

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม
โดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง
Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

โดย

นายจักรวาล	แสงฤทธิ์
นายณัฐพล	การวิชา
นายณัฐลภัส	วัธนเวคิน
นายธนมิตร	โพธิ์วอ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2560

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม
โดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง
Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

โดย

นายจักรวาล แสงฤทธิ์
นายณัฐพล การวิชา
นายณัฐภัส วัฒนเวคิน
นายธนมิตร โพธิ์วอ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2560

Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

Jakkrawal	Sangrit
Nuttapon	Kanvisha
Natlapat	Wattanavekin
Tanamit	Powar

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

2017

ปีการศึกษา 2560
ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม
โดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง
Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

โดย

นายจักรวาล	แสงฤทธิ์
นายณัฐพล	การวิชา
นายณัฐลภัส	วิธนะเวคิน
นายธนมิตร	โพธิ์วอ

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

ปริญญาโทปีการศึกษา 2560

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจร
แปลงผันกำลังไฟตรง

Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

ผู้จัดทำ

1. นายจักรวาล แสงฤทธิ์
2. นายณัฐพล การวิชา
3. นายณัฐลภัส วัฒนเวติน
4. นายธนมิตร โพธิ์วอ



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ)

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจรแปลง
ผันกำลังไฟตรง

นายจักรวาล	แสงฤทธิ์	
นายณัฐพล	การวิชา	
นายณัฐภัส	วัธนเวติน	
นายธนมิตร	โพธิ์วอ	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2559

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์นี้เกี่ยวข้องกับวงจรแปรผันกำลังไฟตรง สองวงจรทำงานผสมผสานกันเพื่อใช้สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนสองแหล่ง คือแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์และแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานลมให้สามารถทำงานผสมผสานกันเป็นหนึ่งแหล่งจ่าย ในสองวงจรมีประกอบไปด้วยวงจรแปรผันกำลังไฟตรงแบบบูสต์และวงจรแปรผันกำลังไฟตรงแบบ phase shift full bridge โดยการควบคุมการทำงานของสวิตช์ในทั้งสองวงจรผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 Delfilo F28377s ได้มีการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Matlab Simulink กับชุดทดลองที่ออกแบบและสร้างขึ้น เพื่อแสดงถึงการส่งถ่ายกำลังของวงจรแปรผันกำลังไฟตรงทั้งสอง ไปยังโหลด

Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

Mr.Jakkrawal	Sangrit
Mr.Nuttapon	Kanvisha
Mr.Natlapat	Wattanavekin
Mr.Tanamit	Powar
Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares	Advisor

ABSTRACT

This thesis is study about two circuits of DC converter which working in hybrid for using to two Renewable energy source, photovoltaic cell and wind turbine, can work together as a single source. Two circuits consist of Boost DC converter and phased shift full bridge converter that is controlled by working of switching two circuits in microcontroller C2000 Delfilo F28377s. There is a comparison between working by Matlab Simulink and real experiment circuit for showing power transmission of the two DC converter circuits to loads.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและปรึกษาจากรศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและควบคุมการดำเนินงานโครงการ กลุ่มผู้จัดทำโครงการรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ จากท่านอาจารย์และขอขอบพระคุณท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญาโท ปริญญาเอก และเพื่อนๆในห้องแล็บ PMC ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่มอบแนวทางและให้คำชี้แนะตลอดจนความช่วยเหลือทางด้านการศึกษาทั้งในทฤษฎีและปฏิบัติ จนทำให้โครงการสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่ผู้ที่เกี่ยวข้อง ในการเอื้ออำนวยความสะดวก ในการทำโครงการ ทำให้การปฏิบัติงานสำเร็จได้โดยราบรื่น

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ห้องสมุดสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เป็นสถานที่ใช้เป็นแหล่งค้นคว้าหาข้อมูล รวมทั้งห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่เอื้อเพื่อเครื่องมือ ตลอดจนสถานที่ที่ใช้ในการทดลองโครงการ จนกระทั่งสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณบุพการีที่ให้กำเนิดตลอดจนอบรมเลี้ยงดู สั่งสอนให้เป็นคนดี มีความตั้งใจในการศึกษาเพื่อเป็นคนดีของสังคม รวมทั้งเป็นผู้สนับสนุนค่าใช้จ่ายในการเล่าเรียนและเป็นกำลังใจให้กับบุตรจนกระทั่งสำเร็จการศึกษาสมความตั้งใจ

คุณค่าและประโยชน์ อันพึงได้จากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้จัดทำขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นายจักรวาล	แสงฤทธิ์
นายณัฐพล	การวิชา
นายณัฐพัช	วัธนเวคิน
นายธนมิตร	โพธิ์วอ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	V
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	1
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ	2
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 เซลล์แสงอาทิตย์	3
2.2 พลังงานลม	5
2.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบบูสต์ (Boost Converter)	6
2.4 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ Phase Shift Full Bridge DC-DC	10
2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 (TMS320F28377S)	11
บทที่ 3 การออกแบบและประกอบสร้าง	
3.1 บทนำ	13
3.2 ส่วนประกอบของวงจร	13
3.3 การออกแบบและสร้างวงจร	14
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 บทนำ	21
4.2 ผลการทดลองจากโปรแกรม MATLAB/SIMULINK	21
4.3 ผลการทดลองจากชุดทดลองที่สร้างขึ้น	27
4.4 การทดลองการทำงานร่วมกันของสองวงจร	32
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	
5.1 บทวิจารณ์	38
5.2 บทสรุป	38
5.3 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	38
เอกสารอ้างอิง	40

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก บทความวิชาการ	42
ภาคผนวก ข Poster นำเสนอ	47
ภาคผนวก ค อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	49
ประวัติผู้แต่ง	98

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
1.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงวงจรที่ใช้	1
2.1	ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์	3
2.2	วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์	3
2.3	วงจรสมมูลของกึ่งนำสน	5
2.4	วงจรสมมูลวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์	6
2.5	วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	7
2.6	กราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	8
2.7	กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	8
2.8	วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	8
2.9	วงจรสมมูลของ Phase Shift Full Bridge DC-DC	10
2.10	โครงสร้างและพอร์ทของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000	12
2.11	C2000 F28377S	12
3.1	วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์	13
3.2	วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC	14
3.3	วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ	15
3.4	สัญญาณขั้วเกตของสวิตช์ที่อัตราการเปิดปิดเท่ากับ 0.1	15
3.5	สัญญาณขั้วเกตของสวิตช์ที่อัตราการเปิดปิดเท่ากับ 0.3	15
3.6	สัญญาณขั้วเกตของสวิตช์ที่อัตราการเปิดปิดเท่ากับ 0.5	15
3.7	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนการขยายของแรงดันกับสัญญาณขั้วเกตของสวิตช์	16
3.8	วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC	17
3.9	สัญญาณขั้วเกตสวิตช์ที่ความต่างมเฟส 180 องศา	17
3.10	สัญญาณขั้วเกตสวิตช์ที่ความต่างมเฟส 90 องศา	17
3.11	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนการขยายของแรงดันกับสัญญาณขั้วเกตของสวิตช์	18
3.12	วงจรขั้วเกต (Gate Drive Circuit)	19
3.13	โครงสร้างวงจรไฟเลี้ยง +15 และ -15 Vdc	19
3.14	วงจรไฟเลี้ยง +15 และ -15 Vdc	20
4.1	วงจรบัสต์ที่ทำการออกแบบ	21
4.2	สัญญาณขั้วเกตที่ความถี่ในการสวิตช์ 25 kHz	22
4.3	แรงดันและกระแสด้านขาเข้าของวงจรบัสต์ (ที่แรงดัน 200 โวลต์)	22
4.4	แรงดันและกระแสด้านขาออกวงจรบัสต์	23
4.5	วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ	23
4.6	สัญญาณขั้วเกตสวิตช์ตัวที่ 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ	24

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 แรงดันด้านขาออกจากอินเวอร์เตอร์	24
4.8 แรงดันด้านขาออกจากหม้อแปลง	25
4.9 กระแสและแรงดันด้านขาออกจากวงจรบริดจ์เรกติไฟร์	25
4.10 แบบจำลองการทำงานร่วมกันของทั้งสองวงจร	26
4.11 แรงดันและกระแสด้านขาออกของวงจรบูสต์คอนเวอเตอร์	26
4.12 แรงดันและกระแสด้านขาออกของวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC	27
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านขาออกของวงจรบูสต์กับอัตราการเปิดปิดสวิตซ์	28
4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังที่อัตราการเปิดปิดสวิตซ์ที่ต่างกัน	28
4.15 ความสัมพันธ์แรงดันPhase Shift Full Bridge DC-DCกับความต่างเฟส	29
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังที่ความต่างเฟสค่าต่างกัน	30
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังที่พลังงานแสงอาทิตย์สามารถจ่ายได้กับในหนึ่งวัน	30
4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับสัญญาณขับสวิตซ์ที่ความเข้มแสง 634 w/m^2	31
4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับสัญญาณขับสวิตซ์ที่ความเข้มแสง 870 w/m^2	31
4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับสัญญาณขับสวิตซ์ที่สองความเข้มแสง	32
4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วลมกับช่วงเวลา	32
4.22 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์	33
4.23 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานลม	34
4.24 แรงดันที่โหลด	34
4.25 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์	35
4.26 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานลม	35
4.27 แรงดันที่โหลด	36
4.28 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์	37
4.29 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานลม	37
4.30 แรงดันที่โหลด	38

