the squares of different frequency components) fashion. This means that 100 A of 60 Hz current combined with 20 A of 5th harmonic current (300 Hz) adds up to 102 A_{RMS}, not 120 A. Unless harmonics are very high, the RMS current is likely to be very close to the 60 Hz fundamental current. This is especially true for voltages because the voltage harmonic distortion is almost always less than the current distortion.

It is useful to talk about harmonics in terms of percent of fundamental to get an understanding of the relative harmonic levels in a system. When working with the limits discussed in this paper and when performing harmonic analysis studies, however, it is generally more useful to receive harmonic information in actual quantities, volts or amperes at different frequencies.

II. Harmonic Limits

A. Voltage and Current Harmonic Limits

According to IEEE 519, harmonic voltage distortion on power systems 69 kV and below is limited to 5.0% total harmonic distortion (THD) with each individual harmonic limited to 3%. The current harmonic limits vary based on the short circuit strength of the system they are being injected into. Essentially, the more the system is able to handle harmonic currents, the more the customer is allowed to inject.

Table 1. IEEE Std 519-1992 Harmonic Voltage Limits

Voltage Distortion Limits		
Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Voltage Distortion THD (%)
Below 69 kV	3.0	5.0
69 kV to 161 kV	1.5	2.5
161 kV and above	1.0	1.5

NOTE: High-voltage systems can have up to 2.0% THD where the cause is an HVDC terminal that will attenuate by the time it is tapped for a user.

Table 2. IEEE Std 519-1992 Harmonic Current Limits

**Current Distortion Limits for General Distribution Systems
(120 V Through 69000 V)**

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g. half-wave converters, are not allowed.

* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

Where

- I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC.
- I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.
- TDD = Total demand distortion (RSS), harmonic current distortion in % of maximum demand load current (15 or 30 min demand).
- PCC = Point of common coupling.

Table 1 shows the IEEE 519 harmonic voltage limits while Table 2 shows the harmonic current limits.

The harmonic current limits specify the maximum amount of harmonic current that the customer can inject into the utility system. The utility is responsible for providing a clean (low distortion) voltage to the customer. The utility can only be fairly judged, however, when the customer meets the harmonic current limits. Otherwise, the customer may be guilty of causing the voltage distortion himself. The intent of IEEE 519 is stated in its Forward:

This recommended practice recognizes the responsibility that users have not to degrade the voltage of the utility serving other users by requiring nonlinear currents from the utility. It also recognizes the responsibility of the utilities to provide users with close to a sine wave of voltage.

Section 10.2 of IEEE 519 goes on to say:

The philosophy of developing harmonic limits in this recommended practice is to

- 1) Limit the harmonic injection from individual customers so that they will not cause unacceptable voltage distortion levels for normal system characteristics
- 2) Limit the overall harmonic distortion of the system voltage supplied by the utility

These limits are intended to be applied at the point of common coupling (PCC) between the customer and the utility. Within the customer's facility these limits do not apply but they are still useful guides for judging harmonic levels within the customer's facility. A previous edition of this standard gave a voltage THD of 8.0% as a suggested internal customer limit to avoid problems with equipment misoperation.

Issues associated with the application of these limits comprise the rest of this paper.

III. Point of Common Coupling (PCC)

A. Definition

The PCC is one of the most misunderstood parts of IEEE 519. The IEEE working group [2] that is revising IEEE 519 has clarified the definition of the PCC as follows:

The Point of Common Coupling (PCC) with the consumer/utility interface is the closest point on the utility side of the customer's service where another utility customer is or could be supplied. The ownership of any apparatus such as a transformer that the utility might provide in the customer's system is immaterial to the definition of the PCC. Note: This definition has been approved by the 519 Working Group.

This clarification is necessary because Section 10.1 of the present IEEE 519 states:

The recommendation described in this document attempts to reduce the harmonic effects at any point in the entire system by establishing limits on certain harmonic indices (currents and voltages) at the point of common coupling (PCC), a point of metering, or any point as long as both the utility and the consumer can either access the point for direct measurement of the harmonic indices meaningful to both or can estimate the harmonic indices at point of interference (POI) through mutually agreeable methods. Within an industrial plant, the

PCC is the point between the nonlinear load and other loads.

This paragraph allows one to assess the harmonic limits practically anywhere. There is nothing wrong with that as long as both parties agree. But it does not square with the intent of the standard as given in the Forward (quoted earlier).

Based on the quote from Section 10.1 of IEEE 519, some people prefer to define the PCC (or multiple PCCs) at a point (or points) internal to the customer's system. This implies that harmonic limits must be met internally, in the customer's system. Many consultants, for example, use this statement to try to force manufacturers of non-linear loads (drives, rectifiers, etc.) to adhere to the IEEE 519 limits for a single load. This can result in significant costs for end users and was never the intent of the standard.

The goal of applying the harmonic limits specified in IEEE 519 is to prevent one customer from causing harmonic problems for another customer or for the utility. If you have high harmonics within your own system you are only hurting yourself, but not necessarily violating IEEE 519.

Certainly it might be a very good idea to voluntarily limit harmonics within your own system in order to avoid operational problems, perhaps to the levels specified in IEEE 519, but IEEE 519 only applies to the point where you can affect your neighbor, the PCC. Only if you have multiple feeds from the utility would you have multiple PCCs. The PCC is the only point where you must meet the IEEE 519 limits, if IEEE 519 is incorporated into the contract or applicable rate (IEEE 519 is a *Recommended Practice*).

B. PCC Application Advice

In practice this means that the true PCC will most often be at the medium voltage primary of the transformer serving the customer, regardless of transformer ownership or metering location. In the real world, of course, it is often only practical to perform measurements on the transformer secondary. System modeling would be required to calculate the resulting voltage distortion on the transformer primary, although the current percentages would transform straight through. Use the I_s/I_L ratio on the transformer primary when deciding which row of limits apply. In the majority of cases, all but the balanced triplen harmonic currents will appear on both sides of the transformer simply scaled by the transformer ratio.

The vast majority of the time measurements on the transformer secondary are sufficient to determine whether there is a harmonics problem so it is not necessary to use the precise PCC definition. But we should keep in mind that we are

simply doing what we can out of convenience, not what we would do in a perfect world where we could measure anywhere safely and easily. If there is a dispute between a utility and a customer about IEEE 519 harmonic levels, it may then be necessary to measure and/or calculate harmonics at the true PCC.

IV. I_{sc}/I_L Ratio

As shown in Table 2 and mentioned briefly earlier in this paper, the harmonic limits that apply to a particular customer depend on the I_{sc}/I_L ratio at that customer's point of common coupling with the utility. As defined in IEEE 519, I_{sc} is the "maximum short-circuit current at PCC." This should be a three-phase bolted fault current. I_L is the "maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC." This is a current calculated from the maximum billing (e.g. 15 or 30 minute) demand, not an instantaneous peak—a very important distinction.

This ratio shows the relative impact that a given customer can have on the utility. A customer with a small demand relative to the short circuit current available cannot cause much disruption to the utility system. Thus such a customer is allowed higher harmonic current limits. Conversely, a large customer (high I_L) relative to the available fault current faces stricter limits.

Without knowing specific information about a utility's system (I_{sc} , in order to calculate the I_{sc}/I_L ratio) the row of harmonic current limits that applies cannot be determined.

Sometimes the utility provides the three-phase short circuit MVA (MVA_{sc}). In this case it may be more convenient to calculate the MVA_{sc}/MVA_L ratio. This value is the same as the I_{sc}/I_L ratio.

In actual power systems the short circuit current can vary depending on system configuration and utility generators in service. For the purposes of determining which harmonic limits apply the maximum short circuit current is used, just as in a short circuit study. When performing harmonic analysis studies, however, it is often better to use a lower estimate of available short circuit current in order to obtain a more conservative result (higher calculated harmonic voltage distortion).

There are situations that can significantly change the I_{sc}/I_L ratio. One common situation is operating under backup generator power, where the I_{sc}/I_L ratio would be much lower than during utility operation. The IEEE 519 limits would not strictly apply because there is no interconnection with the utility and other customers. Even so IEEE 519 would still provide guidance on how the harmonic currents should be limited within the

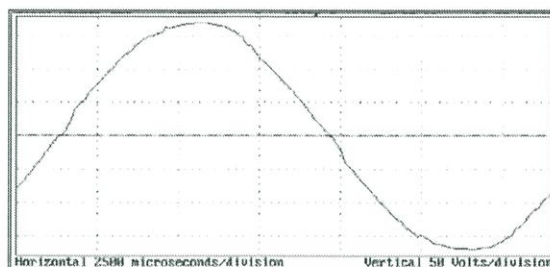


Figure 1. Load Served by Utility Source
Voltage Distortion (THD_V) = 2.3%

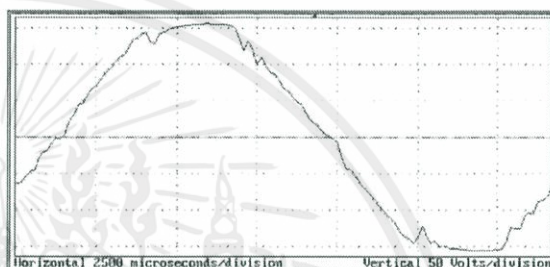


Figure 2. Load Served by Backup Generator
Voltage Distortion (THD_V) = 5.7%

customer's system to avoid harmonic problems. Figures 1 and 2 show the same load when served by utility power and by a backup generator. Notice the significant increase in voltage distortion when served by the generator, which is typically a much weaker (lower short circuit current) source than the utility.

V. Total Demand Distortion

A. Definition

Another misunderstood part of the IEEE 519 standard is the term *total demand distortion*, or *TDD*. From Table 2, above, "Total demand distortion (RSS), harmonic current distortion in % of maximum demand load current (15 or 30 min demand)." (RSS is the *root-sum-square*, or square root of the sum of individual harmonic components squared.) The term *TDD* is very much like the *total harmonic distortion*, or *THD*. In these examples, THD and TDD are calculated in terms of current.

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1}$$

$$TDD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_L}$$

$I_1, I_2, I_3,$ et cetera are harmonic currents, in amperes. I_1 refers to the fundamental frequency current, most commonly 60 Hz in North America. I_2 refers to the second harmonic, or the current at twice the fundamental frequency (120 Hz, if the fundamental is 60 Hz). And so on.

I_L is defined as the “maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.” This would be the maximum current averaged over a demand interval (e.g. 15 or 30 minutes) for a given customer.

The two definitions are very much alike. The only difference is the denominator. The THD calculation compares the momentary measured harmonics with the momentary measured fundamental current. The TDD calculation compares the momentary (but steady-state) measured harmonics with the maximum demand current, which is not a momentary number at all.

Similarly, the individual harmonic current limits are not given in terms of percent of fundamental (as is typical of most harmonic measurements) at a given point of time. The current limits are given in terms of, “Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L .”

By definition, I_L will always be greater than I_1 for harmonic measurement purposes. (I_1 may momentarily exceed I_L but a harmonics limit assessment is based on steady-state values.) Therefore the TDD and percent of I_L measurements will always be less than the THD and percent of I_1 measurements.

In a new installation (or proposed load addition) the demand current (or increase in demand current) is not known. This leads to some difficulty when estimating harmonics in a new installation. Without knowing what the actual demand current will be once a facility is operational it is not possible to know with certainty which row of harmonic current limits apply. In such cases it is common to use the transformer full load current as an estimate of the maximum demand current.

The difference between THD and TDD (and between harmonics as a percent of I_1 and I_L) is important because it prevents a user from being unfairly penalized for harmonics during periods of light load. During periods of light load it can appear that harmonic levels have increased in terms of percent even though the actual harmonic currents in amperes have stayed the same or decreased. Let us look at a numerical example to illustrate this difference.

B. Assumptions for Example Calculations

Our example plant has two distinct manufacturing areas, one with some harmonic load and another with only linear load. The portion of the plant with the harmonic load draws 100 A at 60

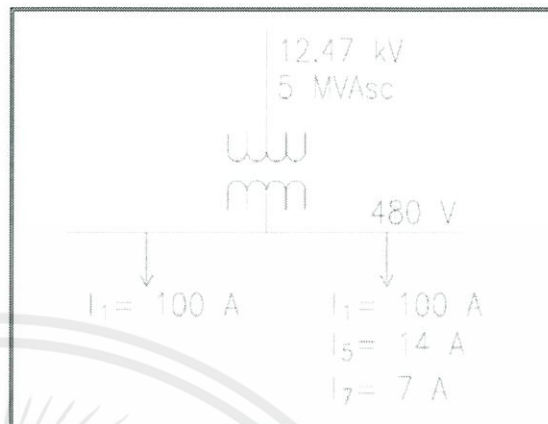


Figure 3. Example Power System with Linear and Harmonic Loads

Hz (I_1), 14 A at 300 Hz (I_5), and 7 A at 420 Hz (I_7). The portion of the plant with only linear load draws 100 A at 60 Hz (I_1). See Figure 3 for a simple sketch of the example power system.

Let us assume that these currents are on the secondary of a 12470-480 V transformer. The PCC is on the primary of the transformer, and the three-phase short circuit MVA (MVA_{sc}) on the primary is 5 MVA (information provided by the utility). It is often more convenient to determine the I_{sc}/I_L ratio by calculating the MVA_{sc}/MVA_L ratio. The two ratios are the same and determining the MVA ratio is often a bit easier. In this case the load MVA is 0.166 (166 kVA_L), yielding a MVA_{sc}/MVA_L ratio of 30.1. This means that the second row of harmonic current limits apply (limiting TDD to 8% and individual harmonics below the 11th to 7% or less).

Let us also assume that currents at the same frequency may be simply added (no cancellation due to phase angle/power factor differences).

C. Example 1: Plant at Full Load

With both portions of the plant running we would have a total of 200 A at 60 Hz (I_1), 14 A at 300 Hz (I_5), and 7 A at 420 Hz (I_7). Assuming this is the plant’s maximum load (averaged over the demand interval), we would calculate the demand current, I_L , to be 200 A (maximum demand, fundamental frequency component)

This would result in the following calculations:

$$THD_1 = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{14^2 + 7^2}}{200} = 7.83\%$$

$$TDD_1 = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2}}{I_L} = \frac{\sqrt{14^2 + 7^2}}{200} = 7.83\%$$

I_5 as a percent of I_1 would be 14/200, or 7.0%. I_5 as a percent of I_L would also be 14/200, or 7.0%.

In this case, the harmonic current limits for both TDD and individual harmonics as a percent of I_L are barely met. The limits would also be met if we were using THD and individual harmonics as a percent of I_1 . The latter are what harmonic measurement instruments commonly report.

D. Example 2: Plant at Partial Load

In this case, only the harmonic portion of the plant is running. We therefore only have 100 A at 60 Hz. However, the demand current, I_L , previously calculated does not change.

This would result in the following calculations:

$$THD_{I_1} = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{14^2 + 7^2}}{100} = 15.65\%$$

$$TDD_{I_L} = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2}}{I_L} = \frac{\sqrt{14^2 + 7^2}}{200} = 7.83\%$$

I_5 as a percent of I_1 would be 14/100, or 14.0%. I_5 as a percent of I_L would be 14/200, or 7.0%.

In this case, the harmonic current limits for both TDD and individual harmonics as a percent of I_L are barely met. However, the limits would not be met if we were using THD and individual harmonics as a percent of I_1 .

The numbers as a percent of I_1 , rather than I_L , can go up rather dramatically depending on which loads within a plant are on at any given time. But the plant should not be penalized in this case because it is not injecting any more harmonic current into the utility system in Measurement 2 than it is during Measurement 1.

E. TDD Application Advice

All of the above means that there is a certain amount of post-processing of harmonic measurement data that is necessary to properly assess compliance with IEEE 519 current limits. This means that in most cases when we compare measured harmonic current data (THD, not TDD; individual harmonics in percent of I_1 , not in percent of I_L) to IEEE 519 limits we are not doing an apples-to-apples comparison.

To ensure that we have valid harmonic measurements we want to make sure that all harmonic loads are operating normally during the measurements, of course. In addition to that, to ensure that the THD measurements (and all individual harmonic measurements calculated as a percent of I_1) closely match the TDD measurements (and all individual harmonic measurements calculated as a percent of I_L) we also

want to make sure that our measurements are taken at a time when all of the linear loads are operating normally.

As with the PCC discussion, there is what you would want to do in a perfect world and what you can actually do in the real world. In the real world we do not often need to convert the THD and percent of I_1 measurements to TDD and percent of I_L measurements. The majority of the time, the THD and percent of I_1 measurements are sufficient. If the THD and percent of I_1 measurements meet the IEEE 519 limits then the TDD and percent of I_L measurements will, by definition, also meet the limits (since I_L is greater than I_1 , the TDD and percent of I_L measurements will always be less than or equal to the THD and percent of I_1 measurements). If the limits are greatly exceeded when the measurements are taken at or near full load, then there is also no need to convert to TDD. If the numbers are close, you probably want to err on the side of caution and reduce the harmonics anyway.