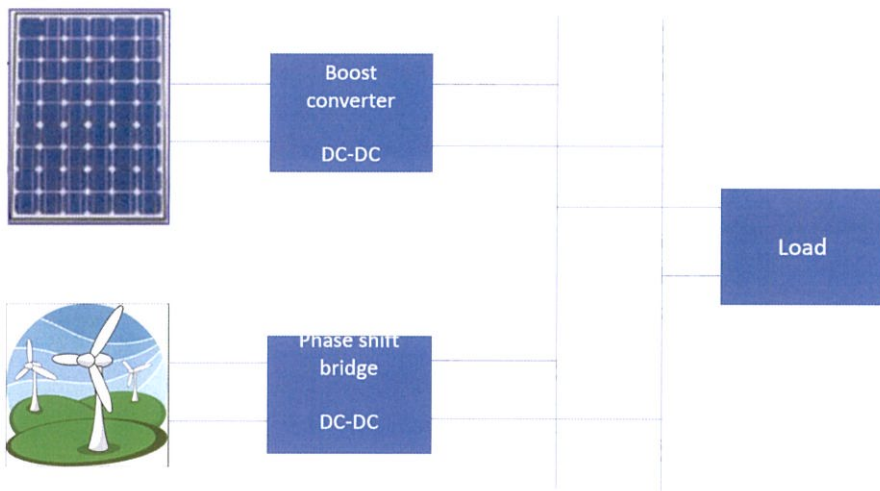
บทที่ 1

บทนำ

1.1ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

สืบเนื่องจากความต้องการพลังงานที่เพิ่มขึ้น และปัญหาปรากฏการณ์เรือนกระจกที่มาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งปัญหาเหล่านี้ทำให้เกิดการพัฒนาแหล่งกำเนิดพลังงานหมุนเวียนหรือพลังงานทดแทนซึ่งมีหลายรูปแบบและเป็นสิ่งที่น่าสนใจ ในอดีตที่ผ่านแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทั้งระบบเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมที่ได้ถูกนำมาพัฒนาจะได้ประสิทธิภาพและเป็นที่น่าเชื่อถือได้ แต่ในพลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานลมนั้นยังมีปัญหาในบางสถานการณ์เช่น เซลล์แสงอาทิตย์ไม่สามารถทำงานได้ในช่วงแสงน้อย พลังงานลมก็ไม่สามารถทำงานได้ในช่วงที่ลมไม่พอ

ทางกลุ่มโครงการเราจึงมีแนวคิดที่จะนำแหล่งกำเนิดทั้งสองแหล่งนี้มารวมกันโดยใช้วงจรตามรูปที่ 1.1 เพื่อเป็นหนึ่งแหล่งกำเนิด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเติมเต็มปัญหาเพื่อให้แหล่งจ่ายนี้มีความเสถียรและมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงวงจรที่ใช้

1.2วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 1.ศึกษาเกี่ยวกับการทำงานและการสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง
- 2.นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง 2 ชุด ที่เชื่อมต่อจากสองแหล่งจ่ายที่ต่างกันแล้วนำมาต่อเข้าร่วมกันโดยวิธีขนาน
- 3.สร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบผสมผสานเพื่อใช้งานกับแหล่งพลังงาน เซลล์แสงอาทิตย์ และพลังงานลม

1.3ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอระบบการเปลี่ยนแปลงผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง ซึ่งทำการแปลงพลังงานจากแหล่งจ่าย

ไฟตรงโดยผ่านวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง 2 ชุด โดยสวิตช์แต่ละตัวจะทำงานด้วยสัญญาณที่ได้ทำการ ออกแบบและสร้างด้วย C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่สามารถปรับค่า

โดยบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา, วัตถุประสงค์ของการวิจัย ,ขอบเขตของงานวิจัย ,ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน ,ประโยชน์ที่ได้รับ

บทที่ 2 นำเสนอนำเสนอทฤษฎีเกี่ยวกับคุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์ คุณสมบัติ ของพลังงานลม และวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง

บทที่ 3 วงจรและหลักการออกแบบ ในส่วนของฮาร์ดแวร์ทั้งหมด ทั้งส่วนวงจรกำลัง และวงจรควบคุม

บทที่ 4 เป็นผลการทดลอง ซึ่งจะแบ่งเป็นผลการทดลอง ซึ่งจะแบ่งเป็นผลการ จำลองจากโปรแกรม MATLAB / SIMULINK และผลจากการทดลองจากชุดวงจรที่สร้างขึ้น

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง พร้อมทั้งระบุปัญหาและข้อเสนอแนะ

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

ในขั้นตอนแรกนั้นได้ทำการศึกษาการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์,พลังงานลม และ วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ 2 ชุดที่สามารถปรับค่าที่มีความสัมพันธ์กัน ซึ่งจะทำการสร้าง สัญญาณโดยใช้ C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์ พร้อมทั้งออกแบบและสร้างส่วนวงจรกำลังทั้งหมด

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

1. รวบรวมเอกสารข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม และวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง
2. ศึกษาการทำงานของ C2000 ไมโครคอนโทรลเลอร์
3. ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง 2 ชุดที่ต่อขนานกัน
4. ออกแบบและจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK
5. ออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของสวิตช์
7. วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

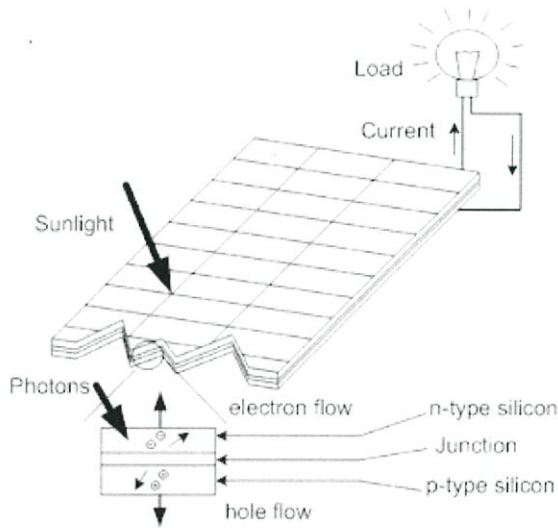
ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยในครั้งนี้ คือ ทำให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ 2 ชุด ที่ต่อร่วมกัน และสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในเรื่องพลังงานทดแทนในอนาคตได้อย่างมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ (Photovoltaic , PV)

2.1.1 โครงสร้างของเซลล์แสงอาทิตย์

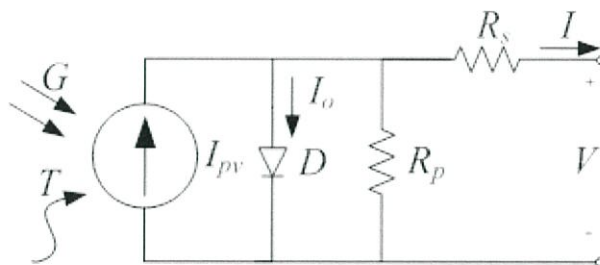
แผงเซลล์แสงอาทิตย์จะประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำบาง 2 ชนิดประกบกัน ชั้นแรกคือชั้น N-type ซึ่งจะมีสารฟอสฟอรัสเป็นส่วนประกอบ ส่วนชั้นที่สองคือ P-type จะมีสารโบรอนเป็นส่วนประกอบ



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์

2.1.2 วงจรสมมูลและสมการ

ระบบเซลล์แสงอาทิตย์สามารถแทนที่ได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่ต่อขนานกันกับไดโอด มีความต้านทานที่ต่อแยกและความต้านทานที่ต่ออนุกรมรวมอยู่ด้วย



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์

$$I = I_{pv} - I_0 \left(e^{\frac{q(V+IR_s)}{nkT}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

$$I_0 = \left(\frac{I_{sc} + K_i(T - T_n)}{e^{\left(\frac{q(V_{oc}+K_v(T-T_n))}{nkT}\right)} - 1} \right) \quad (2.2)$$

$$I_{pv} = \frac{G}{G_n} \left(I_{sc} \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) + K_i(T - T_n) \right) \quad (2.3)$$

- I_{pv} = กระแสที่เซลล์แสงอาทิตย์สร้างขึ้น
 I_0 = กระแสอิ่มตัวย้อนกลับของไอโอด
 R_s = ความต้านทานอนุกรม
 R_p = ความต้านทานขนาน
 q = ประจุอิเล็กตรอน = 1.6×10^{-19} C
 k = ค่าคงที่โบลซ์มันน์ = 1.3805×10^{-23} JK⁻¹
 n = ค่าคงที่ของวัสดุที่ทำแผง Photovoltaic
 I_{sc} = กระแสไฟฟ้าขณะลัดวงจร
 V_{oc} = แรงดันไฟฟ้าขณะเปิดวงจร
 K_v = ค่าประสิทธิภาพของแรงดันไฟฟ้าต่ออุณหภูมิ
 K_i = ค่าประสิทธิภาพของกระแสไฟฟ้าต่ออุณหภูมิ
 T_n = อุณหภูมิที่ STC
 G_n = ค่าความเข้มแสงที่ STC

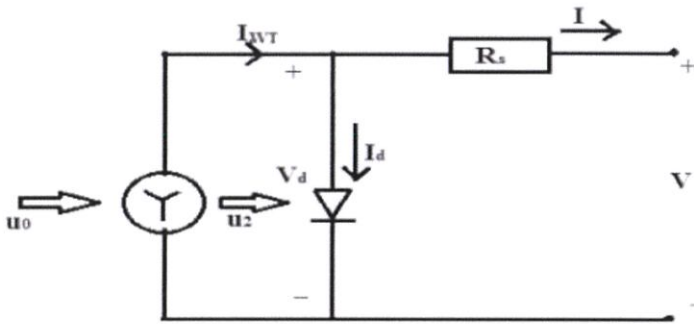
2.1.3 หลักการทำงาน

จะเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ไปเป็นพลังงานไฟฟ้า โดยขณะที่รังสีของแสงอาทิตย์ ตกกระทบกับแผงจะมีอนุภาคโฟตอน (Photon) ถ่ายเทพลังงานให้อิเล็กตรอนที่อยู่สารกึ่งตัวนำจน