Like the PCC, we should keep in mind that we are simply doing what we can out of convenience (THD, percent of I_1), not what we would do in a perfect world (TDD, percent of I_L) if we had the time to do post processing of measurement data. If there is a dispute between a utility and a customer, it may then be necessary to do the post processing necessary to do an apples-to-apples comparison with the IEEE 519 harmonic current limits.

F. Amperes Versus Percent—Drive Example

Discussing harmonics in terms of percent of fundamental is useful to understand relative harmonic levels. When doing harmonic measurements, studies, and limit assessments it is more useful to talk in terms of actual quantities: volts and amperes at each harmonic frequency of interest.

One example that illustrates this difference is the operation of a variable frequency drive (VFD). VFDs produce current harmonics due to the way they draw current from the source. Common six-pulse drives produce 5th, 7th, 11th, 13th, 17th, 19th harmonics, and so forth. 12-pulse and 18-pulse drives incorporate designs that largely cancel certain lower order characteristic harmonics.

Some consultants, when they write a harmonic specification for an installation with drives, require verification measurements to ensure that the drives are working as expected. They also require that these measurements cover a variety of operating parameters, including varying the drive load. In the case of a pumping station, reducing the load means reducing the output frequency of the drive. The thinking behind this is that as the drive load decreases, the harmonics increase.

Table 3. 18-Pulse Clean Power Drive Current Measurements, Various Speeds
(All Values in Amperes Except as Specified in Percent, Nominal $I_L = 225 A$)

HARMONIC	30 Hz	40 Hz	50 Hz	60 Hz
THD (% of I_1)	26.7 %	14.1 %	9.1 %	5.9 %
TDD (% of I_L)	3.6 %	4.1 %	4.5 %	4.8 %
All Harmonics	8.2	9.2	10.1	10.8
RMS	31.9	65.8	110.7	183.1
1 (fundamental)	30.8	65.2	110.3	182.3
2	0.1	0.4	1.2	0.9
3	3.1	3.8	3.9	3.9
5	5.4	6.1	6.8	8.3
7	5.1	5.1	4.9	4.3
11	0.2	0.2	0.5	1.2
13	0.4	0.8	1.0	1.2
17	1.5	2.0	2.1	2.1
19	0.8	1.7	2.5	2.5
23	0.3	0.4	0.4	0.3
25	0.3	0.4	0.7	0.7
29	0.0	0.1	0.1	0.3
31	0.2	0.1	0.2	0.3
35	0.1	0.2	0.3	0.4
37	0.2	0.3	0.4	0.5

Table 3 shows measurements on an 18-pulse drive during such a verification measurement. The drive was operated at various output frequencies and the harmonics were measured. We are not comparing these measurements with any harmonic limits because this drive is just one part of a larger system. These measurements are presented to show how the drive harmonics vary with drive output frequency.

The data show that while the 60 Hz source current goes down significantly with output frequency the harmonic currents are not reduced that much. This makes it appear as though the drives are injecting more harmonics if one only looks at the harmonics as a percentage of 60 Hz current (THD, rather than TDD). Harmonics, in amperes, actually decrease as the output frequency is reduced, but one would not know that by only looking at the THD or individual harmonics that are calculated as a percent of decreasing fundamental current (I_1).

This is why the harmonic current limits are written in terms of percent of full load current, I_L (TDD), not percent of momentary fundamental current, I_1 (THD). Setting limits as a percent of fundamental would mean that the harmonic limits get more strict at periods of light load, even though less harmonic current is being injected.

These limits also show that, in general, full load drive operation is the worst case condition to analyze in harmonic studies and measurements. Studies and measurements at partial load are usually not worth the effort.

VI. Harmonic Limit Enforcement

As a practical matter, utilities do not often rigorously investigate or enforce the current limits unless problems are occurring somewhere in the distribution system. It is common to perform measurements at a facility with harmonic-producing loads and find harmonic current levels that are technically in excess of IEEE 519 current limits, without seeing any operational problems.

If problems are occurring, they will usually show up in excessive voltage distortion. It is possible to have one or several customers exceed IEEE 519 current limits without causing system problems if the utility system is lightly loaded or if there are a number of other customers that are below their harmonic current injection limits.

Sometimes harmonic problems seem to begin when a new customer connects to a utility system and this customer gets blamed for all the harmonic problems. In truth, that new customer is often not the source of all the problems, just the "straw that broke the camel's back" and pushed the existing harmonic levels just a bit higher. Even though the problems seemed to start when that customer came on-line, the blame lies with all the harmonic-producing customers on the system.

System changes, whether on the utility system or within a customer's facility, can also cause harmonic levels to rise. For example, the addition of power factor correction capacitors can change the harmonic resonance point of a power system and amplify injected harmonic currents, resulting in excessive voltage distortion. A discussion of this topic is beyond the scope of this paper.

VII. Conclusion

It is useful to measure and limit harmonics in electric power systems in order to avoid operational problems and equipment deterioration. IEEE Std 519-1992 defines harmonic limits, but there is some confusion as to how these limits are to be applied. Care should be taken to specify whether the harmonics in question are voltage or current harmonics and whether they are in actual quantities (volts or amperes) or in percent, in which case it should be further specified whether they are in percent of I_1 (most common) or I_L (as during a rigorous limits assessment).

The general intent of IEEE 519 is to limit harmonic current from individual customers and to limit distortion of the system voltage provided by utilities. Customers should not cause excessive harmonic currents to flow and utilities should provide a nearly sinusoidal voltage. The I_{sc}/I_L ratio must be known in order to determine which row of harmonic current limits apply.

One point of confusion in IEEE 519 is the Point of Common Coupling, or PCC. The PCC is the point where another customer can be served, regardless of metering location or equipment (transformer) ownership. The goal of applying the harmonic limits specified in IEEE 519 is to prevent one customer from causing harmonic problems for another customer or for the utility. The IEEE 519 limits may still be used as a guide within a customer's facility to minimize harmonic problems.

Another point of confusion in IEEE 519 is the distinction between *total demand distortion* (TDD) and *total harmonic distortion* (THD). The difference between the two is that TDD expresses harmonics as a percent of maximum demand load current (I_L) and THD expresses harmonics as a percent of fundamental (60 Hz) current (I_1) at the time of the measurement. Individual harmonic currents should also be expressed as a percent of I_L before being compared to the harmonic limits in IEEE 519.

The difference between THD and TDD (and between harmonics as a percent of I_1 and I_L) is important because it prevents a user from being unfairly penalized for harmonics during periods of light load. Some loads, such as drives, have higher THD at light load, even though they are drawing less total harmonic current in amperes and thus causing less harmonic voltage distortion.

It is not always practical or necessary to either measure at the true PCC or convert THD values to TDD. Knowing how the IEEE 519 limits should be assessed, when possible, allows an engineer to determine whether his or her approach is good enough for the job at hand.

References

- [1] IEEE Std 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," © Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1993.
- [2] IEEE 519 Working Group [Online]. Available: <http://grouper.ieee.org/groups/519/> (March 15, 2004).
- [3] D. J. Carnovale, T. J. Dionise, and T. M. Blooming, "Price and Performance Considerations for Harmonic Solutions," Power Systems World, Power Quality 2003 Conference, Long Beach, California.

Authors Biographies

Thomas M. Blooming, P.E. is a Senior Product Application Engineer for the Power Quality Division of Eaton Electrical. Tom received a B.S. in Electrical Engineering from Marquette University, an M.Eng. in Electric Power Engineering from Rensselaer Polytechnic Institute, and an M.B.A. from Keller Graduate School of Management. Tom works in the Power Factor Correction Group of Eaton Electrical (Power Quality Division). He handles application issues related to power factor correction capacitor banks, harmonic filters, static-switched capacitor banks, and active harmonic filters, as well as many power quality-related questions. Tom formerly worked in the Cutler-Hammer Engineering Services &

Systems (CHESS) group and provided clients with electric power engineering expertise, focusing in the areas of power quality and reliability. Tom has performed numerous measurements and studies. He has published technical papers and taught engineering workshops and training seminars on power quality issues.

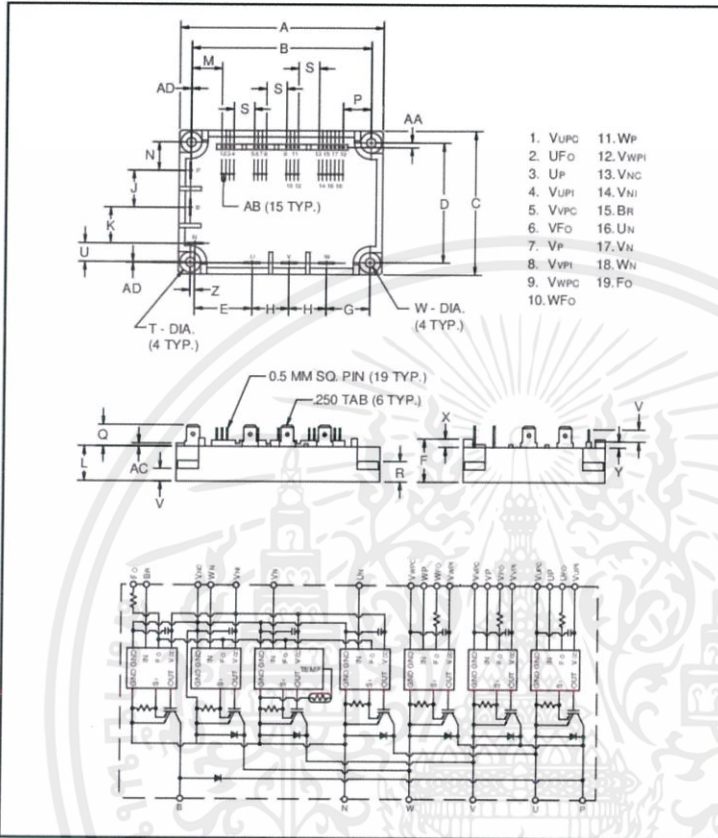
Daniel J. Carnovale, P.E. is the Power Quality Solutions Manager at Eaton Electrical. Dan is responsible for developing strategies and tools for reliability and productivity solutions across the Electrical Group's 8 equipment divisions and Engineering Services group. Dan has developed and teaches CEU certified, technical seminars on Power Systems and Power System Analysis. He has conducted several hundred Power Quality site investigations for commercial, industrial and utility power systems: evaluating PQ issues and applying solutions. Dan worked for Westinghouse Engineering Services and ABB Power T&D. He received his B.S. Degree in Electrical Engineering from Gannon University and his M.S. Degree in Power Systems from Rensselaer Polytechnic University. He is a registered Professional Engineer in the states of Pennsylvania, California and Alaska.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

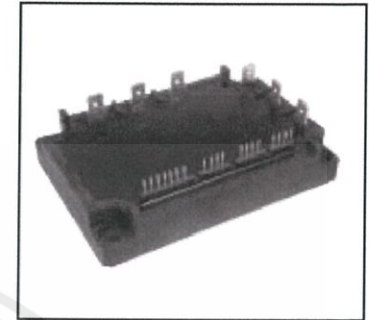
MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.96 ± 0.04	100.5 ± 1.0
B	3.48 ± 0.02	88.5 ± 0.5
C	2.76 ± 0.04	70.0 ± 1.0
D	2.30 ± 0.02	58.5 ± 0.5
E	1.191 ± 0.02	30.25 ± 0.5
F	0.83	21.0
G	0.75	19.0
H	0.73	18.5
J	0.71	18.0
K	0.69	17.5
L	0.67	17.0
M	0.581	14.76
N	0.541	13.75
P	0.541	13.74

Dimensions	Inches	Millimeters
Q	0.41	10.5
R	0.39	10.0
S	0.394 ± 0.010	10.00 ± 0.25
T	0.39 Dia.	Dia. 10.0
U	0.364	9.25
V	0.24	6.0
W	0.18 Dia.	Dia. 4.5
X	0.16	4.0
Y	0.12	3.0
Z	0.88 ± 0.02	2.25 ± 0.5
AA	0.086 ± 0.02	2.18 ± 0.5
AB	0.079 ± 0.010	2.00 ± 0.25
AC	0.06	1.5
AD	0.01 ± 0.02	0.25 ± 0.5

**Description:**

Mitsubishi Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20 kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

Features:

- Complete Output Power Circuit
- Gate Drive Circuit
- Protection Logic
 - Short Circuit
 - Over Current
 - Over Temperature
 - Under Voltage

Applications:

- Inverters
- UPS
- Motion/Servo Control
- Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM25RSB120 is a 1200V, 25 Ampere Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V _{CES} Volts (x 10)
PM	25	120

Sep.1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE**Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified**

Ratings	Symbol	PM25RSB120	Units
Power Device Junction Temperature	T_j	-20 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Case Operating Temperature	T_C	-20 to 100	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	0.98 ~ 1.47	N · m
Module Weight (Typical)	—	330	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ($V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$, Inverter Part, $T_j = 125^\circ\text{C}$)	$V_{CC(prot.)}$	800	Volts
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

Control Sector

Supply Voltage (Applied between $V_{UP1-V_{UPC}}$, $V_{VP1-V_{VPC}}$, $V_{WP1-V_{WPC}}$, $V_{N1-V_{NC}}$)	V_D	20	Volts
Input Voltage (Applied between U_P-V_{UPC} , V_P-V_{VPC} , W_P-V_{WPC} , $U_N \cdot V_N \cdot W_N \cdot B_r-V_{NC}$)	V_{CIN}	20	Volts
Fault Output Supply Voltage Applied between ($U_{FO-V_{UPC}}$, $V_{FO-V_{VPC}}$, $W_{FO-V_{WPC}}$, F_O-V_{NC})	V_{FO}	20	Volts
Fault Output Current (Sink Current at U_{FO} , V_{FO} , W_{FO} and F_O Terminal)	I_{FO}	20	mA

IGBT Inverter Sector

Collector-Emitter Voltage ($V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$)	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	25	Amperes
Peak Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CP}	50	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{CC(surge)}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	132	Watts

Brake Sector

Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	10	Amperes
Peak Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CP}	20	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{CC(surge)}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	62	Watts
Diode Forward Current	I_F	10	Amperes
Diode DC Reverse Voltage	$V_{R(DC)}$	1200	Volts

Sep.1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGEElectrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Control Sector						
Over Current Trip Level Inverter Part	OC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	32	62	—	Amperes
Over Current Trip Level Brake Part			15	30	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Inverter Part	SC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	—	101	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Brake Part			—	41	—	Amperes
Over Current Delay Time	$t_{\text{off(OC)}}$	$V_D = 15\text{V}$	—	10	—	μs
Over Temperature Protection	OT	Trip Level	111	118	125	$^\circ\text{C}$
	OT_r	Reset Level	—	100	—	$^\circ\text{C}$
Supply Circuit Under Voltage Protection	UV	Trip Level	11.5	12.0	12.5	Volts
	UV_r	Reset Level	—	12.5	—	Volts
Supply Voltage	V_D	Applied between V_{UP1} - V_{UPC} , V_{VP1} - V_{VPC} , V_{WP1} - V_{WPC} , V_{N1} - V_{NC}	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	I_D	$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, V_{N1} - V_{NC}	—	44	60	mA
		$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, V_{XP1} - V_{XPC}	—	13	18	mA
Input ON Threshold Voltage	$V_{\text{th(on)}}$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{\text{th(off)}}$	U_P - V_{UPC} , V_P - V_{VPC} , W_P - V_{WPC} , U_N · V_N · W_N · B_r - V_{NC}	1.7	2.0	2.3	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	3- ϕ Sinusoidal	—	15	20	kHz
Fault Output Current	$I_{\text{FO(H)}}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{\text{FO(L)}}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	10	15	mA
Minimum Fault Output Pulse Width	t_{FO}	$V_D = 15\text{V}$	1.0	1.8	—	ms

Sep.1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGEElectrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
IGBT Inverter Sector						
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$-I_C = 25\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}$	—	2.5	3.5	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.2	3.2	Volts
Inductive Load Switching Times	t_{on}	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \leftrightarrow 15\text{V}$ $V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 25\text{A}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	0.5	1.0	2.5	μs
	t_{rr}		—	0.15	0.3	μs
	$t_{C(on)}$		—	0.4	1.0	μs
	t_{off}		—	2.0	3.0	μs
	$t_{C(off)}$		—	0.7	1.2	μs
Brake Sector						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.8	3.8	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.5	3.5	Volts
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$-I_C = 10\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA

Sep.1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE**Thermal Characteristics**

Characteristic	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Junction to Case Thermal Resistance	$R_{th(j-c)Q}$	Each Inverter IGBT	—	—	0.95	°C/Watt
	$R_{th(j-c)F}$	Each Inverter FWDi	—	—	2.5	°C/Watt
	$R_{th(c-f)Q}$	Each Brake IGBT	—	—	2.0	°C/Watt
	$R_{th(c-f)F}$	Each Brake FWDi	—	—	2.5	°C/Watt
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case to Fin Per Module, Thermal Grease Applied	—	—	0.036	°C/Watt