ได้รับพลังงานมากพอจนเคลื่อนที่ออกไปอยู่ที่ชั้น N และเกิดประจุบวกที่ชั้น P จนเกิดความต่างศักย์ที่รอยต่อระหว่างชั้น N และ P ดังนั้นเมื่อนำไปต่อเชื่อมต่อกับอุปกรณ์กระแสตรง กระแสไฟฟ้าก็จะไหลเข้าและสามารถนำไปทำงานได้ โดยขนาดของเครื่องกำเนิดเซลล์แสงอาทิตย์จะขึ้นกันกับขนาดของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ และจำนวนแถวที่อยู่ในแถวของเซลล์แสงอาทิตย์จำนวนแผงที่จำเป็นจะต่ออนุกรมกันโดยหามาจากจำนวนแผงที่ต้องการสอดคล้องกันกับค่าแรงดันที่บัสด้านขาออกของแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะต้องรวมอินพุตของข้อมูลที่ตั้งเชิงภูมิศาสตร์ เช่นการแผ่รังสี อุณหภูมิ เป็นต้น

2.2 ระบบกังหันลม (Wind Turbine System)

2.2.1 วงจรสมมูล



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของกังหันลม

$$P_w = \frac{1}{2} (m(u_0 - u_2)) \quad (2.4)$$

$$P_0 = \frac{1}{2} (\rho A u_0) \quad (2.5)$$

$$P(t) = \eta_w \times \eta_g \times 0.5 \times \rho_a \times CP \times A \times V_{R_2} \quad (2.6)$$

P_w	= กำลังขาออก
P_a	= กำลังขาออกที่ได้จากลม
P_{wt}	= กำลังขาออกที่ได้สร้างได้
η_w	= ประสิทธิภาพของกังหันลม
η_g	= ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิด
ρ_a	= ความหนาแน่นของอากาศ
CP	= กำลังที่ร่วมกันของกังหันลม

A = พื้นที่การหมุนของกังหันลม

2.2.2 หลักการทำงาน

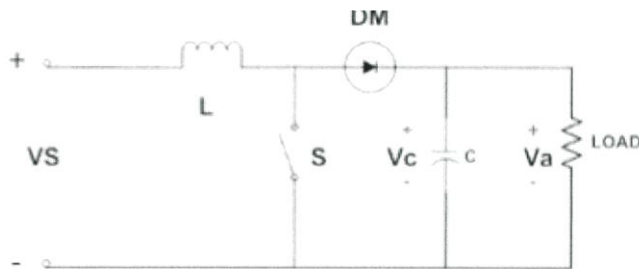
กำลังที่มาจากลมโดยจะตามหลักอากาศพลศาสตร์ที่ไว้ออกแบบใบพัดและเปลี่ยนกำลังนั้นไปเป็นกำลังทางกล เครื่องกำเนิดพลังงานและกระแสของกังหันลมนั้นจะขึ้นกับเงื่อนไขของสถานที่ตั้งที่ต่างกันออกไปและน้ำหนักของกังหันลมที่ติดตั้ง

2.2.3 รูปร่างของเครื่องกำเนิดลมที่เกี่ยวข้องกับ Rectifier

เครื่องกำเนิดทั้งแบบ Induction และ Synchronous สามารถนำมาใช้ในระบบกังหันลมได้ โดยมีหลักๆอยู่ 3 ประเภท Cage rotor , Wound rotor with Slip control , Double fed induction motor แต่โครงการนี้จะเลือกใช้แบบ Gearless multi pole permanent magnet synchronous เพราะให้ประสิทธิภาพได้ตามต้องการและเสียค่าบำรุงรักษาน้อยเพราะไม่มีกระแสโรเตอร์และสามารถใช้ได้โดยไม่ต้องมี Gearbox ทำให้สามารถลดน้ำหนักของตัวมอเตอร์และราคาลงได้ โดยจะผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางกลที่ได้รับจากลม ตัวควบคุมกังหันลมประกอบด้วย Three phase diode bridge rectifier ที่ซึ่งจะแปลงกระแสสลับจากกังหันลมไปเป็นกระแสตรงโดยประกอบด้วยตัว rectifier diode 6 ตัว และแรงดันด้านขาออกที่หาได้จะถูกกรองไปเป็นแรงดันกระแสตรง

2.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบบูสต์ (Boost Converter)

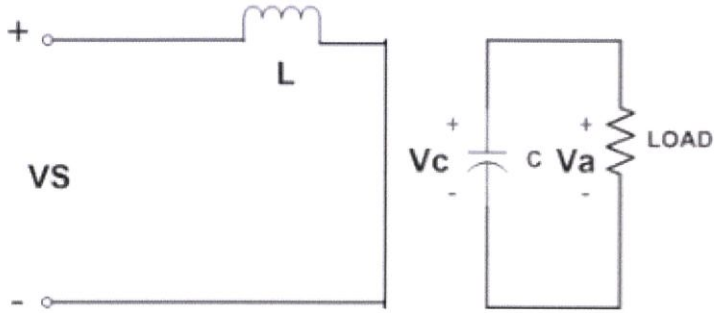
2.3.1 วงจรสมมูล



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลวงจรบูสต์คอนเวอเตอร์

2.3.2 หลักการทำงาน

เป็นวงจรที่สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกให้มีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต โดยจะทำงานตามรูปแบบการทำงานของสวิตช์
โหมดที่ 1 เมื่อสวิตช์นำกระแส (Mode 1 Switch ON)



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

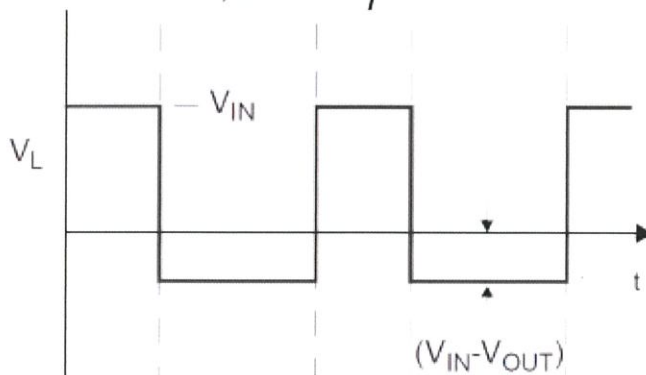
การทำงานในโหมดนี้คือพลังงานจากแหล่งจ่ายจะถูกจ่ายไปสะสมไว้ที่ตัวเก็บประจุทำให้ค่าแรงดันของตัวเก็บประจุเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย ในขณะที่ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้

$$-V_s + V_L = 0 \quad (2.7)$$

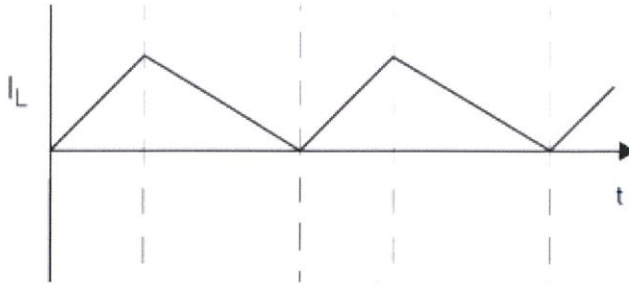
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (2.8)$$

สามารถหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแสได้จาก

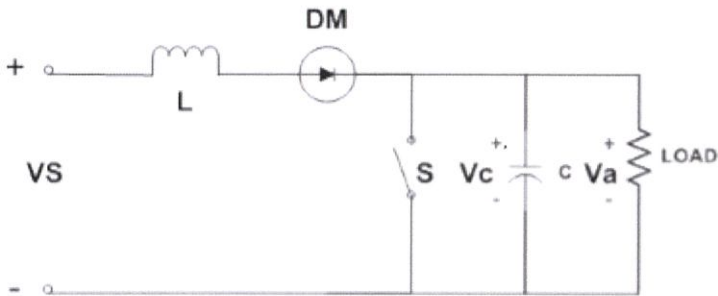
$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.6 กราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.7 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โหมดที่ 2 สวิตช์ไม่นำกระแส (Mode 2 Switch Off)



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ทันที โดยไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง จะได้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$-V_s + V_L + V_a = 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_a}{L} \quad (2.11)$$

สามารถหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์ไม่นำกระแสได้จาก

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{(V_s - V_L)}{L} \times (1 - D)T \quad (2.12)$$

และสามารถอัตราขยายแรงดันจากอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตจะได้

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{1}{1-D} \quad (2.13)$$

2.3.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวกตั้งนั้นจึงสามารถหาค่าของตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดได้ ที่ทำให้วงจรบูสต์ทำงานได้ทั้งหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง จากการกำหนดให้กระแสมีค่าเป็นศูนย์

$$I_{L,min} = \frac{V_S}{(1-D)^2 - R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_S D T}{L} \right) = 0 \quad (2.14)$$

เพราะฉะนั้น

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.15)$$

2.3.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากยอดถึงยอด สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$|\Delta Q| = C \Delta V_0 = I_0 \Delta t_{on} \quad (2.16)$$

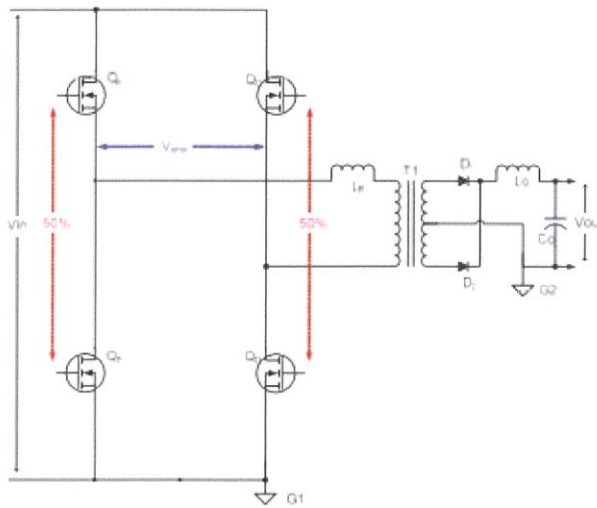
จะได้

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RCf} \quad (2.17)$$

2.4 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ Phase Shift Full Bridge DC-DC