Recommended Conditions for Use

Characteristic	Symbol	Condition	Value	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Applied across P-N Terminals	0 ~ 800	Volts
	V_D	Applied between V_{UP1} - V_{UPC} , V_{N1} - V_{NC} , V_{VP1} - V_{VPC} , V_{WP1} - V_{WPC}	15 ± 1.5	Volts
Input ON Voltage	$V_{CIN(on)}$	Applied between	0 ~ 0.8	Volts
Input OFF Voltage	$V_{CIN(off)}$	U_p , V_p , W_p , U_N , V_N , W_N , B_r	$4.0 \sim V_D$	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	Using Application Circuit	5 ~ 20	kHz
Minimum Dead Time	t_{dead}	Input Signal	≥ 2.5	μs

Sep.1998

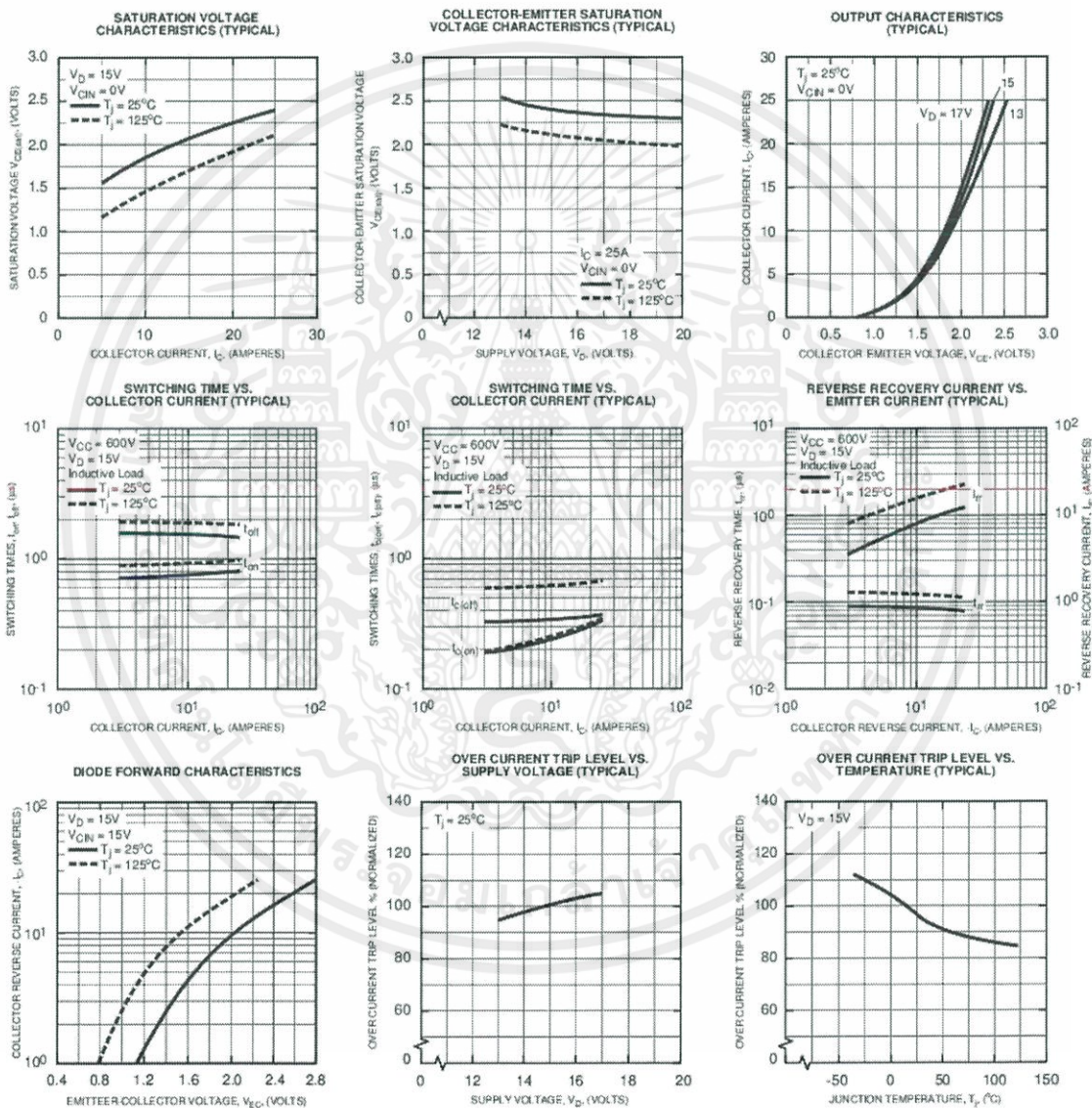


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Inverter Part

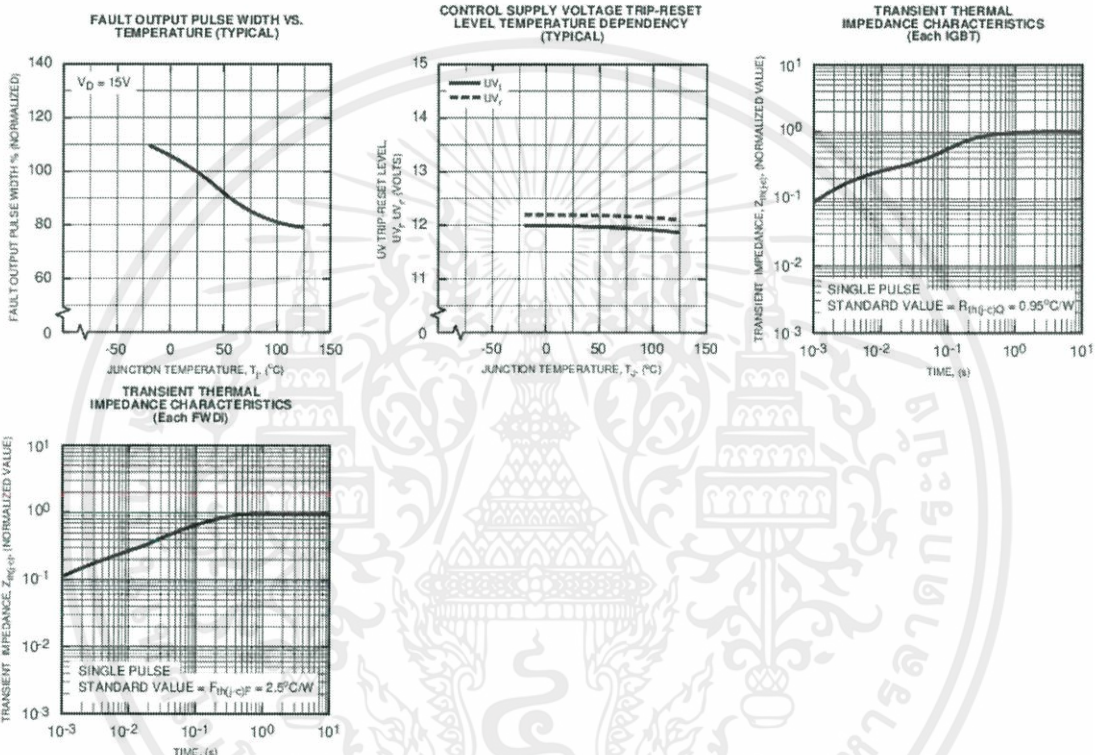


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Inverter Part



Sep.1998



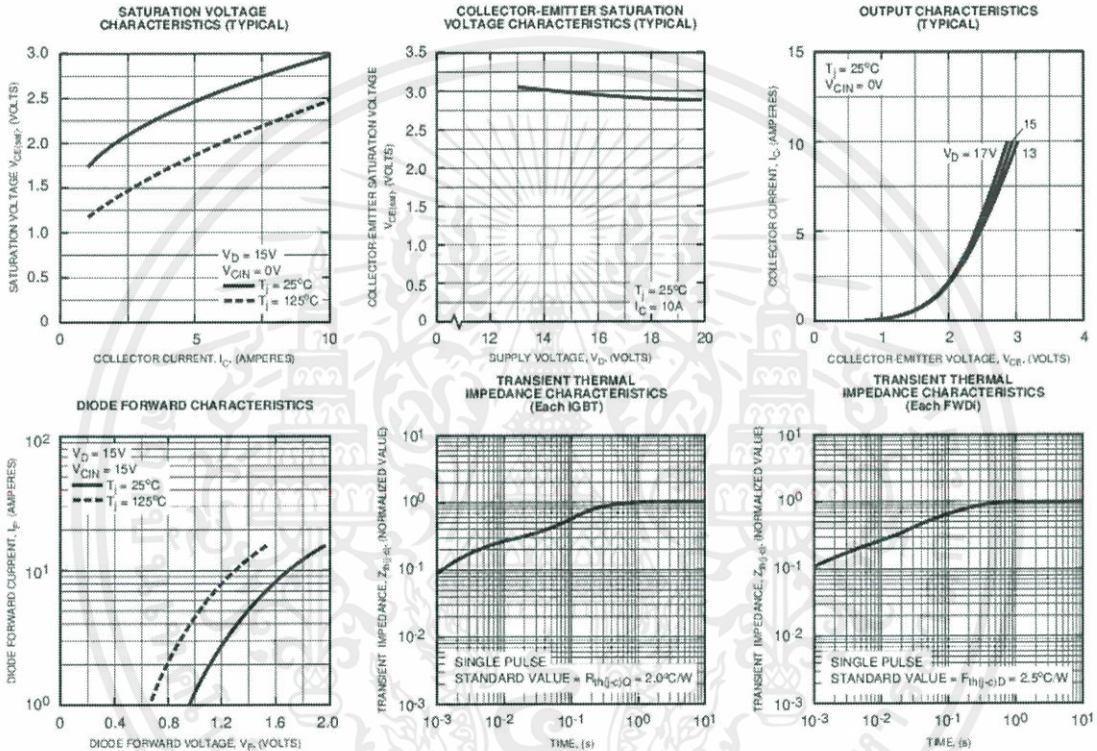
PM25RSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Brake Part



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IOR Rectifier

60EPU04 60APU04

Ultrafast Soft Recovery Diode

Features

- Ultrafast Recovery
- 175°C Operating Junction Temperature

Benefits

- Reduced RFI and EMI
- Higher Frequency Operation
- Reduced Snubbing
- Reduced Parts Count

$$t_r = 50\text{ns (typ)}$$

$$I_{F(AV)} = 60\text{Amp}$$

$$V_R = 400\text{V}$$

Description/ Applications

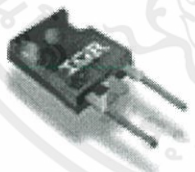
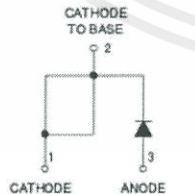
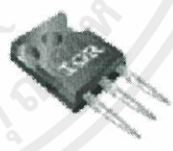
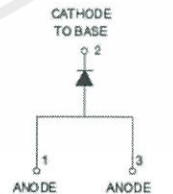
These diodes are optimized to reduce losses and EMI/ RFI in high frequency power conditioning systems. The softness of the recovery eliminates the need for a snubber in most applications. These devices are ideally suited for HF welding, power converters and other applications where switching losses are not significant portion of the total losses.

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
V_R Cathode to Anode Voltage	400	V
$I_{F(AV)}$ Continuous Forward Current, $T_C = 127^\circ\text{C}$	60	A
I_{FSM} Single Pulse Forward Current, $T_C = 25^\circ\text{C}$	600	
I_{FRM} ① Maximum Repetitive Forward Current	120	
T_J, T_{STG} Operating Junction and Storage Temperatures	- 55 to 175	$^\circ\text{C}$

① Square Wave, 20kHz

Case Styles

<p>60EPU04</p>  <p>CATHODE TO BASE</p>  <p>CATHODE ANODE</p> <p>TO-247AC (Modified)</p>	<p>60APU04</p>  <p>CATHODE TO BASE</p>  <p>ANODE ANODE</p> <p>TO-247AC</p>
---	--

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
V_{BR}, V_r Breakdown Voltage, Blocking Voltage	400	-	-	V	$I_R = 100\mu\text{A}$
V_F Forward Voltage	-	1.05	1.25	V	$I_F = 60\text{A}$
	-	0.87	1.03	V	$I_F = 60\text{A}, T_J = 175^\circ\text{C}$
	-	0.93	1.10	V	$I_F = 60\text{A}, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_R Reverse Leakage Current	-	-	50	μA	$V_R = V_R$ Rated
	-	-	2	mA	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_R = V_R$ Rated
C_T Junction Capacitance	-	50	-	pF	$V_R = 400\text{V}$
L_S Series Inductance	-	3.5	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

Dynamic Recovery Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
t_{rr} Reverse Recovery Time	-	50	60	ns	$I_F = 1\text{A}, di_F/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{V}$
	-	85	-		$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	145	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{RRM} Peak Recovery Current	-	8.8	-	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	15.4	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
Q_{rr} Reverse Recovery Charge	-	375	-	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	1120	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$

Thermal - Mechanical Characteristics

Parameters	Min	Typ	Max	Units
R_{thJC} Thermal Resistance, Junction to Case			0.70	K/W
R_{thCS} ② Thermal Resistance, Case to Heatsink		0.2		
Wt Weight		5.5		g
		0.2		(oz)
T Mounting Torque	1.2		2.4	N * m
	10		20	lbf.in

② Mounting Surface, Flat, Smooth and Greased

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

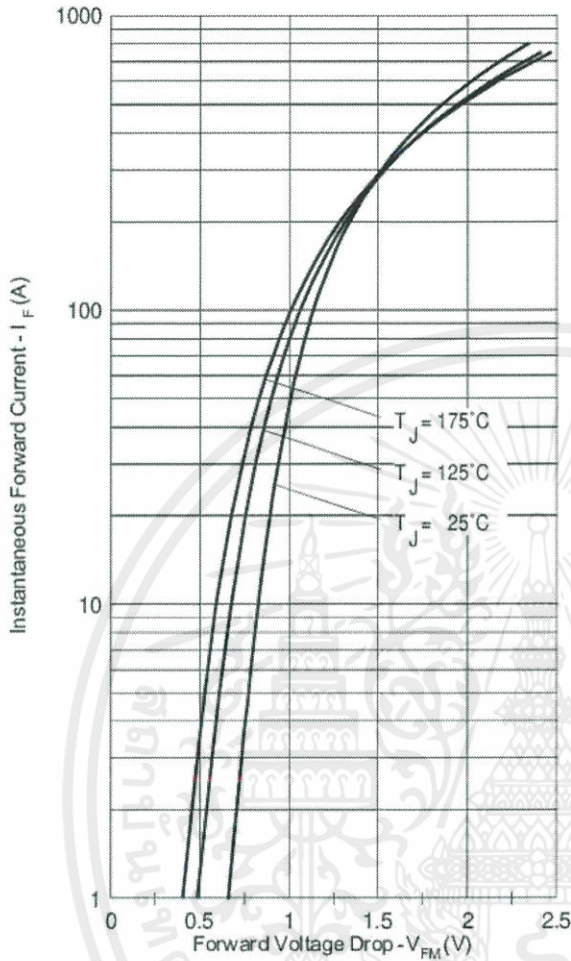


Fig. 1 - Typical Forward Voltage Drop Characteristics

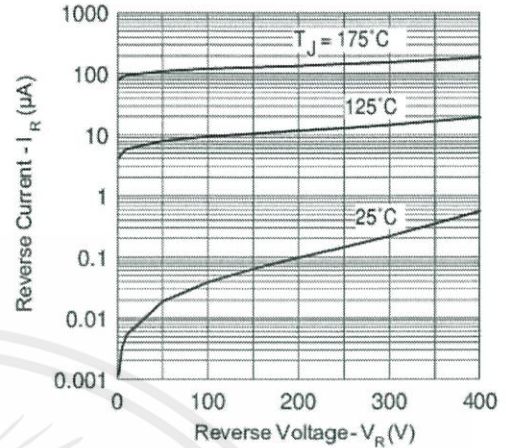


Fig. 2 - Typical Values Of Reverse Current Vs. Reverse Voltage

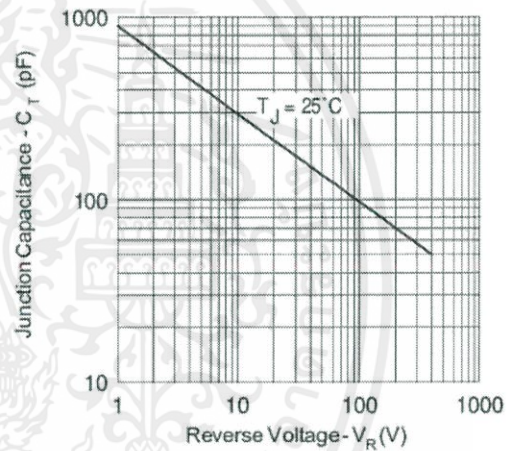


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance Vs. Reverse Voltage

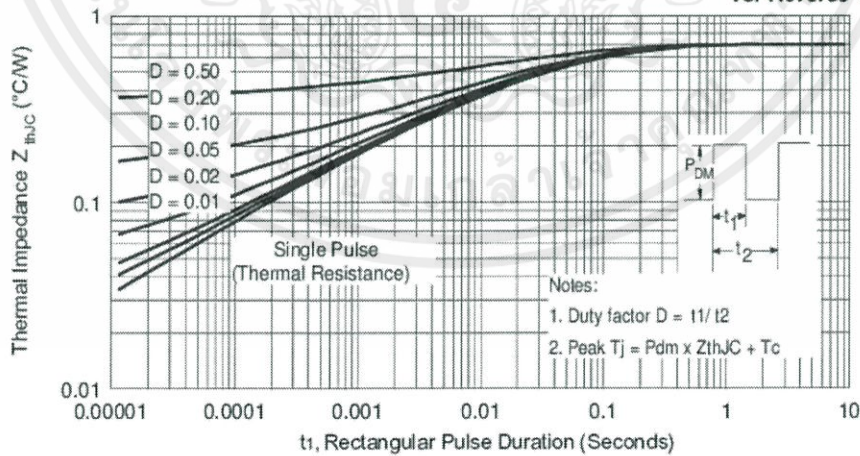


Fig. 4 - Max. Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

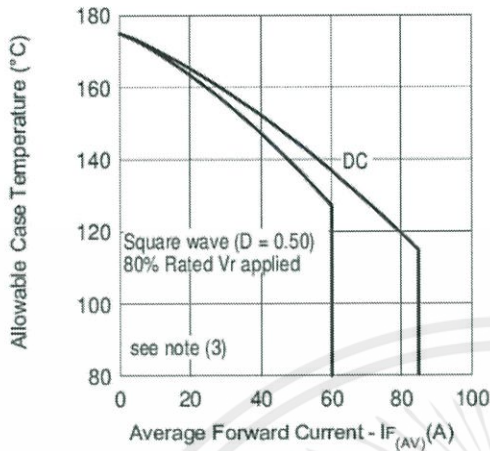


Fig. 5 - Max. Allowable Case Temperature Vs. Average Forward Current

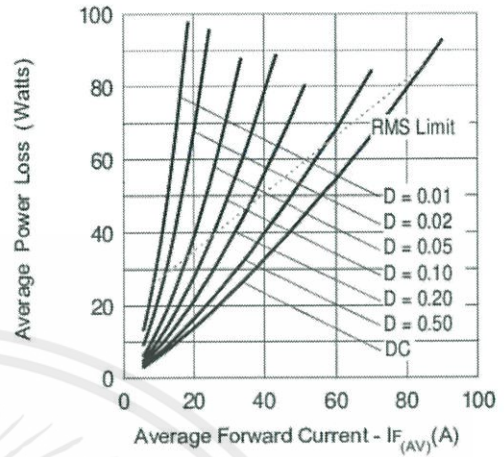


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics

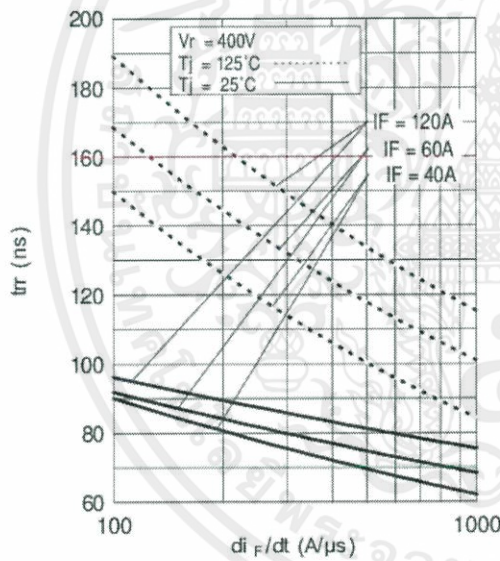


Fig. 7 - Typical Reverse Recovery time vs. di_F/dt

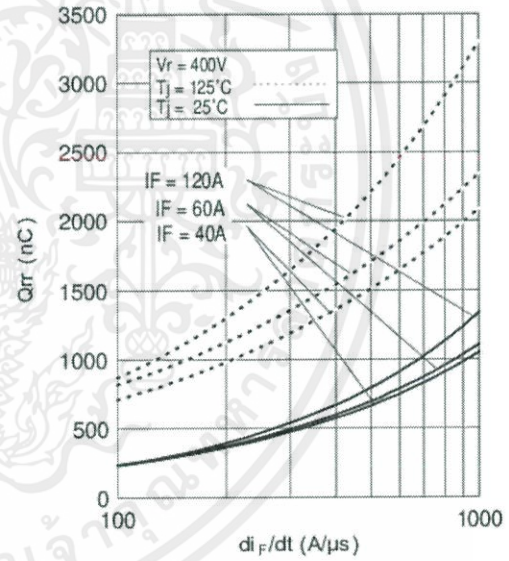


Fig. 8 - Typical Stored Charge vs. di_F/dt

(3) Formula used: $T_c = T_j - (P_d + P_{d_{REV}}) \times R_{thJC}$;
 $P_d = \text{Forward Power Loss} = I_{F(AV)} \times V_{FM} @ (I_{F(AV)} / D)$ (see Fig. 6);
 $P_{d_{REV}} = \text{Inverse Power Loss} = V_{R1} \times I_R (1 - D)$; $I_R @ V_{R1} = 80\% \text{ rated } V_R$

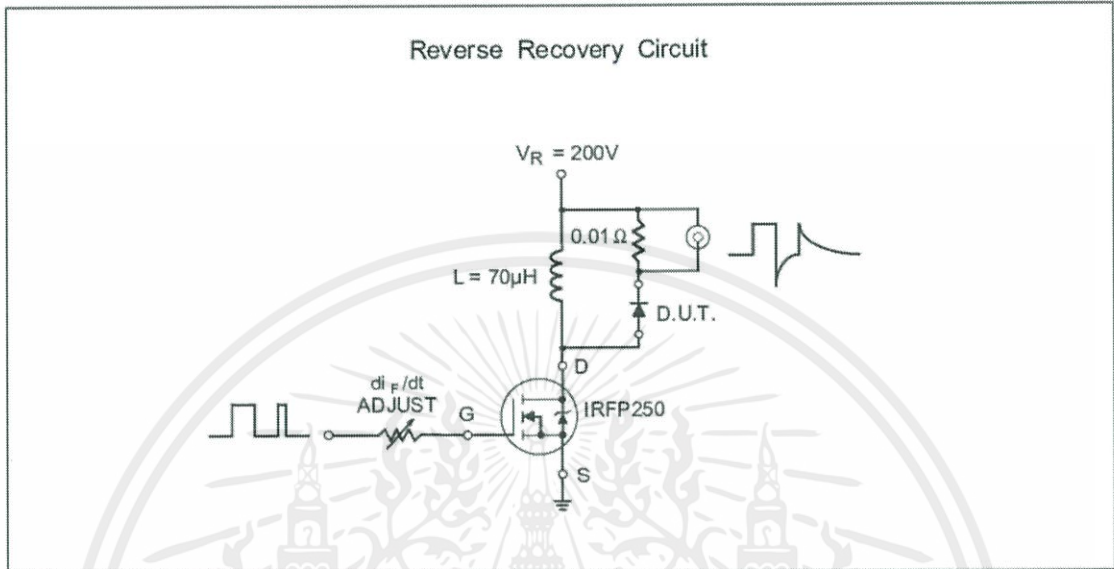


Fig. 9- Reverse Recovery Parameter Test Circuit

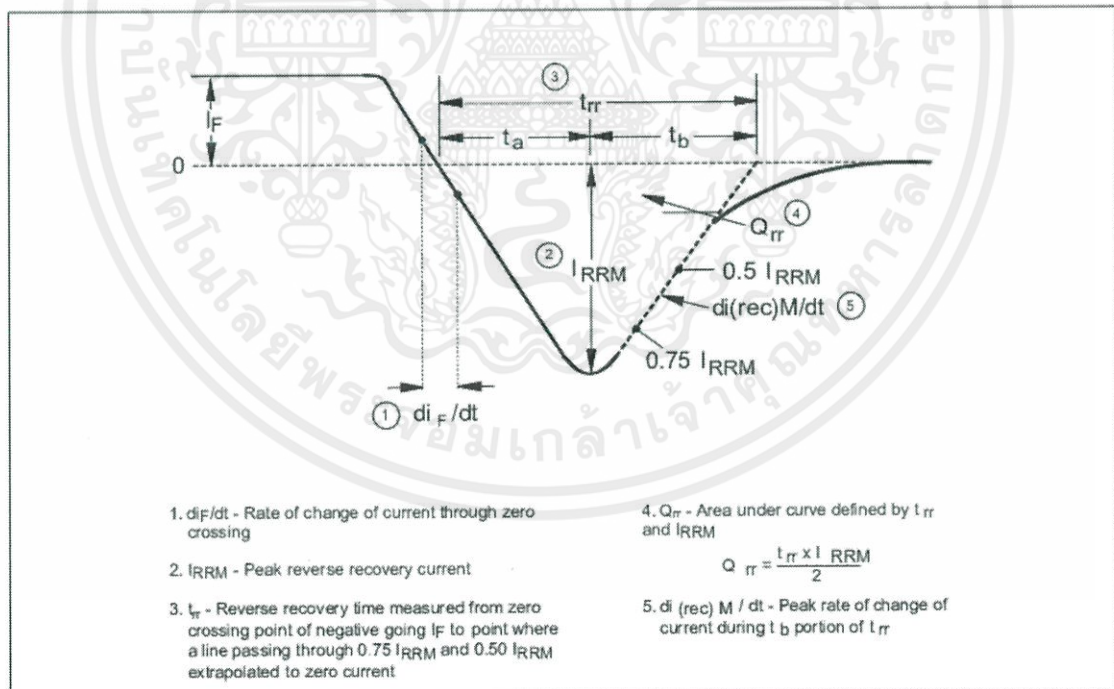
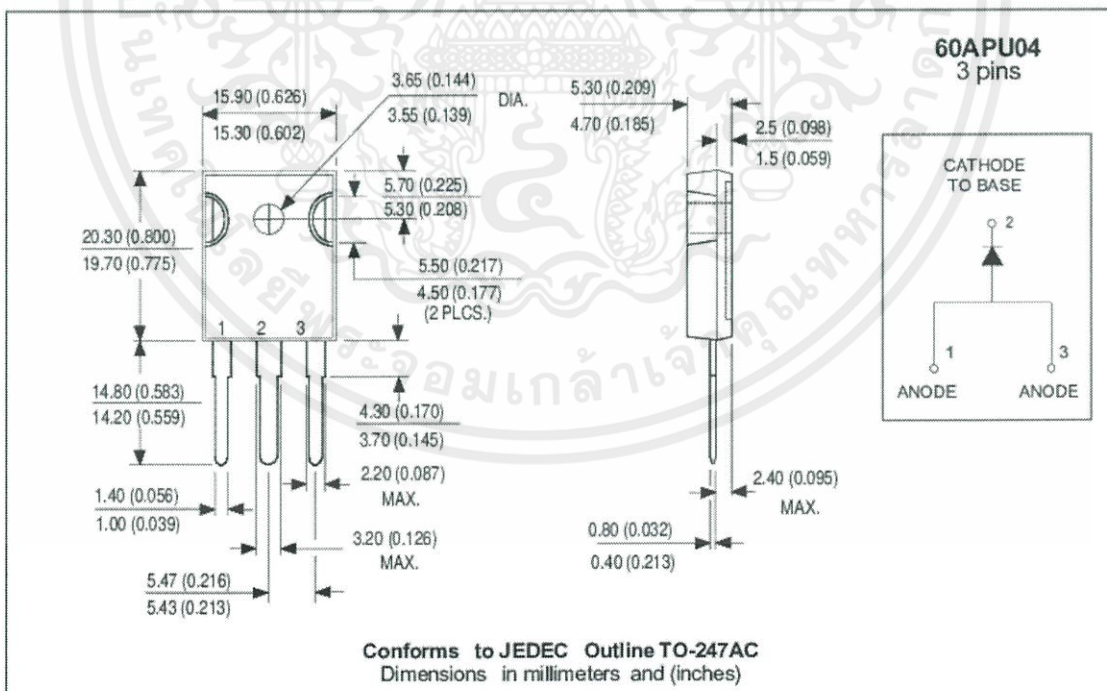
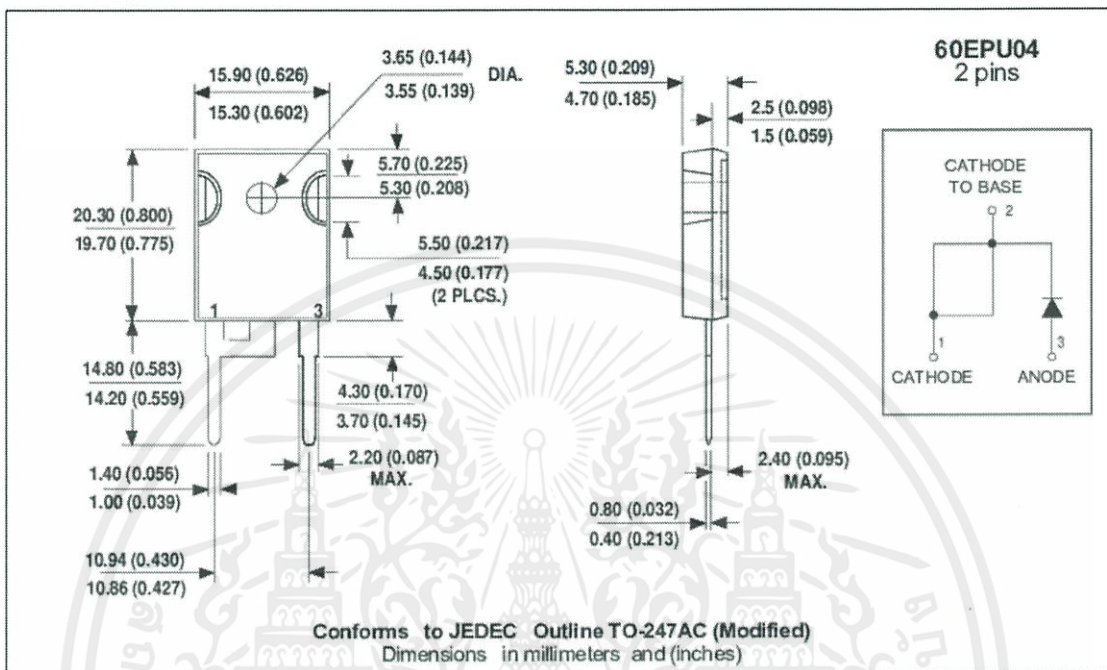


Fig. 10 - Reverse Recovery Waveform and Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Outline Table



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ordering Information Table

Device Code				
60	E	P	U	04
①	②	③	④	⑤
1	- Current Rating (60 = 60A)	E = 2 pins A = 3 pins		
2	- Single Diode			
3	- TO-247AC (Modified)			
4	- Ultrafast Recovery			
5	- Voltage Rating (04 = 400V)			

Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for Industrial Level.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7309

Visit us at www.irf.com for sales contact information. 07/01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA

GT60M303

TOSHIBA INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR SILICON N CHANNEL IGBT

GT60M303

HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS

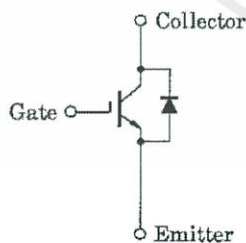
- Fourth generation IGBT
- FRD included between emitter and collector
- Enhancement mode type
- High speed IGBT : $t_f = 0.25\mu\text{s}$ (TYP.)
FRD : $t_{rr} = 0.7\mu\text{s}$ (TYP.)
- Low saturation voltage : $V_{CE(sat)} = 2.1\text{V}$ (TYP.)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

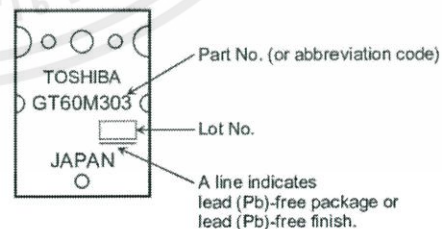
CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	900	V
Gate-Emitter Voltage	V_{GES}	± 25	V
Collector Current	DC	I_C	60
	1ms	I_{CP}	120
Emitter-Collector Forward Current	DC	I_{ECF}	15
	1ms	I_{ECFP}	120
Collector Power Dissipation (Tc = 25°C)	P_C	170	W
Junction Temperature	T_j	150	°C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

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.
Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/Derating Concept and Methods) and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc).

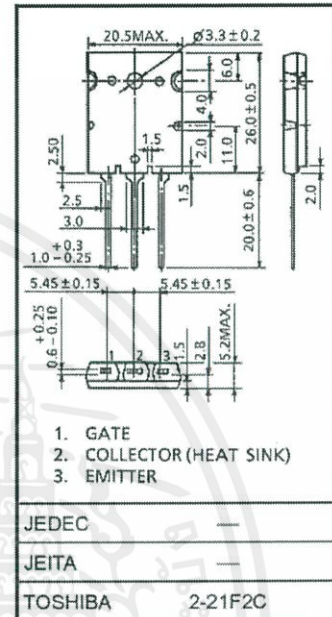
EQUIVALENT CIRCUIT



MARKING



Unit: mm



Weight: 9.75 g (typ.)