มักใช้ในการนำมัลติระดับของ DC บัสแรงดันสูงหรือในงานกำลังกลางหรือ เช่น Server power supplies , Telecom rectifiers , Battery charging system , Renewable energy โดยมีตัว Microcontroller เป็นตัวควบคุมซึ่งเป็นการเปลี่ยนจากการควบคุมผ่านทาง Hardware ไปเป็นควบคุมผ่านทาง Software ทำให้มีความง่ายและยืดหยุ่นในการควบคุมมากยิ่งขึ้น

2.4.1 หลักการทำงาน



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของ Phase Shift Full Bridge DC-DC

จากวงจร Full Bridge ที่ประกอบด้วยสวิตช์ 4 ตัว เช่น MOSFET หรือ IGBTs และมีหม้อแปลงอยู่ทางฝั่งปฐมภูมิ และมี Diode Rectifier สำหรับ Synchronous Rectifier (SR) อยู่ทางฝั่ง Secondary ซึ่งทั้ง 4 ตัวจะสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยโหลดทางด้านขาออกจะเป็นแบบ RLC Series Resonant สวิตช์ Q_A และ Q_B จะถูกตั้งค่าอยู่ที่ 50% Duty Ratio และมีเฟสต่างกันอยู่ 180° ซึ่งกันและกัน ส่วนสวิตช์ Q_C และ Q_D ก็ถูกตั้งค่าอยู่ที่ 50% Duty Ratio และมีเฟสต่างกันอยู่ 180° ซึ่งกันและกัน โดยสัญญาณ PWM สำหรับกึ่งของ Q_C และ Q_D จะมีความต่างเฟสที่ขึ้นอยู่กันกับกึ่งของ Q_A และ Q_B ระยะเวลาเปลี่ยนเฟสนี้จะกำหนดจำนวนการทับซ้อนกันระหว่างสวิตช์ที่ทแยงมุมซึ่งจะกำหนดปริมาณพลังงานที่ถ่ายโอน ด้านฝั่งทุติยภูมิจะมีไดโอด D_1 และ D_2 ไว้กรองกระแสอยู่สองตัว ในขณะที่ L_o และ C_o เป็นตัวกรองก่อนจะส่งออกทางด้านขาออก

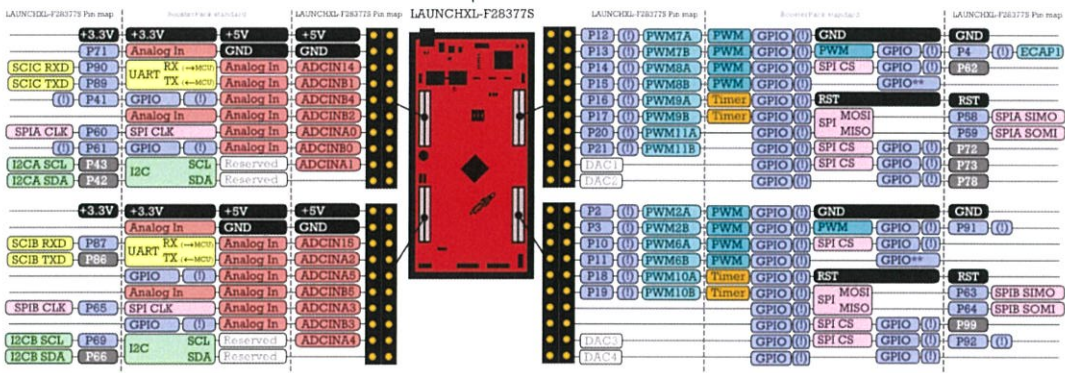
2.4.2 การนำไปใช้ในโครงการ

เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยปรับปริมาณแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงตามออกของอินเวอร์เตอร์ ด้วยหลักการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งใดกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ซึ่งวิธีนี้จะมี แต่เมื่อปรับมุมเลื่อน เฟสมากขึ้นก็ต้องปรับความถี่เพิ่มขึ้นเพื่อให้สวิตช์ทำงานภายใต้เงื่อนไข Zero Voltage Switching (ZVS) กำลังไฟฟ้านั้นแบบดังกล่าว ถ้าไม่มีการปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ขณะที่ปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟส และมุมเฉือนสวนจะ ทำให้พื้นที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณประจุที่ใช่ discharge Drain-Source Parasitic Capacitance : COSS ของ Switch ประเภท MOSFET (SW MOSFET) ที่เปลี่ยนไปในลักษณะที่ discharge ไม่หมดและ SW MOSFET มีการ turn on พรอมลัดวงจร COSS ดังกล่าวขึ้น SW MOSFET จึงมีลักษณะการทำงานที่เปลี่ยนไปจาก Zero Voltage Switching (ZVS) เป็น NON-Zero Voltage Switching (NON-ZVS) ดังนั้นเพื่อให้ SW MOSFET สามารถทำงานในลักษณะ ZVS ดังนั้นจึงจำเป็นต้องปรับความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อเป็นการชดเชยให้ได้สวนที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณ ประจุที่มากพอที่จะ discharge COSS ให้หมดก่อนที่จะมีการ turn-on ของ

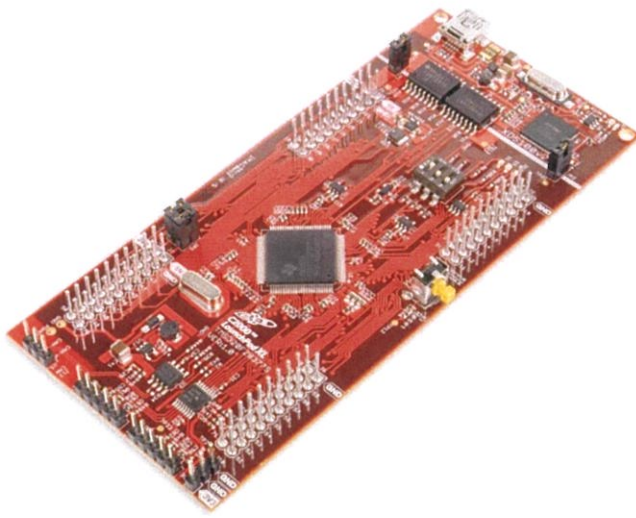
Switch ครั้งต่อไป ดังนั้นในการออกแบบ วงจรเพื่อให้ได้ลักษณะการ discharge ของ COSS ที่ถูกต้องสำหรับการทำงานแบบ ZVS จำเป็นต้องออกแบบเพื่อให้ได้ เนื้อที่คลื่นกระแส-เวลาหรือปริมาณการ discharge ประจุของ COSS ที่ถูกต้องซึ่งสวนคลื่นกระแสดังกล่าวสำหรับทั้ง สองกรณี แต่แบบการเฉือนสวนแบบไม่สมมาตร จะเพิ่มความถี่ของคลื่นเฟสจึงสามารถคงค่าความถี่ที่เหมาะสมไว้ได้เมื่อเมื่อเฉือนสวนแรงดัน

2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 (TMS320F28377S)

C2000 คือชื่อตระกูลไมโครคอนโทรลเลอร์ 32 บิต จาก Texas Instruments Inc. ผู้ผลิต DSP, Microcontroller และไอซีต่างๆ โดย Texas Instruments ได้กำหนดชื่อตระกูลเป็นอย่างไรทางการของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Real-time ว่า C2000 ซึ่งถูกจัดให้เป็น Digital Signal Controller (DSC) หากเป็นตระกูลอื่นที่ไม่ใช่ C2000 เช่น C5000 หรือ C6000 จะถูกจัดให้อยู่ในตระกูล Digital Processor (DSP) ที่เน้นใช้งานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นส่วนใหญ่เช่น ประมวลผลวิดีโอ และคอมพิวเตอร์เป็นต้น ไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดนี้เป็นชนิดที่มีคุณภาพสูง มีโครงสร้างที่ซับซ้อน สามารถประมวลผลที่ซับซ้อนในการควบคุมระบบแบบเรียลไทม์ได้ ด้วยการรวมทั้งอะนาล็อกและดิจิทัลคอนโทรลไว้ในอุปกรณ์ชิ้นเดียว



รูปที่ 2.10 โครงสร้างและพอร์ทของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000



รูปที่ 2.11 C2000 F28377S

การพัฒนา ระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องใช้ทั้งฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ สำหรับงานวิจัยนี้จะแนะนำซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการโปรแกรม Source code ลงไปในไมโครคอนโทรลเลอร์และโปรแกรมคอมไพเลอร์ซึ่ง ใช้ 2 โปรแกรมคือ

1. Code Composer Studio v 6.1.3 (CCS) เป็นซอฟต์แวร์โปรแกรมและคอมไพเลอร์ภาษาซีซึ่งมีหน้าที่คอมไพล์และโหลดโปรแกรมลงในไมโครคอนโทรลเลอร์และมีขั้นตอนการสร้าง Target Configuration สำหรับ F28377 Experiment Kit และเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์

2. MATLAB / SIMULINK เป็นโปรแกรมคอมไพเลอร์บล็อกไดอะแกรมโดยผ่านฟังก์ชัน Simulink ในการสร้างบล็อกไดอะแกรม เพื่อควบคุมและพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 โดยใช้บล็อกจากหมวด Embedded Coder ซึ่งจะ เป็นบล็อก Peripherals ต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 3