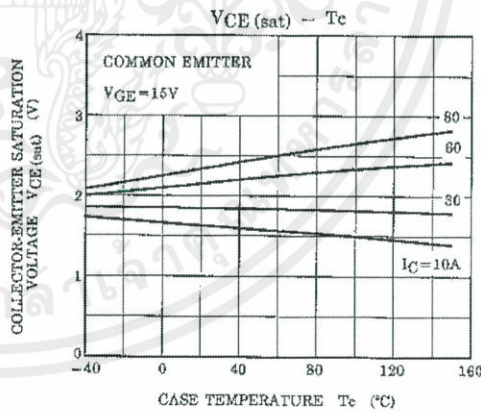
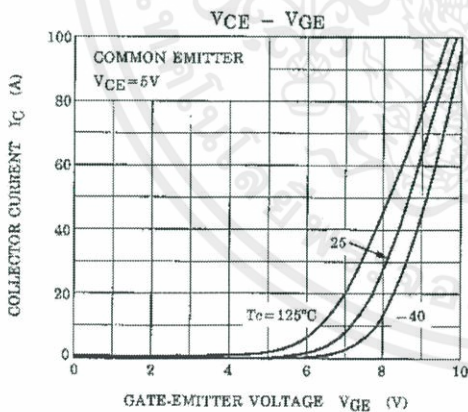
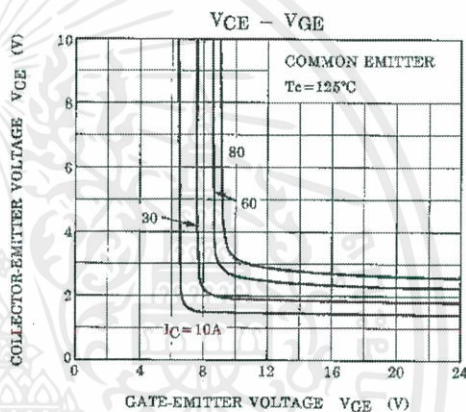
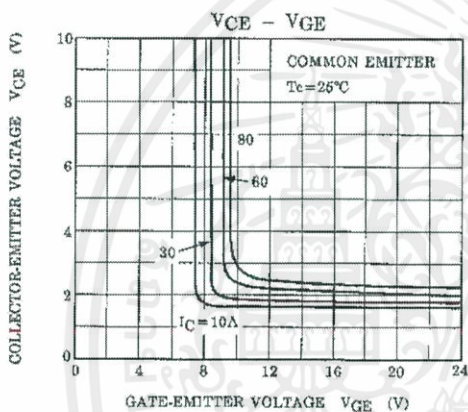
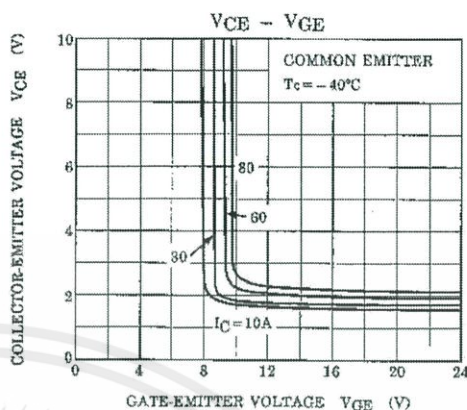
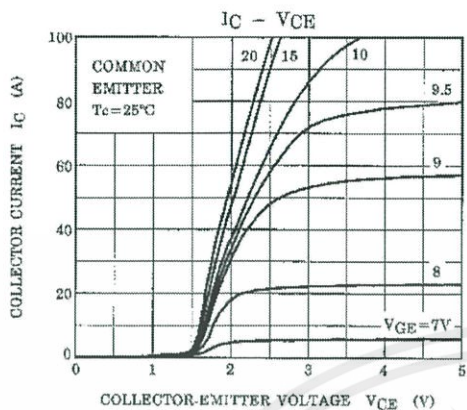
TOSHIBA

GT60M303

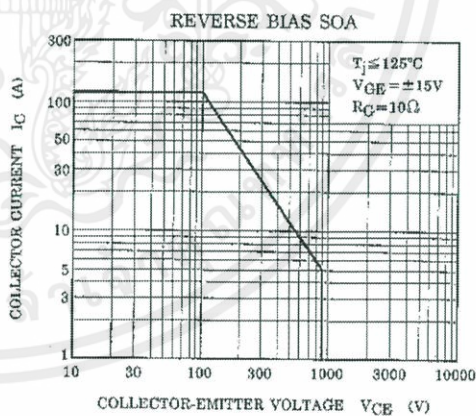
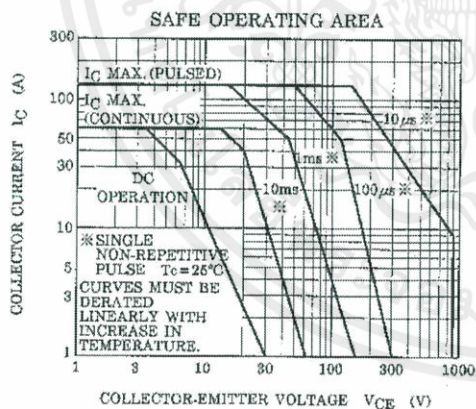
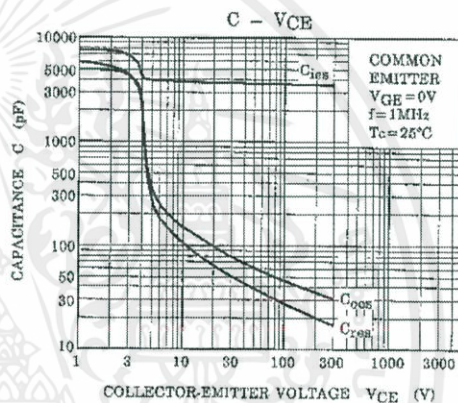
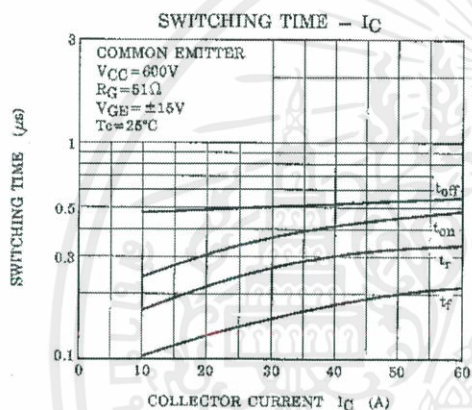
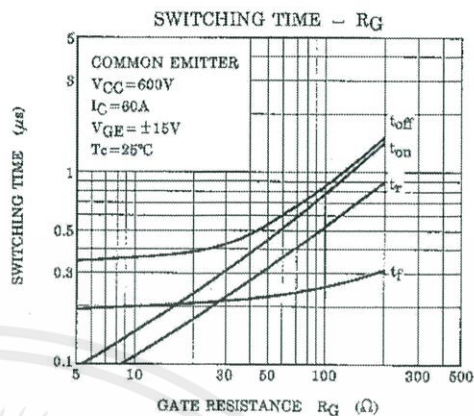
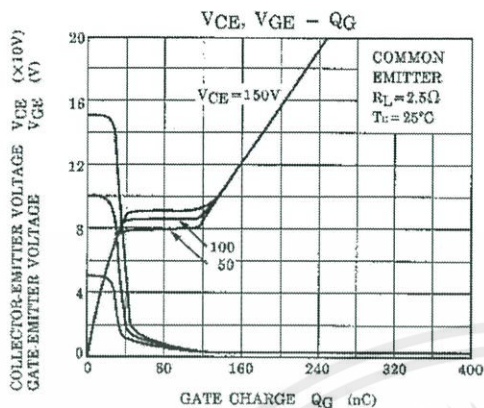
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

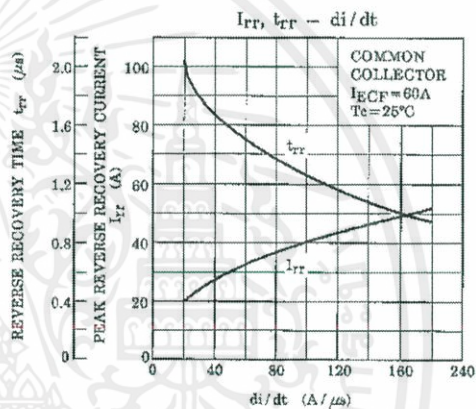
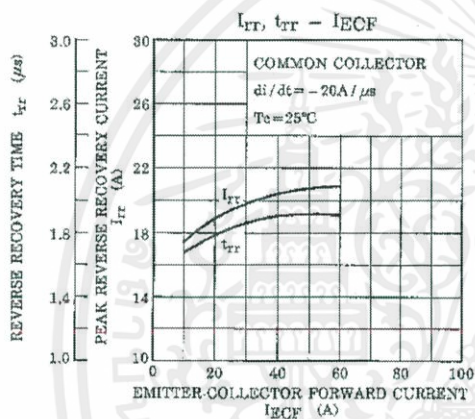
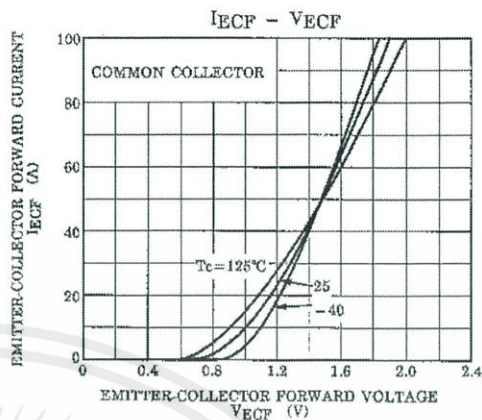
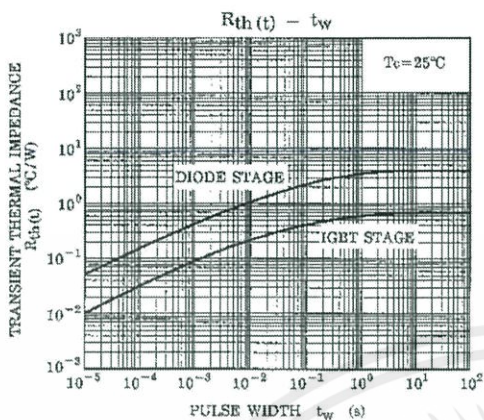
CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT
Gate Leakage Current		I_{GES}	$V_{GE} = \pm 25V, V_{CE} = 0$	—	—	± 500	nA
Collector Cut-off Current		I_{CES}	$V_{CE} = 900V, V_{GE} = 0$	—	—	1.0	mA
Gate-Emitter Cut-off Voltage		$V_{GE(OFF)}$	$I_C = 60mA, V_{CE} = 5V$	3.0	—	6.0	V
Collector-Emitter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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

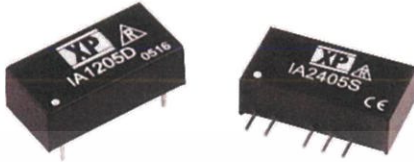
20070701-EN

- The information contained herein is subject to change without notice.
- 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 shall not be used or embedded to any downstream products of which manufacture, use and/or sale are prohibited under any applicable laws and regulations.
- 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 patents or other rights of TOSHIBA or the third parties.
- Please contact your sales representative for product-by-product details in this document regarding RoHS compatibility. Please use these products in this document in compliance with all applicable laws and regulations that regulate the inclusion or use of controlled substances. Toshiba assumes no liability for damage or losses occurring as a result of noncompliance with applicable laws and regulations.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 Watt IA Series

xppower.com 

- Dual Output
- SIP or DIP Package
- Industry Standard Pinout
- 1000 VDC Isolation
- -40 °C to +85 °C Operation
- MTBF >1.1 Mhrs
- 3 Year Warranty

Specification

Input

- Input Voltage Range • Nominal $\pm 10\%$ ⁽⁸⁾
- Input Reflected Ripple Current • 20 mA pk-pk (through 12 μ H inductor 5 Hz to 20 MHz)
- Input Reverse Voltage Protection • None

Output

- Output Voltage • See table
- Minimum Load • None⁽⁹⁾
- Line Regulation • 1.2%/1% Δ Vin
- Load Regulation • 10% 20-100% load change (3.3 V models $\pm 20\%$)
- Setpoint Accuracy • $\pm 3\%$
- Ripple & Noise • 75 mV pk-pk max, 20 MHz bandwidth
- Temperature Coefficient • 0.02%/°C
- Maximum Capacitive Load • $\pm 100 \mu$ F

General

- Efficiency • See table
- Isolation Voltage • 1000 VDC minimum
- Isolation Resistance • $10^9 \Omega$
- Isolation Capacitance • 60 pF typical
- Switching Frequency • Variable, 80 KHz typical
- MTBF • >1.12 Mhrs to MIL-HDBK-217F at 25 °C, GB

Environmental

- Operating Temperature • -40 °C to +85 °C
- Storage Temperature • -40 °C to +125 °C
- Case Temperature • 100 °C max
- Cooling • Convection-cooled

Notes

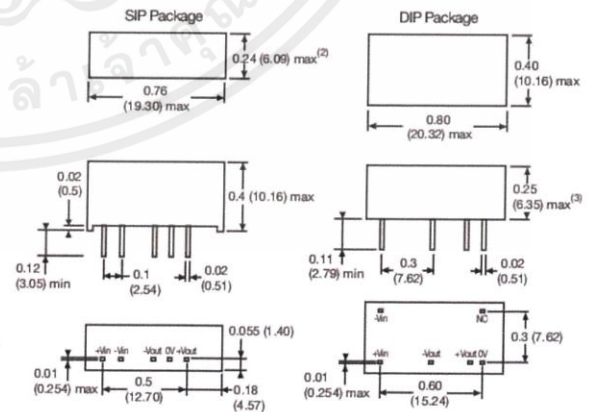
1. Replace 'S' in model number with 'D' for DIP package.
2. SIP 48 Vin models, dimension is 0.28 (7.20) max.
3. DIP 48 Vin models, dimension is 0.27 (6.88) max.
4. Outputs power-trade.
5. For 48 V models a 10 μ F capacitor is required between +Vin and -Vin pins.
6. Operation at no load will not damage unit but it may not meet all specifications.
7. All dimensions in inches (mm).
8. Pin pitch tolerance: ± 0.014 (± 0.35)
9. Case tolerance ± 0.02 (± 0.5)
10. Weight: SIP 0.006 lbs (2.6 g), DIP 0.005 lbs (2.3 g)

Input Voltage	Output Voltage	Output Current ⁽⁸⁾	Efficiency	Model Number ⁽¹⁾
3.3 VDC	± 5.0 V	± 100 mA	66%	IA0305S
5 VDC	± 3.3 V	± 151 mA	65%	IA0503S ^(†)
	± 5.0 V	± 100 mA	74%	IA0505S ^(†)
	± 9.0 V	± 55 mA	78%	IA0509S ^(†)
	± 12.0 V	± 42 mA	78%	IA0512S ^(†)
	± 15.0 V	± 33 mA	80%	IA0515S ^(†)
	± 24.0 V	± 21 mA	80%	IA0524S ^(†)
12 VDC	± 3.3 V	± 151 mA	66%	IA1203S ^(†)
	± 5.0 V	± 100 mA	75%	IA1205S ^(†)
	± 9.0 V	± 55 mA	76%	IA1209S ^(†)
	± 12.0 V	± 42 mA	78%	IA1212S ^(†)
	± 15.0 V	± 33 mA	80%	IA1215S ^(†)
	± 24.0 V	± 21 mA	76%	IA1224S ^(†)
24 VDC	± 3.3 V	± 151 mA	68%	IA2403S ^(†)
	± 5.0 V	± 100 mA	74%	IA2405S ^(†)
	± 9.0 V	± 55 mA	76%	IA2409S ^(†)
	± 12.0 V	± 42 mA	78%	IA2412S ^(†)
	± 15.0 V	± 33 mA	78%	IA2415S ^(†)
	± 24.0 V	± 21 mA	78%	IA2424S ^(†)
48 VDC ^(*)	± 3.3 V	± 151 mA	60%	IA4803S
	± 5.0 V	± 100 mA	70%	IA4805S ^(†)
	± 9.0 V	± 55 mA	72%	IA4809S
	± 12.0 V	± 42 mA	74%	IA4812S ^(†)
	± 15.0 V	± 33 mA	74%	IA4815S
	± 24.0 V	± 21 mA	70%	IA4824S

^(†) Available from Farnell & element14. See pages 284-290.

^(*) Available from Newark. See pages 291-296.

Mechanical Details



THE X P E R T S I N P O W E R

21-Jan-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UTCLM79XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

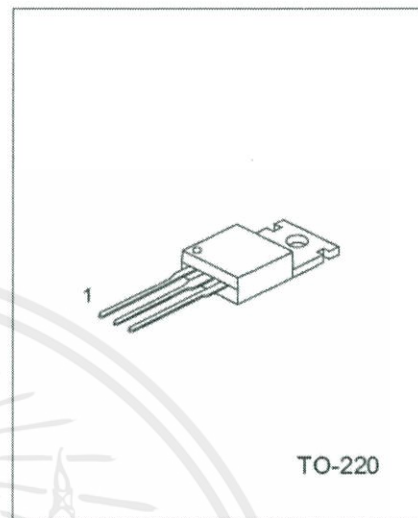
3 TERMINAL 1A NEGATIVE VOLTAGE REGULATOR

DESCRIPTION

The UTC LM79XX series of three-terminal negative regulators are available in TO-220 package and with several fixed output voltage, making them useful in a wide range of application. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible.

FEATURES

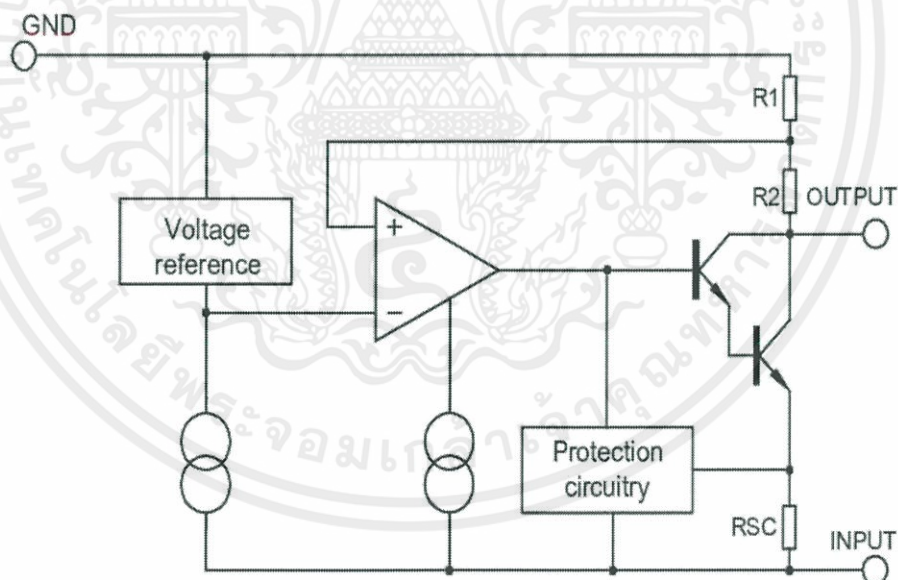
- *Output current up to 1A
- *-5V; -6V; -8V; -12V; -15V; -18V; -24V output voltage available
- *Thermal overload protection
- *Short circuit protection



TO-220

1:GND 2:Input 3:Output

BLOCK DIAGRAM



UTCLM79XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS($T_a=25^\circ\text{C}$)

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Input voltage	V_i	-35	V
Thermal resistance junction-air	$R_{\theta JA}$	65	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal resistance junction-cases	$R_{\theta JC}$	5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Temperature	T_{opr}	0 ~ +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-65 ~ +150	$^\circ\text{C}$

UTC7905 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o=500\text{mA}$, $V_i=-10\text{V}$, $C_i=33\mu\text{F}$, $C_o=1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j=25^\circ\text{C}$ $5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i=-7\text{V}$ to -20V	-4.80	-5.0	-5.20	V
			-4.75		-5.25	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j=25^\circ\text{C}$, $V_i=-7\text{V}$ to -25V		10	100	mV
		$T_j=25^\circ\text{C}$, $V_i=-8\text{V}$ to -12V				mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j=25^\circ\text{C}$, $I_o=5.0\text{mA}$ to 1.5A		10	100	mV
		$T_j=25^\circ\text{C}$, $I_o=250\text{mA}$ to 750mA		3	50	mV
Quiescent current	I_q	$T_j=25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o=5\text{mA}$ to 1.0A		0.05	0.5	mA
		$V_i=-7\text{V}$ to -25V		0.1	1.3	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5\text{mA}$		-0.4		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_N	$f=10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_a=25^\circ\text{C}$		100		μV
Ripple rejection	RR	$f=120\text{Hz}$, $V_i=-8\text{V}$ to -18V	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o=1.0\text{A}$, $T_j=25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i=-35\text{V}$, $T_a=25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j=25^\circ\text{C}$		2.2		A

UTC7906 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o=500\text{mA}$, $V_i=-11\text{V}$, $C_i=2.2\mu\text{F}$, $C_o=1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j=25^\circ\text{C}$ $5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i=-8\text{V}$ to -21V	-5.76	-6.00	-6.24	V
			-5.70		-6.30	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j=25^\circ\text{C}$, $V_i=-8\text{V}$ to -25V		10	120	mV
		$T_j=25^\circ\text{C}$, $V_i=-9\text{V}$ to -13V		5	60	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j=25^\circ\text{C}$, $I_o=5.0\text{mA}$ to 1.5A		10	120	mV
		$T_j=25^\circ\text{C}$, $I_o=250\text{mA}$ to 750mA		3	60	mV
Quiescent current	I_q	$T_j=25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o=5\text{mA}$ to 1.0A			0.5	mA
		$V_i=-8\text{V}$ to -25V			1.3	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5\text{mA}$		-0.5		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_N	$f=10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_a=25^\circ\text{C}$		130		μV
Ripple rejection	RR	$f=120\text{Hz}$, $V_i=-9\text{V}$ to -19V	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o=1.0\text{A}$, $T_j=25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i=-35\text{V}$, $T_a=25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j=25^\circ\text{C}$		2.2		A

UTC LM79XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

UTC7908 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o = 500\text{mA}$, $V_i = -14\text{V}$, $C_i = 2.2\mu\text{F}$, $C_o = 1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-7.68	-8.0	-8.32	V
		$5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i = -10.5\text{V}$ to -23V	-7.60		-8.40	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -10.5\text{V}$ to -25V		10	100	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -11.5\text{V}$ to -17V		5	80	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 5.0\text{mA}$ to 1.5A		12	160	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 250\text{mA}$ to 750mA		4	80	mV
Quiescent current	I_q	$T_j = 25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o = 5\text{mA}$ to 1.0A		0.05	0.5	mA
		$V_i = -11.5\text{V}$ to -25V		0.1	1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_o = 5\text{mA}$		-0.6		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_n	$f = 10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_a = 25^\circ\text{C}$		175		μV
Ripple rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_i = -11.5\text{V}$ to -21.5V	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o = 1.0\text{A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i = -35\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

UTC7912 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o = 500\text{mA}$, $V_i = -18\text{V}$, $C_i = 2.2\mu\text{F}$, $C_o = 1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-11.52	-12.0	-12.48	V
		$5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i = -14.5\text{V}$ to -27V	-11.40		-12.60	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -14.5\text{V}$ to -30V		12	240	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -16\text{V}$ to -22V		6	120	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 5.0\text{mA}$ to 1.5A		12	240	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 250\text{mA}$ to 750mA		4	120	mV
Quiescent current	I_q	$T_j = 25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o = 5\text{mA}$ to 1.0A		0.05	0.5	mA
		$V_i = -14.5\text{V}$ to -30V		0.1	1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_o = 5\text{mA}$		-0.8		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_n	$f = 10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_a = 25^\circ\text{C}$		200		μV
Ripple rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_i = -15\text{V}$ to -25V	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o = 1.0\text{A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i = -35\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UTC LM79XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

UTC7915 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o = 500\text{mA}$, $V_i = -23\text{V}$, $C_i = 2.2\mu\text{F}$, $C_o = 1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-14.40	-15.0	-15.60	V
		$5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i = -17.5\text{V to } -30\text{V}$	-14.25		-15.75	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -17.5\text{V to } -30\text{V}$		12	300	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -20\text{V to } -26\text{V}$		6	150	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 5.0\text{mA to } 1.5\text{A}$		12	300	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 250\text{mA to } 750\text{mA}$		4	150	mV
Quiescent current	I_q	$T_j = 25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$		0.05	0.5	mA
		$V_i = -17.5\text{V to } -30.5\text{V}$		0.1	1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_o = 5\text{mA}$		-0.9		mV/ $^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		250		μV
Ripple rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_i = -18.5\text{V to } -28.5\text{V}$	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o = 1.0\text{A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i = -35\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

UTC7918 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o = 500\text{mA}$, $V_i = -27\text{V}$, $C_i = 2.2\mu\text{F}$, $C_o = 1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-17.28	-18.0	-18.72	V
		$5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i = -21\text{V to } -33\text{V}$	-17.10		-18.90	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -21\text{V to } -33\text{V}$		15	360	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -24\text{V to } -30\text{V}$		8	180	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 5.0\text{mA to } 1.5\text{A}$		15	360	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 250\text{mA to } 750\text{mA}$		5.0	180	mV
Quiescent current	I_q	$T_j = 25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$			0.5	mA
		$V_i = -21\text{V to } -32\text{V}$			1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_o = 5\text{mA}$		-1		mV/ $^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		300		μV
Ripple rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_i = -22\text{V to } -32\text{V}$	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o = 1.0\text{A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i = -35\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UTC LM79XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

UTC7924 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125^\circ\text{C}$, $I_o = 500\text{mA}$, $V_i = -33\text{V}$, $C_i = 2.2\mu\text{F}$, $C_o = 1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-23.04	-24	-24.96	V
		$5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i = -27\text{V}$ to -38V	-22.80		-25.20	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -27\text{V}$ to -38V		15	480	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_i = -30\text{V}$ to -36V		8	240	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 5.0\text{mA}$ to 1.5A		15	480	mV
		$T_j = 25^\circ\text{C}$, $I_o = 250\text{mA}$ to 750mA		5.0	240	mV
Quiescent current	I_q	$T_j = 25^\circ\text{C}$		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o = 5\text{mA}$ to 1.0A			0.5	mA
		$V_i = -27\text{V}$ to -38V			1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_o = 5\text{mA}$		-1		mV/ $^\circ\text{C}$
Output noise voltage	V_N	$f = 10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_a = 25^\circ\text{C}$		400		μV
Ripple rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_i = -28\text{V}$ to -38V	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o = 1.0\text{A}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i = -35\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

APPLICATION CIRCUITS

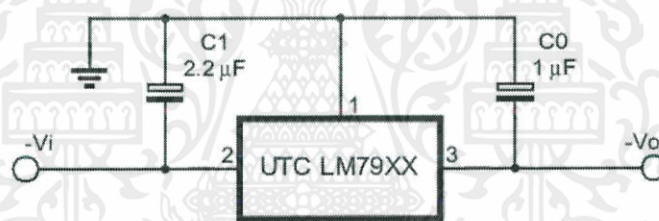


Fig.1 Fixed output regulator

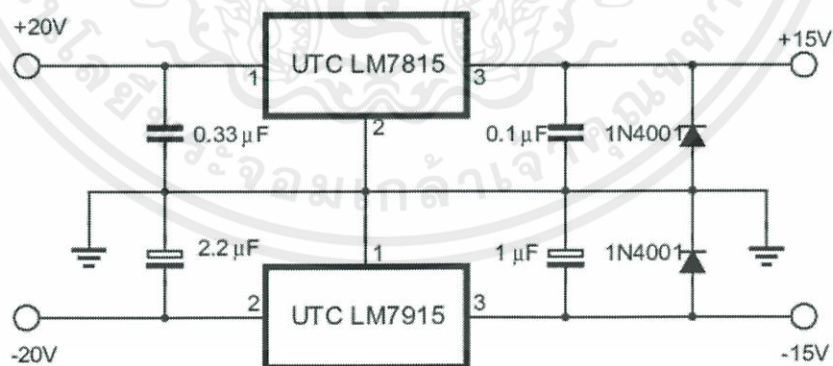


Fig.2 Split power supply(+15V,1A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UTC LM79XX LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

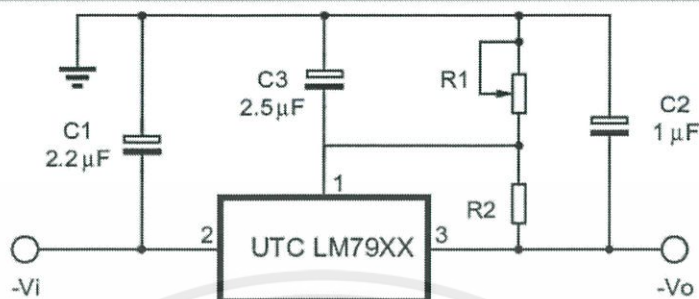
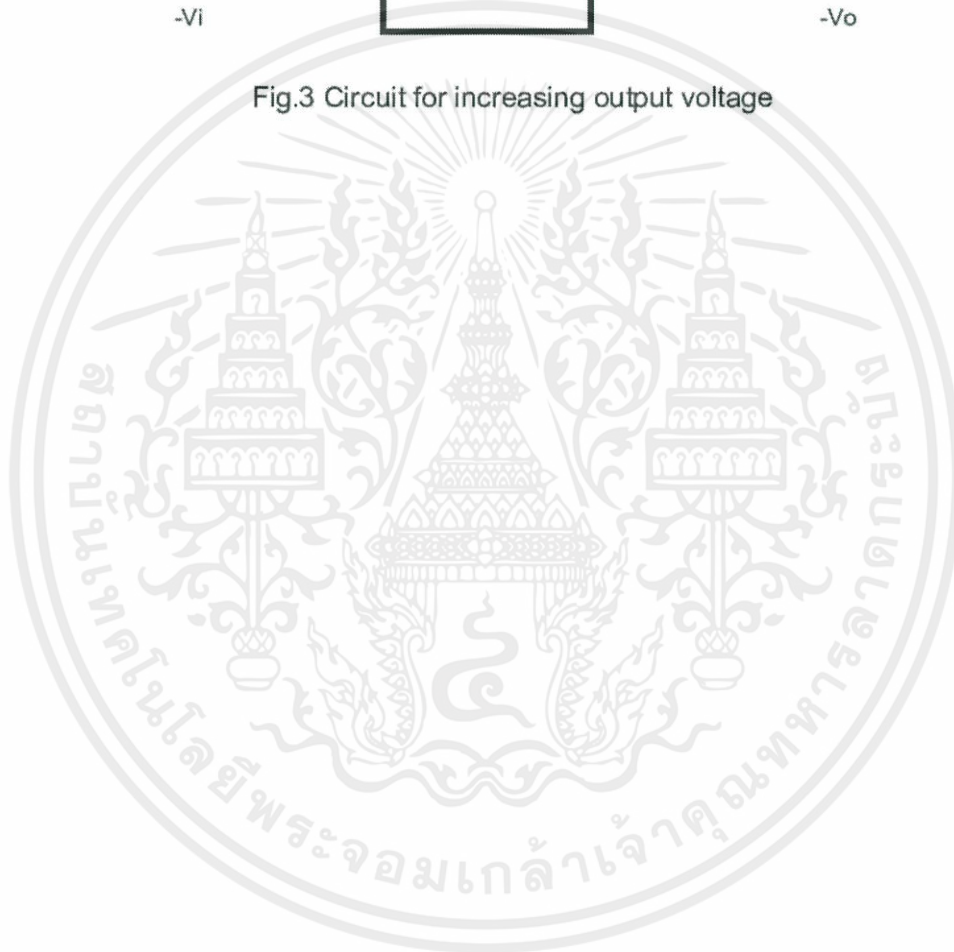


Fig.3 Circuit for increasing output voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UNISONIC TECHNOLOGIES CO., LTD

LM78XX

LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

3-TERMINAL 1A POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

DESCRIPTION

The UTC **LM78XX** family is monolithic fixed voltage regulator integrated circuit. They are suitable for applications that required supply current up to 1 A.