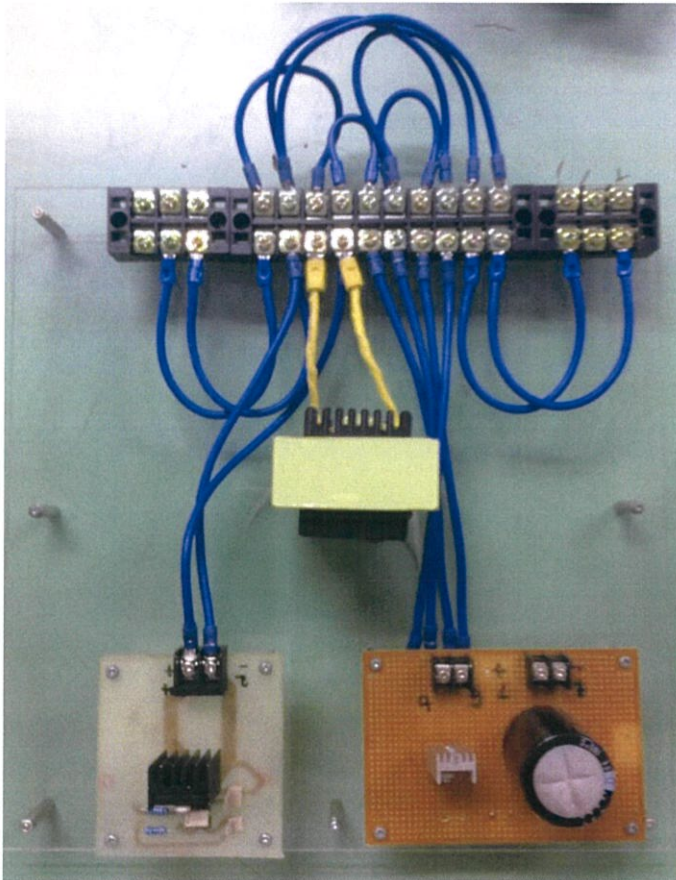
การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 บทนำ

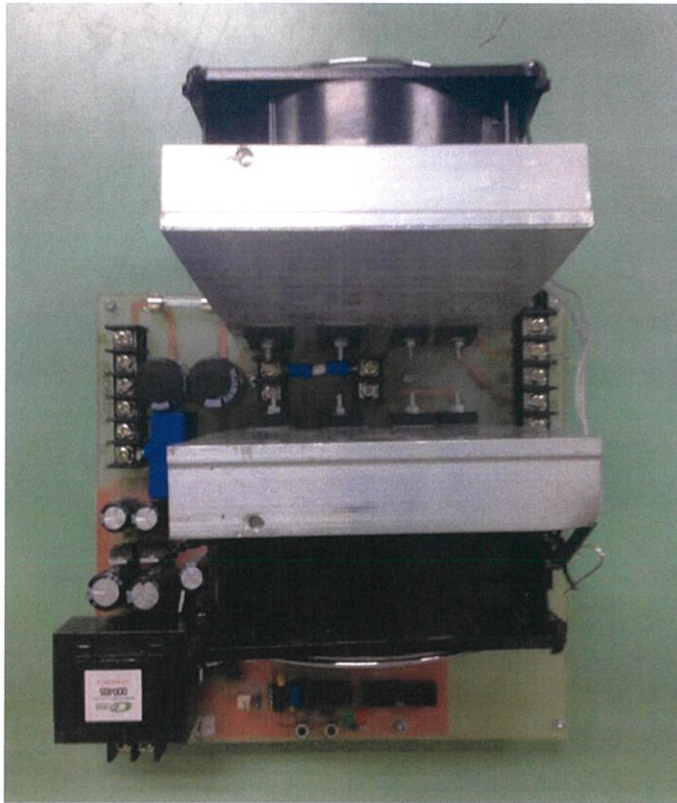
ในบทนี้จะนำเสนอรายละเอียดส่วนต่างๆของฮาร์ดแวร์ในวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และ วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC เพื่อที่จะนำมาต่อเข้าร่วมกันและทำงานในการขับโหลดความต้านทาน

3.2 ส่วนประกอบของวงจร

ส่วนประกอบของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะแสดงในรูปที่ 3.1 และส่วนประกอบของวงจรจะแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่3.2 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

จากรูปวงจรทั้งสองสามารถแบ่งเป็นส่วนประกอบต่างๆได้ดังนี้

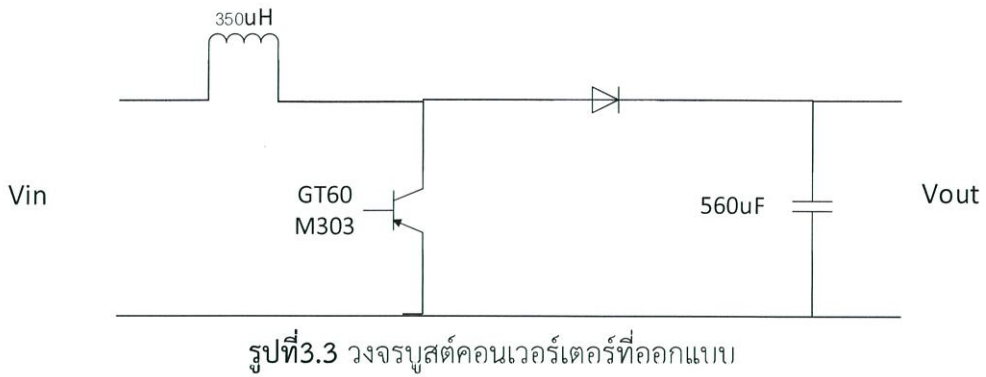
1. วงจรบูสต์ (Boost Converter)
2. วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC
3. วงจรขับเกต (Gate Drive Circuit)
4. วงจรสร้างไฟเลี้ยง +15 และ 15 V_{DC}

ซึ่งรายละเอียดของวงจรต่างๆจะกล่าวต่อไปนี้

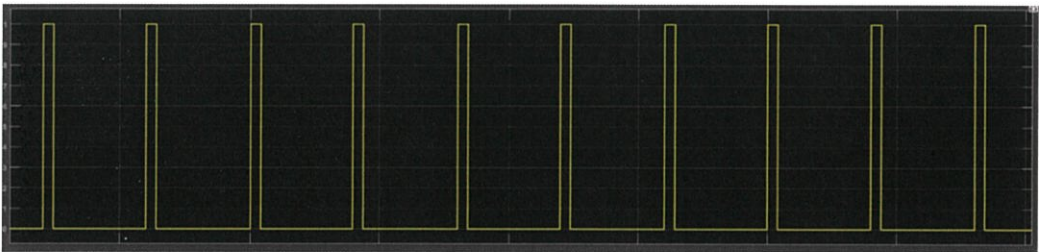
3.3 การออกแบบและสร้างวงจร

3.3.1 วงจรบูสต์ (Boost Converter)

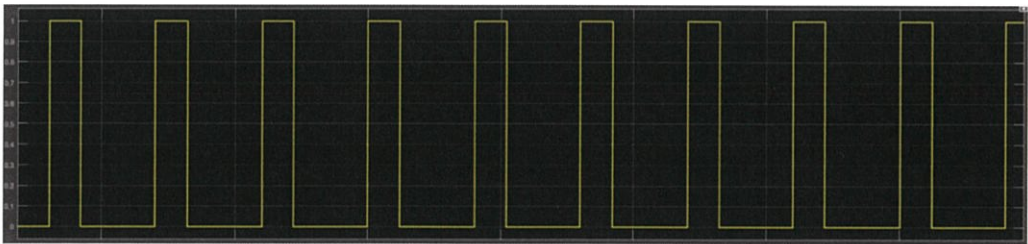
วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันด้านขาออก ในวงจรจะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำขนาด 350 μH ตัวเก็บประจุขนาด 560 μF ไดโอด และ IGBT เบอร์ GT60M303 ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ของวงจรดังรูปที่3.3



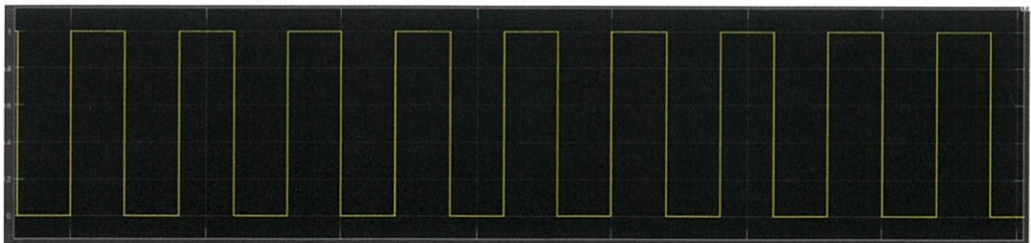
สัญญาณที่ใช้ในการขับสวิทช์จะใช้สัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ซึ่งมีความถี่ในการสวิทช์ที่ 25 kHz และสามารถปรับอัตราการเปิดปิดสวิทช์ได้ เพื่อเพิ่มแรงดันตามอัตรา การสวิทช์ซึ่งโดยรูปของสัญญาณจะแสดงในรูปที่3.4 รูปที่3.5และรูปที่3.6



รูปที่3.4 สัญญาณขับเกตของสวิทช์ที่อัตราการเปิดปิดเท่ากับ 0.1

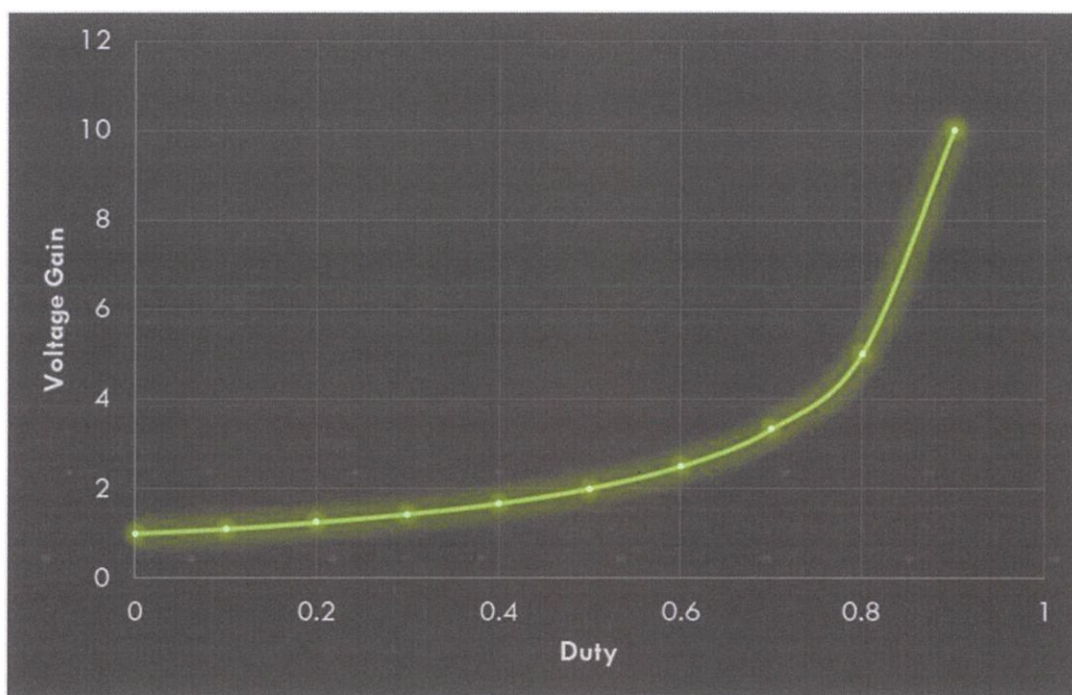


รูปที่3.5 สัญญาณขับเกตของสวิทช์ที่อัตราการเปิดปิดเท่ากับ 0.3



รูปที่3.6 สัญญาณขับเกตของสวิทช์ที่อัตราการเปิดปิดเท่ากับ 0.5

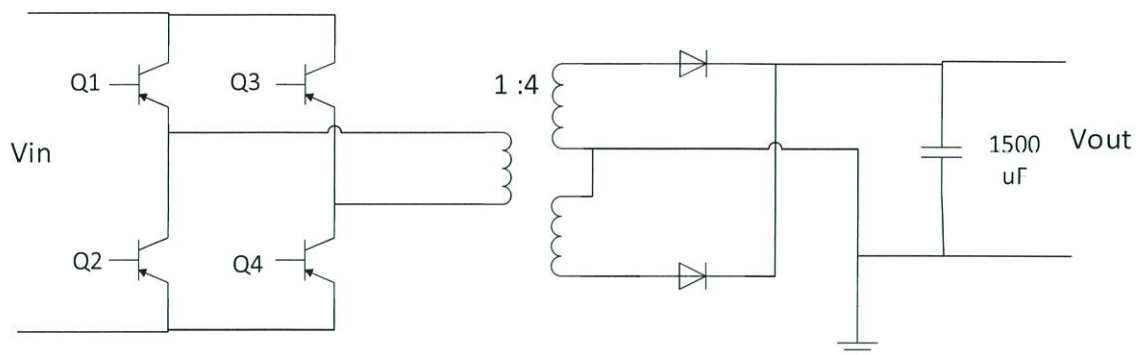
อัตราการเพิ่มของแรงดันด้านขาออกจะเป็นไปตามสัญญาณขั้วเกตของสวิตช์ เมื่อสัญญาณขั้วเกตของสวิตช์มีอัตราการเปิดปิดมีค่ามากขึ้น แรงดันด้านขาออกวงจรก็จะมีค่ามากขึ้นด้วย โดยอัตราส่วนการขยายของแรงดันด้านขาออกจะแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนการขยายของแรงดันกับสัญญาณขั้วเกตของสวิตช์

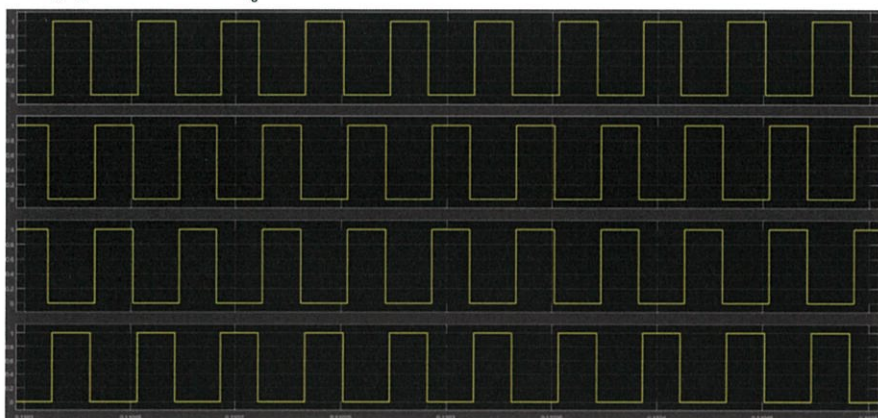
3.3.2 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC จะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันด้านขาออกเช่นเดียวกับวงจรบัสต์ แต่จะเพิ่มแรงดันได้ในอัตราส่วนที่มากกว่า โดยวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC จะประกอบไปด้วย IGBT เบอร์ GT60M303 4 ตัว ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันขาเข้าจากกระแสตรงให้เป็นแรงดันกระแสสลับ 2. หม้อแปลงที่ทำหน้าที่เพิ่มแรงดันให้กับวงจร 3. บริดจ์ไอโอดที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันให้กลับเป็นกระแสตรงที่ด้านขาออก 4. ตัวเก็บประจุที่ทำให้แรงดันด้านขาออกเรียบ ดังแสดงในรูปที่ 3.8

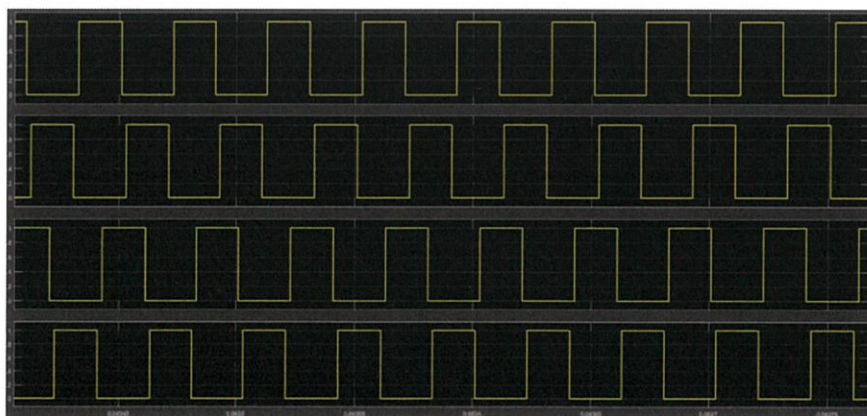


รูปที่ 3.8 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

สัญญาณขั้วเกตที่ใช้ในการขับสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ถูกควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 ซึ่งมีความถี่ของสวิตช์ 25 kHz สัญญาณจะมีลักษณะ Q1จะมีสัญญาณของข้ามกับQ2 และ Q3จะมีสัญญาณข้ามกับQ4 โดยสัญญาณทั้งสองกลุ่มจะสามารถปรับความต่างเฟสกันเพื่อเพิ่มลดแรงดันด้านขาออกของวงจร สัญญาณจะแสดงในรูปที่ 3.9 และ 3.10