FEATURES

- * Output current up to 1A
- * Fixed output voltage of 3.3V, 4.7V, 5V, 6V, 7V, 8V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V and 24V available
- * Thermal overload shutdown protection
- * Short circuit current limiting
- * Output transistor SOA protection

ORDERING INFORMATION

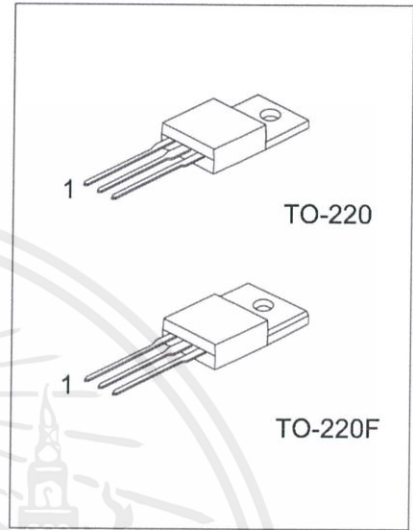
Order Number		Pin Assignment			Package	Packing
Normal	Lead Free Plating	1	2	3		
LM78xx-TA3-D-T	LM78xxL-TA3-D-T	I	G	O	TO-220	Tube
LM78xx-TF3-D-T	LM78xxL-TF3-D-T	I	G	O	TO-220F	Tube

Note: O: Output G: GND I: Input

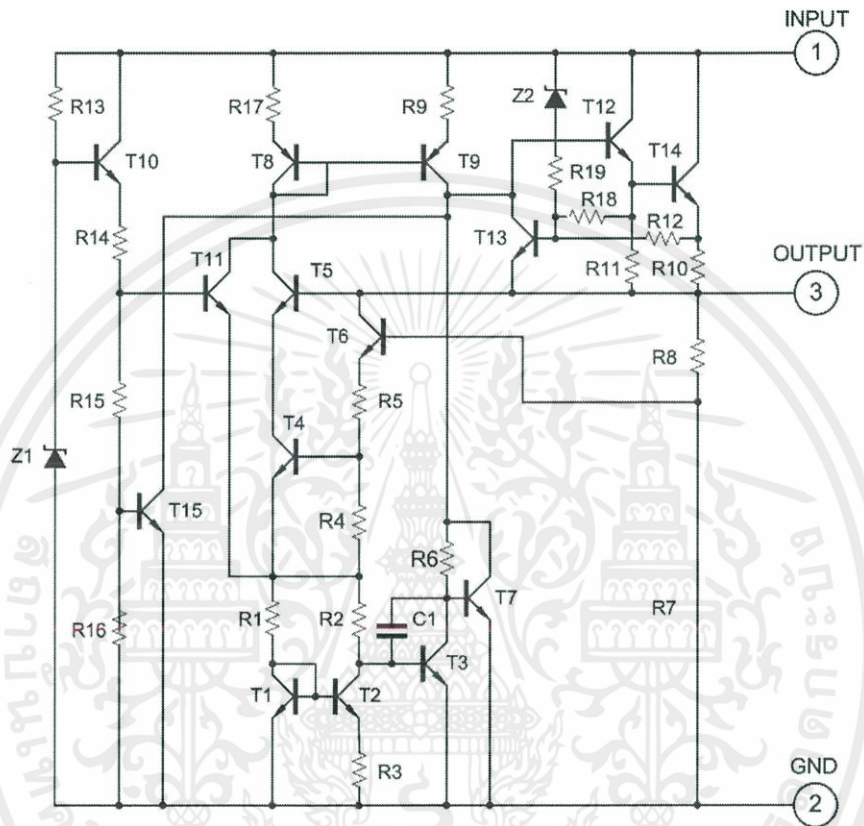
LM78xxL-TA3-D-T	(1)Packing Type	(1) T: Tube
(2)Pin Assignment	(2) refer to Pin Assignment	(2) refer to Pin Assignment
(3)Package Type	(3) TA3: TO-220, TF3: TO-220F	(3) TA3: TO-220, TF3: TO-220F
(4)Lead Plating	(4) L: Lead Free Plating, Blank: Pb/Sn	(4) L: Lead Free Plating, Blank: Pb/Sn
(5)Output Voltage Code	(5) xx: refer to Marking Information	(5) xx: refer to Marking Information

MARKING INFORMATION

PACKAGE	VOLTAGE CODE	VOLTAGE CODE	MARKING
TO-220 TO-220F	33:3.3V 47:4.7V 05:5.0V 06:6.0V 07:7.0V 08:8.0V 09:9.0V	10:10V 12:12V 15:15V 18:18V 24:24V	<p>Voltage Code ← → Lead Plating Date Code</p> <p>1 2 3</p>



*Pb-free plating product number: LM78XXL

LM78XX**LINEAR INTEGRATED CIRCUIT**■ **TEST CIRCUIT**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM78XX**LINEAR INTEGRATED CIRCUIT****■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

(Operating temperature range applies unless otherwise specified)

PARAMETER	SYMBOL	RATING	UNIT	
Input voltage	V_{IN}	$V_{OUT}=3.3\sim 18V$	35	V
		$V_{OUT}=24V$	40	V
Output Current	I_{OUT}	1	A	
Power Dissipation	P_D	Internally Limited	W	
Operating Junction Temperature	T_{OPR}	-20 ~ +150	°C	
Storage Temperature	T_{STG}	-55 ~ +150	°C	

Note Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged.

Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

■ THERMAL DATA

PARAMETER	SYMBOL	RATING	UNIT
Thermal Resistance	θ_{JA}	65	°C/W
	θ_{JC}	5	°C/W

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS $(I_{OUT}=0.5A, T_J=0^\circ C - 125^\circ C, C_1=0.33\mu F, C_o=0.1\mu F, \text{ unless otherwise specified})(\text{Note } 1)$ **For UTC LM7833** ($V_{IN}=5.8V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$	3.168	3.30	3.432	V
		$V_{IN}=5.8V \sim 18.3V,$ $I_{OUT}=5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	3.135		3.465	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J=25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$			33	mV
		$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=0.25A - 0.75A$			17	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN}=5.8V \sim 18.3V, T_J=25^\circ C$			33	mV
		$V_{IN}=5.8V \sim 18.3V, T_J=25^\circ C, I_{OUT}=1.0A$			33	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN}=5.8V \sim 18.3V$			1.0	mA
		$I_{OUT}=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		55		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_{OUT}=5mA$		-0.4		mV/°C
Ripple Rejection	RR	$V_{IN}=6.3V \sim 16.3V, f=120Hz, T_J=25^\circ C$		57		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J=25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN}=35V, T_J=25^\circ C$		250		mA

For UTC LM7847 ($V_{IN}=9.7V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$	4.512	4.70	4.888	V
		$V_{IN}=7.2V \sim 19.7V,$ $I_{OUT}=5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	4.465		4.935	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J=25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$			47	mV
		$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=0.25A - 0.75A$			24	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN}=7.2V \sim 19.7V, T_J=25^\circ C$			47	mV
		$V_{IN}=7.2V \sim 19.7V, T_J=25^\circ C, I_{OUT}=1.0A$			47	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN}=7.2V \sim 19.7V$			1.0	mA
		$I_{OUT}=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		40		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_{OUT}=5mA$		-0.6		mV/°C
Ripple Rejection	RR	$V_{IN}=7.7V \sim 17.7V, f=120Hz, T_J=25^\circ C$	62	80		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J=25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN}=35V, T_J=25^\circ C$		250		mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM78XX**LINEAR INTEGRATED CIRCUIT****■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Cont.)**For UTC LM7805 ($V_{IN}=10V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$	4.80	5.0	5.20	V
		$V_{IN}=7.5V \sim 20V,$ $I_{OUT}=5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	4.75		5.25	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J=25^{\circ}C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$			50	mV
		$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=0.25A - 0.75A$			25	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN}=7V \sim 25V, T_J=25^{\circ}C$			50	mV
		$V_{IN}=7.5V \sim 20V, T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=1.0A$			50	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN}=7.5V \sim 20V$			1.0	mA
		$I_{OUT}=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		40		μV
Temperature Coefficient of V_O	$\Delta V_O/\Delta T$	$I_{OUT}=5mA$		-0.6		$mV/^{\circ}C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN}=8V - 18V, f=120Hz, T_J=25^{\circ}C$	62	80		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J=25^{\circ}C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN}=35V, T_J=25^{\circ}C$		250		mA

For UTC LM7806 ($V_{IN}=11V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$	5.76	6.0	6.24	V
		$V_{IN}=8.5V \sim 21V,$ $I_{OUT}=5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	5.70		6.30	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J=25^{\circ}C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$			60	mV
		$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=0.25A - 0.75A$			30	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN}=8V \sim 25V, T_J=25^{\circ}C$			60	mV
		$V_{IN}=8.5V \sim 21V, T_J=25^{\circ}C, I_{OUT}=1.0A$			60	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^{\circ}C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN}=8.5V \sim 21V$			1.0	mA
		$I_{OUT}=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		45		μV
Temperature Coefficient of V_O	$\Delta V_O/\Delta T$	$I_{OUT}=5mA$		-0.7		$mV/^{\circ}C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN}=9V - 19V, f=120Hz, T_J=25^{\circ}C$	59	75		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J=25^{\circ}C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN}=35V, T_J=25^{\circ}C$		250		mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM78XX

LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Cont.)

For UTC LM7807 ($V_{IN} = 13V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$	6.72	7.0	7.28	V
		$V_{IN} = 9.5V \sim 22V,$ $I_{OUT} = 5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	6.65		7.35	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			70	mV
		$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 0.25A - 0.75A$			35	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN} = 9V \sim 25V, T_J = 25^\circ C$			70	mV
		$V_{IN} = 9.5V \sim 22V, T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 1.0A$			70	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN} = 9.5V \sim 22V$			1.0	mA
		$I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		50		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_{OUT} = 5mA$		-0.8		mV/ $^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN} = 10V - 20V, f = 120Hz, T_J = 25^\circ C$	59	75		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J = 25^\circ C$		1.7		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN} = 35V, T_J = 25^\circ C$		250		mA

For UTC LM7808 ($V_{IN} = 14V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$	7.68	8.0	8.32	V
		$V_{IN} = 10.5V \sim 23V,$ $I_{OUT} = 5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	7.60		8.40	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			80	mV
		$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 0.25A - 0.75A$			40	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN} = 10.5V \sim 25V, T_J = 25^\circ C$			80	mV
		$V_{IN} = 10.5V \sim 23V, T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 1.0A$			80	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN} = 10.5V \sim 23V$			1.0	mA
		$I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		58		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_{OUT} = 5mA$		-0.9		mV/ $^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN} = 11.5V \sim 21.5V,$ $f = 120Hz, T_J = 25^\circ C$	56	72		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J = 25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN} = 35V, T_J = 25^\circ C$		250		mA

LM78XX

LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Cont.)

For UTC LM7809 ($V_{IN} = 15V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$	8.64	9.0	9.36	V
		$V_{IN} = 11.5V \sim 24V,$ $I_{OUT} = 5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	8.55		9.45	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			90	mV
		$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 0.25A - 0.75A$			45	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN} = 11.5V \sim 25V, T_J = 25^\circ C$			90	mV
		$V_{IN} = 11.5V \sim 24V, T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 1.0A$			90	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN} = 11.5V \sim 24V$			1.0	mA
		$I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		58		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_{OUT} = 5mA$		-1.1		mV/ $^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN} = 12.5V \sim 22.5V, f = 120Hz, T_J = 25^\circ C$	56	72		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J = 25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN} = 35V, T_J = 25^\circ C$		250		mA

For UTC LM7810 ($V_{IN} = 16V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$	9.60	10.0	10.40	V
		$V_{IN} = 12.5V \sim 25V,$ $I_{OUT} = 5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	9.50		10.50	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			100	mV
		$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 0.25A - 0.75A$			50	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN} = 13V \sim 25V, T_J = 25^\circ C$			100	mV
		$V_{IN} = 13V \sim 25V, T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 1.0A$			100	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN} = 12.6V \sim 25V$			1.0	mA
		$I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		58		μV
Temperature coefficient of V_o	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_{OUT} = 5mA$		-1.1		mV/ $^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN} = 13V - 23V, f = 120Hz, T_J = 25^\circ C$	56	72		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J = 25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN} = 35V, T_J = 25^\circ C$		250		mA

LM78XX**LINEAR INTEGRATED CIRCUIT****■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Cont.)**For UTC LM7812 ($V_{IN}=19V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$	11.52	12.0	12.48	V
		$V_{IN}=14.5V \sim 27V,$ $I_{OUT}=5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	11.40		12.60	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J=25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$			120	mV
		$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=0.25A - 0.75A$			60	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN}=14.5V \sim 30V, T_J=25^\circ C$			120	mV
		$V_{IN}=14.6V \sim 27V, T_J=25^\circ C, I_{OUT}=1.0A$			120	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN}=14.5V \sim 30V$			1.0	mA
		$I_{OUT}=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		75		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_{OUT}=5mA$		-1.5		$mV/^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN}=15V - 25V, f=120Hz, T_J=25^\circ C$	55	72		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J=25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN}=35V, T_J=25^\circ C$		250		mA

For UTC LM7815 ($V_{IN}=23V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$	14.40	15.0	15.60	V
		$V_{IN}=17.5V \sim 30V,$ $I_{OUT}=5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	14.25		15.75	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J=25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=5mA - 1.0A$			150	mV
		$T_J=25^\circ C, I_{OUT}=0.25A - 0.75A$			75	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN}=18.5V \sim 30V, T_J=25^\circ C$			150	mV
		$V_{IN}=17.7V \sim 30V, T_J=25^\circ C, I_{OUT}=1.0A$			150	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN}=17.5V \sim 30V$			1.0	mA
		$I_{OUT}=5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		90		μV
Temperature Coefficient of V_o	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_{OUT}=5mA$		-1.8		$mV/^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN}=18.5V \sim 28.5V, f=120Hz, T_J=25^\circ C$	54	70		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J=25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN}=35V, T_J=25^\circ C$		250		mA

LM78XX

LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Cont.)

For UTC LM7818 ($V_{IN} = 27V$)

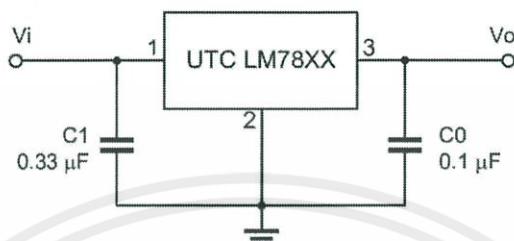
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$	17.28	18.0	18.72	V
		$V_{IN} = 21V \sim 33V,$ $I_{OUT} = 5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	17.10		18.90	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			180	mV
		$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 0.25A - 0.75A$			90	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN} = 21V \sim 33V, T_J = 25^\circ C$			180	mV
		$V_{IN} = 21V \sim 33V,$ $T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 1.0A$			180	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN} = 21.5V \sim 33V$			1.0	mA
		$I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		110		μV
Temperature Coefficient of V_O	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_{OUT} = 5mA$		-2.2		$mV/^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN} = 22V - 32V, f = 120Hz, T_J = 25^\circ C$	53	69		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J = 25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN} = 35V, T_J = 25^\circ C$		250		mA

For UTC LM7824 ($V_{IN} = 33V$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$	23.04	24.0	24.96	V
		$V_{IN} = 27V \sim 38V,$ $I_{OUT} = 5mA - 1.0A, P_D \leq 15W$	22.80		25.20	V
Dropout Voltage	V_D	$T_J = 25^\circ C$		2.0		V
Load Regulation	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			240	mV
		$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 0.25A - 0.75A$			120	mV
Line regulation	ΔV_{OUT}	$V_{IN} = 27V \sim 38V, T_J = 25^\circ C$			240	mV
		$V_{IN} = 27V \sim 38V, T_J = 25^\circ C, I_{OUT} = 1.0A$			240	mV
Quiescent Current	I_Q	$T_J = 25^\circ C, I_{OUT} \leq 1.0A$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_{IN} = 28V \sim 38V$			1.0	mA
		$I_{OUT} = 5mA - 1.0A$			0.5	mA
Output Noise Voltage	eN	$10Hz \leq f \leq 100kHz$		170		μV
Temperature Coefficient of V_O	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_{OUT} = 5mA$		-2.8		$mV/^\circ C$
Ripple Rejection	RR	$V_{IN} = 28V - 38V, f = 120Hz, T_J = 25^\circ C$	50	66		dB
Peak Output Current	I_{PEAK}	$T_J = 25^\circ C$		1.8		A
Short-Circuit Current	I_{SC}	$V_{IN} = 35V, T_J = 25^\circ C$		250		mA

Note 1: The Maximum steady state usable output current are dependent on input voltage, heat sinking, lead length of the package and copper pattern of PCB. The data above represents pulse test conditions with junction temperatures specified at the initiation of test.

Note 2: Power dissipation < 0.5W

LM78XX**LINEAR INTEGRATED CIRCUIT**■ **APPLICATION CIRCUIT**

Note 1: To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX".

2: Bypass capacitors are recommended for optimum stability and transient response and should be located as close as possible to the regulators.