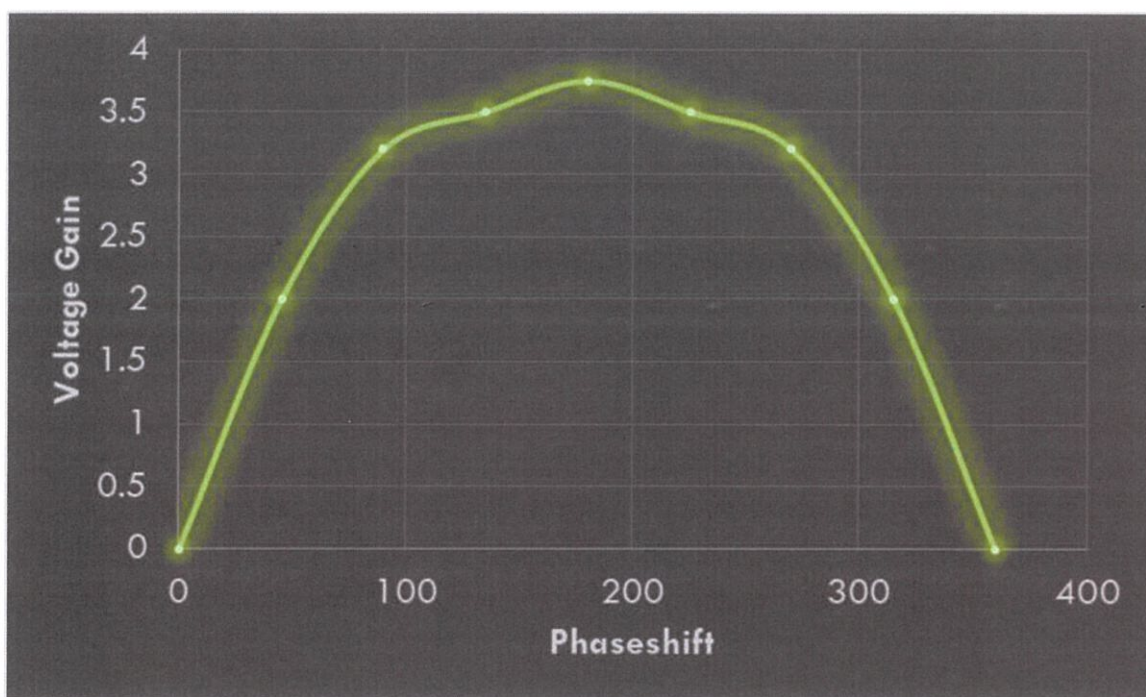


รูปที่ 3.9 สัญญาณขั้วเกตสวิตช์ที่ความต่างเฟส 180 องศา



รูปที่ 3.10 สัญญาณขั้วเกตสวิตช์ที่ความต่างเฟส 90 องศา

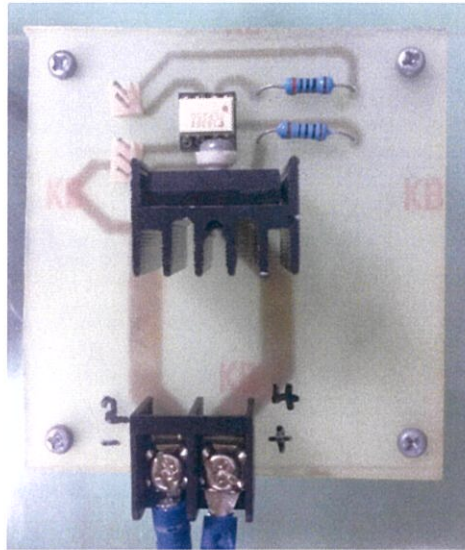
อัตราแรงดันด้านขาออกของวงจรจะขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของมุมในสัญญาณขับเคลื่อน สวิตช์ โดยอัตราการเพิ่มของแรงดันด้านขาออกของวงจรที่ออกแบบจะมากที่สุด 4 เท่า ตามอัตราส่วนของ หม้อแปลง และจะลดได้ตามสัญญาณขับเคลื่อนของสวิตช์ โดยอัตราส่วนของการขยายของแรงดันจะแสดงใน รูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนการขยายของแรงดันกับสัญญาณขับเคลื่อนของสวิตช์

3.3.3 วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive Circuit)

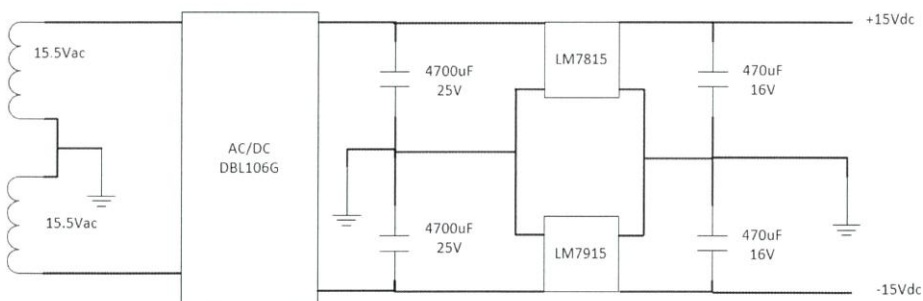
วงจรขับเคลื่อนจะทำหน้าที่ปรับระดับสัญญาณแรงดันและกระแสให้เหมาะสม และเป็นการแยกทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกขับ เพื่อป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้น จากการลัดวงจรด้าน วงจรกำลังและสัญญาณรบกวน โดยจะใช้ตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุม และวงจรถูกขับ (Opto Couple) ไอซีที่ใช้เบอร์ TLP250 ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรถูกขับ โดยจะแสดงวงจรในรูปที่ 3.12



รูปที่3.12 วงจรขับเกต (Gate Drive Circuit)

3.3.4 วงจรสร้างไฟเลี้ยง +15 และ -15 V_{dc}

วงจรสร้างไฟเลี้ยงมีหน้าที่ สร้างไฟกระแสตรงขนาด +15 และ -15 V เพื่อนำไปใช้เป็นไฟเลี้ยงสำหรับ ไอซีต่างๆใน วงจรตรวจจับแรงดัน วงจรตรวจจับกระแส และวงจรขับเกต มีโครงสร้างดังรูป 3.6 โดยการแปลงแรงดันจากไฟขนาด 220 V_{ac} เป็น 15.5 V_{ac} (ต่อกราวด์ร่วมกัน) จำนวนสองชุดจากนั้น นำแรงดันดังกล่าวมาเรียงให้เป็นกระแสตรงผ่านบริดจ์เรกติไฟเออร์(DBL106G) จากนั้นนำมาเข้า Voltage Regulator เพื่อปรับระดับแรงดันให้ได้แรงดันขนาด +15 V_{dc} (ใช้ LM7815) และ -15 V_{dc} (ใช้ LM7915) และทำให้แรงดันที่เป็นกระแสตรงเรียบโดยใส่ตัวเก็บประจุขนาด 4700uF,25V ไว้หลังจากทำการเรียงกระแส และใช้ตัวเก็บประจุขนาด 470uF,16V ไว้ด้านขาออกเพื่อที่จะได้สัญญาณแรงดันที่เรียบยิ่งขึ้น ตัวอุปกรณ์จะแสดงในรูป4.14



รูปที่3.13 โครงสร้างวงจรไฟเลี้ยง +15 และ -15 Vdc



รูปที่ 3.14 วงจรไฟเลี้ยง +15 และ -15 Vdc

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 บทนำ

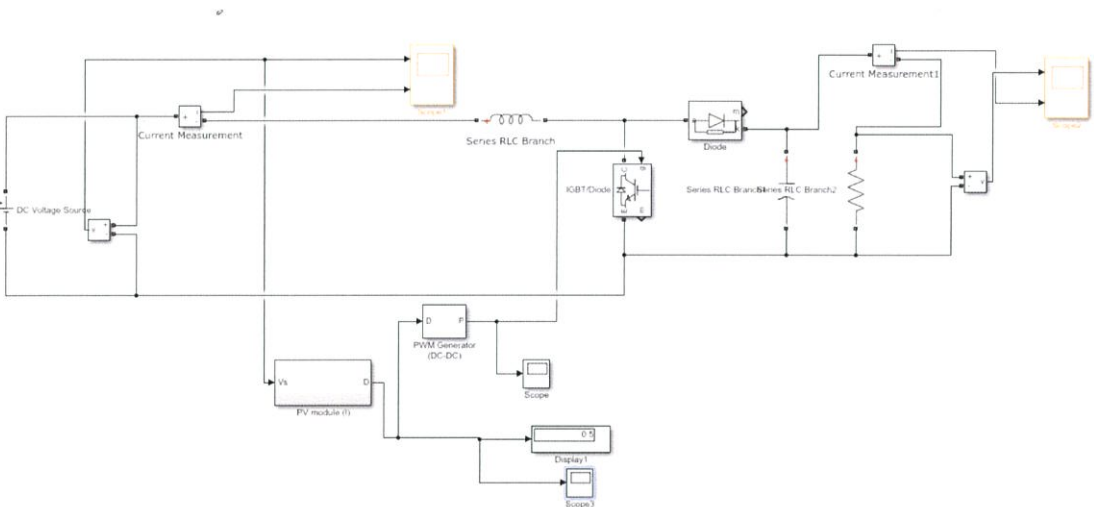
ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดลองที่ได้จากวงจรที่จำลองในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK และวงจรที่ทำการสร้างและออกแบบในเรื่องของการทำงานแยกส่วนและรวมกันของทั้ง 2 วงจรว่ามีความสอดคล้องกัน

4.2 ผลการทดลองจากโปรแกรม MATLAB / SIMULINK

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดลองจากโปรแกรม MATLAB / SIMULINK ของวงจรกำลังทั้งสองโดยแบ่งเป็นการทำงานแยกส่วนกันและการทำงานร่วมกัน

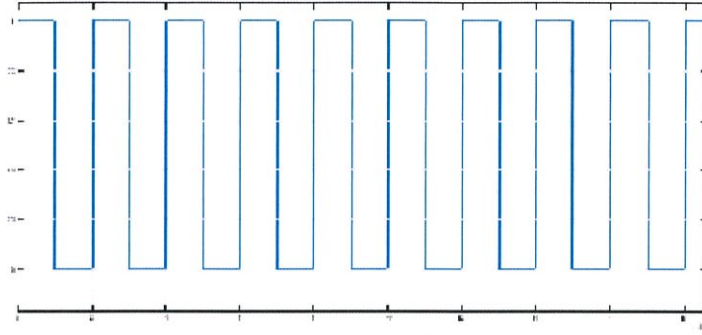
4.2.1 วงจรบูสต์ (Boost Converter)

วงจรบูสต์เป็นวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดัน ไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านขาเข้า ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 4 เท่า ทั้งนี้ทำห้วงจรมีเสถียรภาพ วงจรบูสต์ที่ทำการออกแบบจะแสดงอยู่ในรูปที่ 4.1

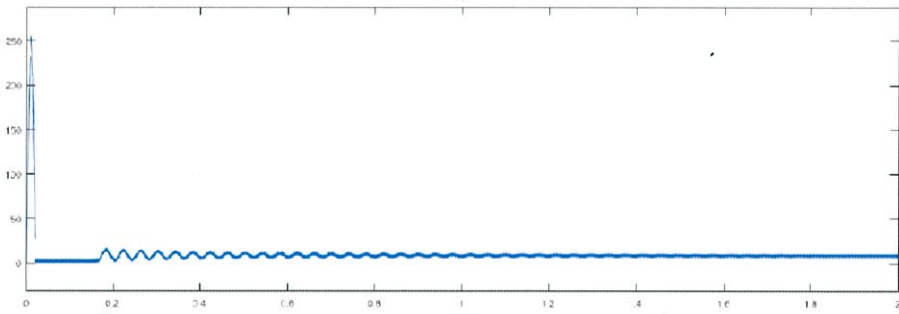
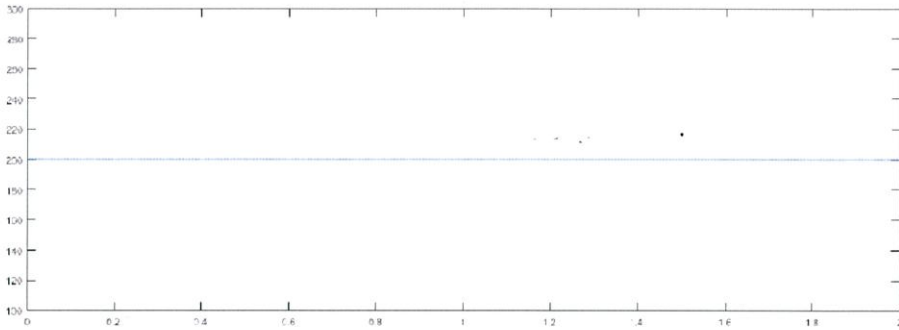