LM78XX

LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

■ TYPICAL CHARACTERISTICS

Fig.1 Ambient temperature vs. Power dissipation

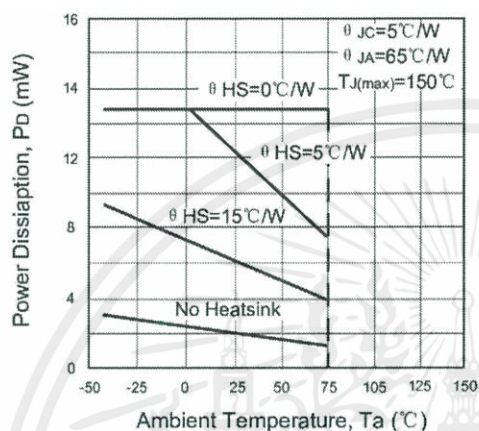


Fig.2 Output Voltage vs. Ambient temperature

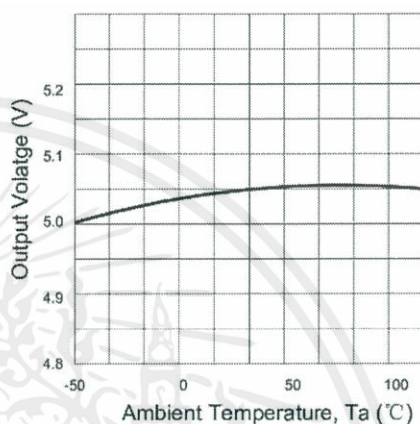
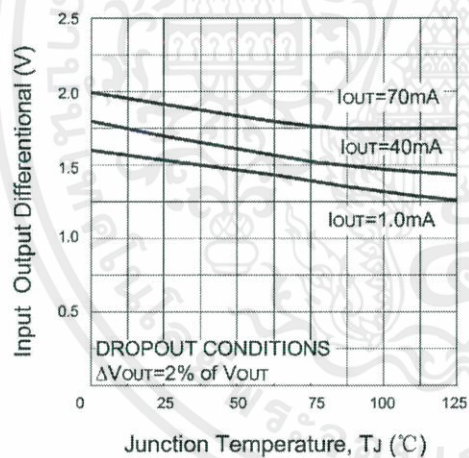


Fig.3 Dropout Voltage



UTC assumes no responsibility for equipment failures that result from using products at values that exceed, even momentarily, rated values (such as maximum ratings, operating condition ranges, or other parameters) listed in products specifications of any and all UTC products described or contained herein. UTC products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner. The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

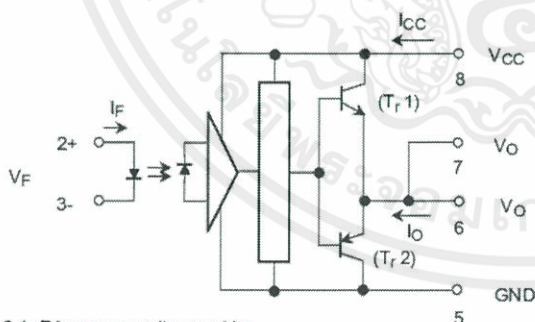
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\sim 35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No. E67349
- Option (D4) type
VDE approved: DIN VDE0884/06.92, certificate No. 76823
Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}
Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

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

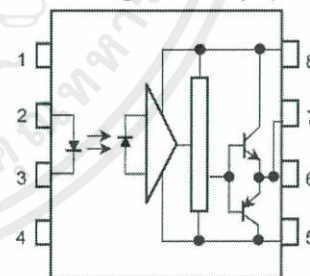
- Creepage distance: 6.4mm(min.)
Clearance: 6.4mm(min.)

Schematic



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

Pin Configuration (top view)



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

Truth Table

	Tr1	Tr2
Input LED	On	Off
	Off	On

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	V_O	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Supply voltage	V_{CC}	(Ta ≤ 70°C)	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)	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 μs.

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

Characteristic		Symbol	Test Circuit	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	μA	
Input capacitance		C _T	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF	
Output current	"H" level	I _{OPH}	3	V _{CC} = 30V (*1)	I _F = 10 mA V ₈₋₆ = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V ₆₋₅ = 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	
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11		
	"L" level	I _{CCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—		
				V _{CC} = 30V, I _F = 0mA	—	—	11		
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					

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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}	I _F = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t _{pHL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t _r	6		—	—	—	
Output fall time	t _f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	C _{MH}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	C _{ML}	7	V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

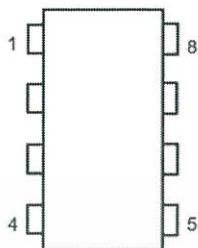
* All typical values are at Ta = 25°C

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

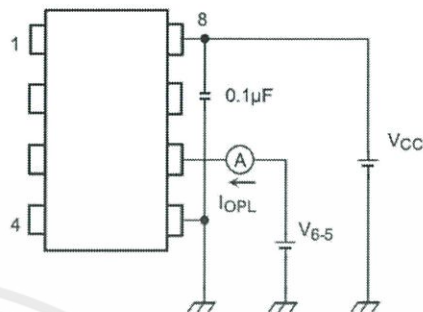


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

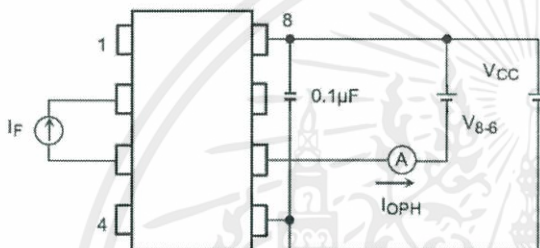
Test Circuit 1 :



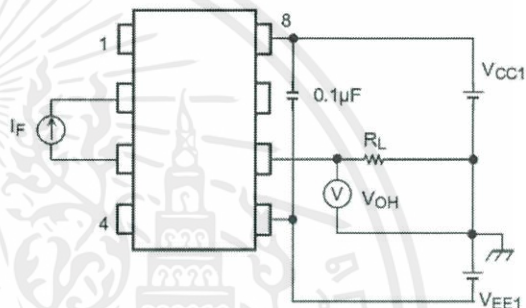
Test Circuit 2 : IOPL



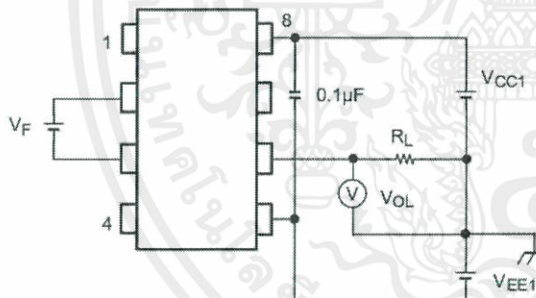
Test Circuit 3 : IOPH



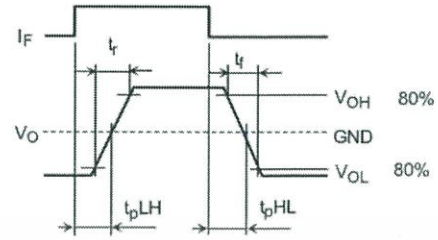
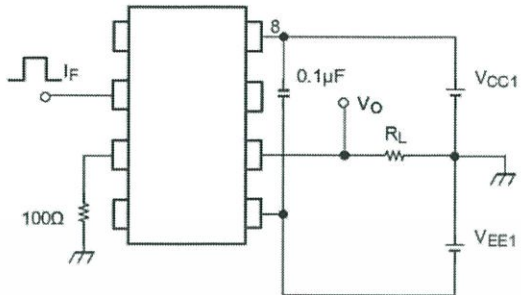
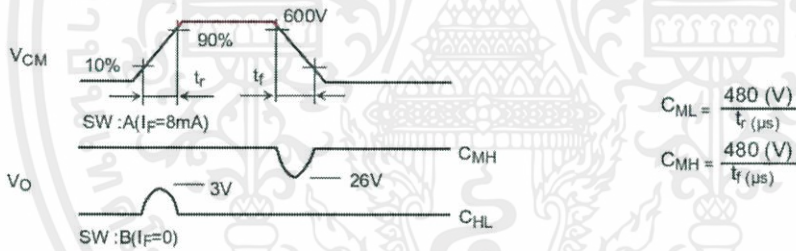
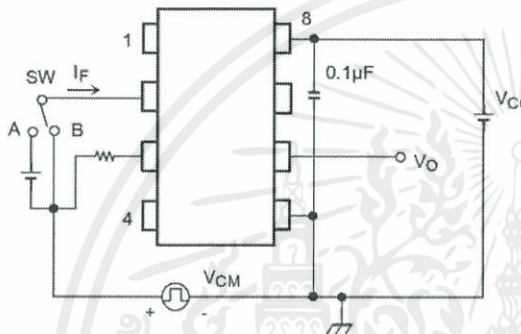
Test Circuit 4 : VOH



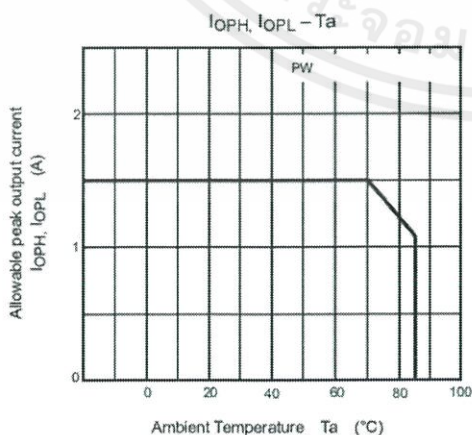
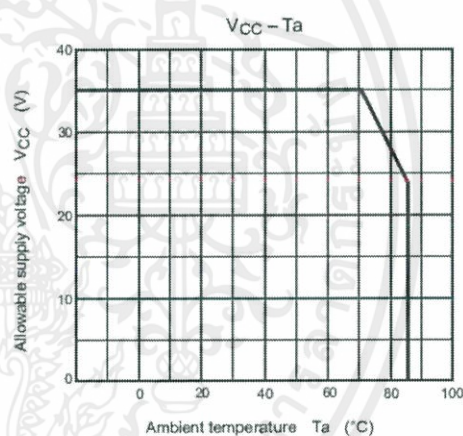
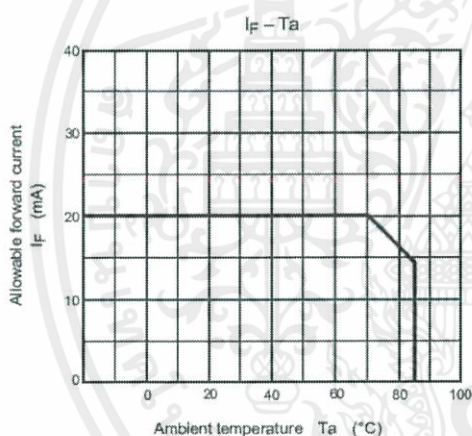
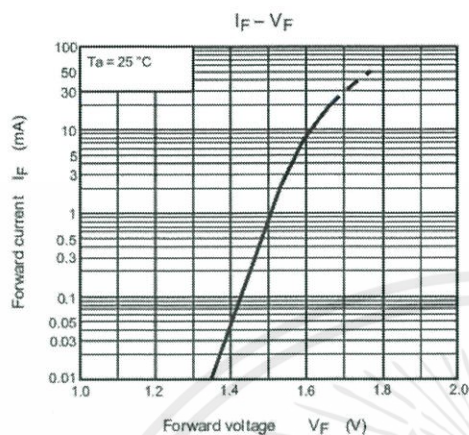
Test Circuit 5 : VOL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA**TLP250**Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML} 

$C_{ML}(C_{MH})$ 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.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

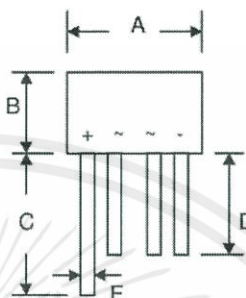


W005M – W10M

1.5A BRIDGE RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability
- Ideal for Printed Circuit Boards
- UL Recognized File # E157705



WOB		
Dim	Min	Max
A	8.60	9.10
B	5.0	5.50
C	27.9	—
D	25.4	—
E	0.71	0.81
G	4.60	5.60
All Dimensions in mm		

Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: As Marked on Body
- Weight: 1.1 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number



Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

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

Characteristic	Symbol	W005M	W01M	W02M	W04M	W06M	W08M	W10M	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1)	I_o	1.5							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	40							A
Forward Voltage (per element)	V_{FM}	1.0							V
Peak Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I_{RM}	10 500							μA
Operating Temperature Range	T_J	-55 to +125							$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-55 to +150							$^\circ\text{C}$

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.

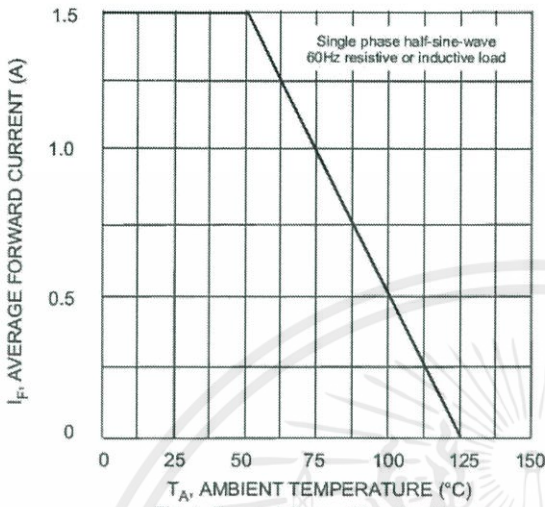


Fig. 1 Forward Current Derating Curve

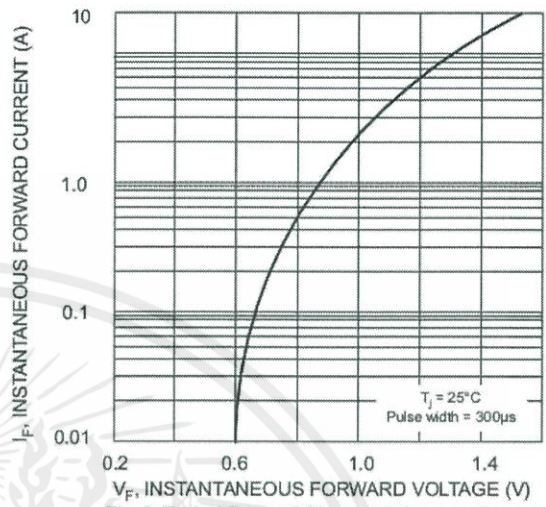


Fig. 2 Typical Forward Characteristics, per element

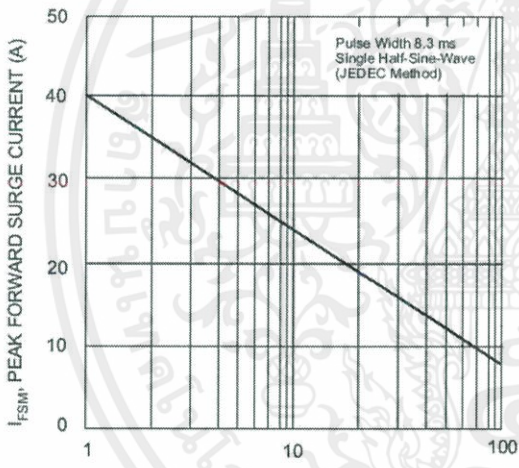


Fig. 3 Max Non-Repetitive Surge Current

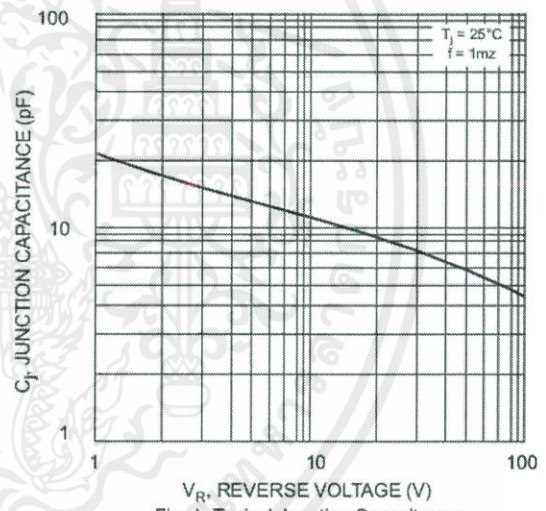


Fig. 4 Typical Junction Capacitance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ORDERING INFORMATION

Product No.	Package Type	Shipping Quantity
W005M	Round Bridge	1000 Units/Box
W01M	Round Bridge	1000 Units/Box
W02M	Round Bridge	1000 Units/Box
W04M	Round Bridge	1000 Units/Box
W06M	Round Bridge	1000 Units/Box
W08M	Round Bridge	1000 Units/Box
W10M	Round Bridge	1000 Units/Box

Shipping quantity given is for minimum packing quantity only. For minimum order quantity, please consult the Sales Department.



Won-Top Electronics Co., Ltd (WTE) has checked all information carefully and believes it to be correct and accurate. However, WTE cannot assume any responsibility for inaccuracies. Furthermore, this information does not give the purchaser of semiconductor devices any license under patent rights to manufacturer. WTE reserves the right to change any or all information herein without further notice.

WARNING: DO NOT USE IN LIFE SUPPORT EQUIPMENT. WTE power semiconductor products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without the express written approval.

Won-Top Electronics Co., Ltd.
 No. 44 Yu Kang North 3rd Road, Chine Chen Dist., Kaohsiung, Taiwan
Phone: 886-7-822-5408 or 886-7-822-5410
Fax: 886-7-822-5417
Email: sales@wontop.com
Internet: http://www.wontop.com

We power your everyday.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นายธนามิตร โสวัตร์ รหัส 58010550

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสระบุรีวิทยาคม

ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายธารวี รงค์เดชประทีป รหัส 58010584

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนนครสวรรค์

ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นางสาวนรารัตน์ รินทราษ รหัส 58010647

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสมเด็จพระเทพิตยาคม

ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายณัฐชัย สุวรรณภูมิ รหัส 58010660

สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสุรศักดิ์มนตรี

ปริญญาตรีวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้