รูปที่ 4.1 วงจรบูสต์ที่ทำการออกแบบ

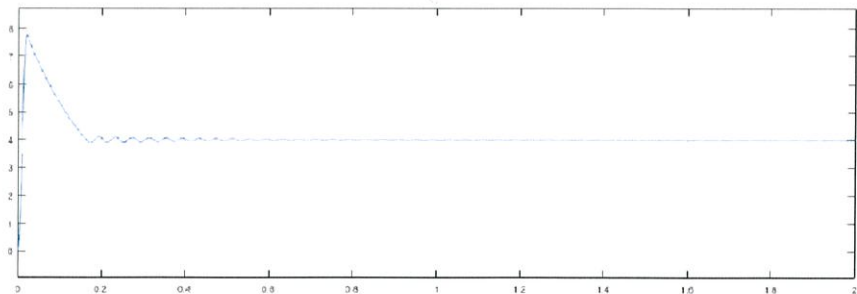
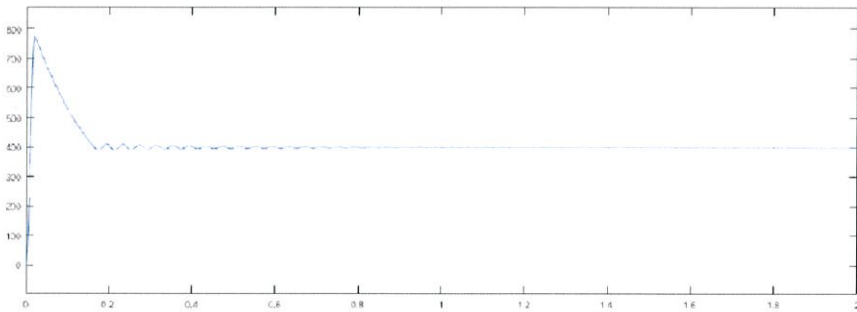
ในการออกแบบเป็นการใช้วงจรบูสต์เพื่อเพิ่มระดับแรงดันโดยใช้ความถี่ในการ 25 kHz จะได้สัญญาณซับเกตที่ไปขับสวิตช์ของวงจรโดยสัญญาณจะแสดงในรูปที่ 4.2 และในวงจรที่ออกแบบจะเป็นการระดับแรงดันให้ด้านขาออกมีข้างเป็น 400 โวลต์ และรูปสัญญาณแรงดันและกระแสด้านขาเข้าและขาออกจะแสดงในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 ตามลำดับ



รูปที่4.2 สัญญาณขับเคลื่อนที่ความถี่ในการสวิตช์ 25 kHz



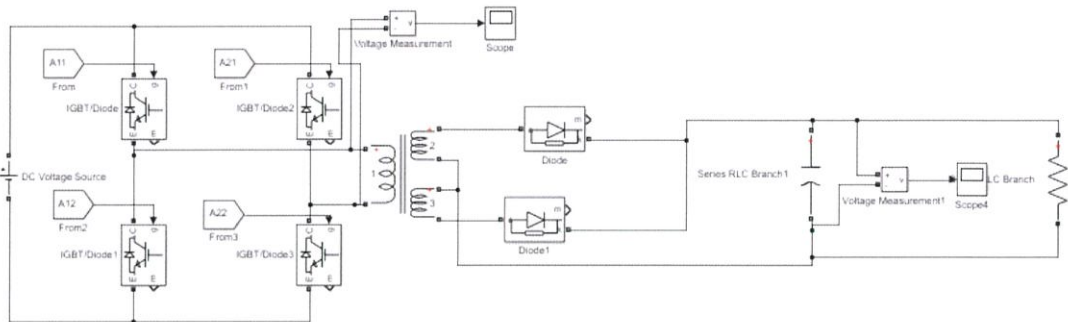
รูปที่4.3 แรงดันและกระแสด้านขาเข้าของวงจรรบัสต์ (ที่แรงดัน200โวลต์)



รูปที่4.4 แรงดันและกระแสด้านขาออกวงจรรบัสต์

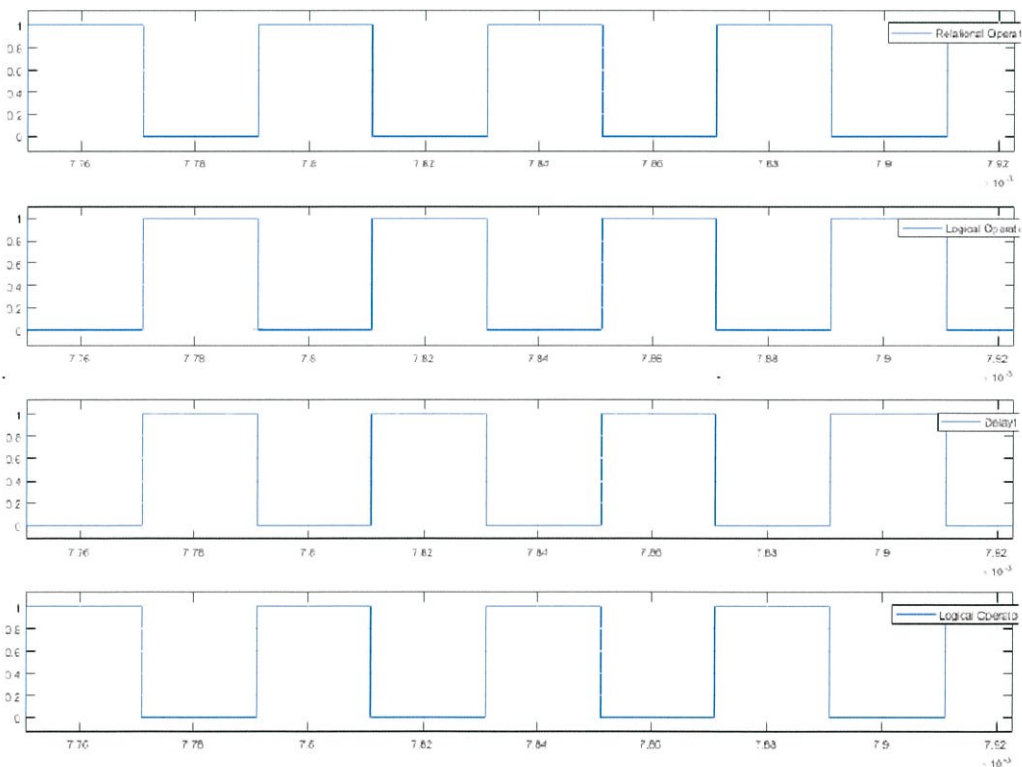
4.2.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบ Phase Shift Full Bridge DC-DC

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่แปลง ไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นกระแสสลับ โดยอาศัยการสวิตช์ของสวิตช์ 4 ตัว ที่มีการทำงานสัมพันธ์กัน ไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกมาจะผ่านการเพิ่มแรงดันโดยอาศัยหม้อแปลง และผ่านวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ เพื่อให้ได้แรงดันด้านขาออกเป็นกระแสตรงที่มีแรงดันเพิ่ม วงจรการออกแบบแสดงในรูปที่ 4.5



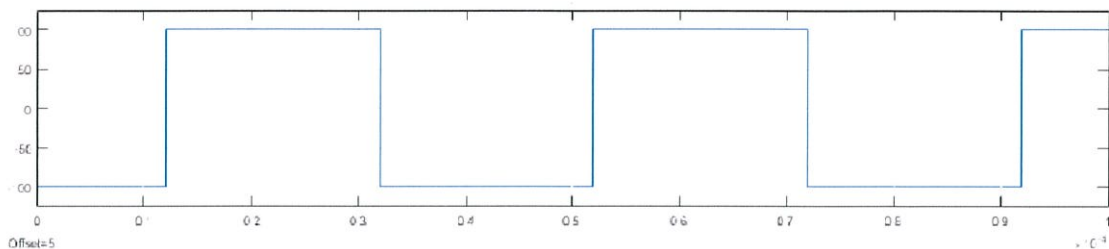
รูปที่4.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ

การทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบจะรับไฟฟ้ากระแสตรงมาเพื่อผ่านสวิตช์ 4 ตัวที่ทำงานสัมพันธ์กันและมีความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งเท่ากับ 25 kHz โดยมีสัญญาณขั้วเกิดเป็นดังรูปที่ 4.6



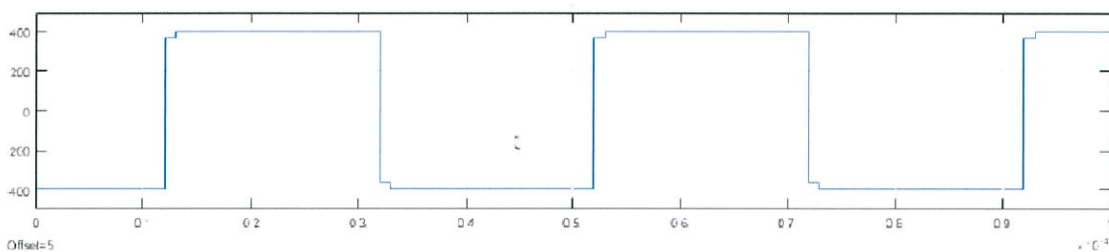
รูปที่4.6 สัญญาณขั้วเกิดสวิตซ์ตัวที่ 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ

ในการจำลองเป็นการใส่แรงดันกระแสตรงด้านขาเข้าเป็น 100 โวลต์ แรงดันด้านขาออกจากอินเวอร์เตอร์จะมีรูปสัญญาณเป็นดังรูปที่ 4.7



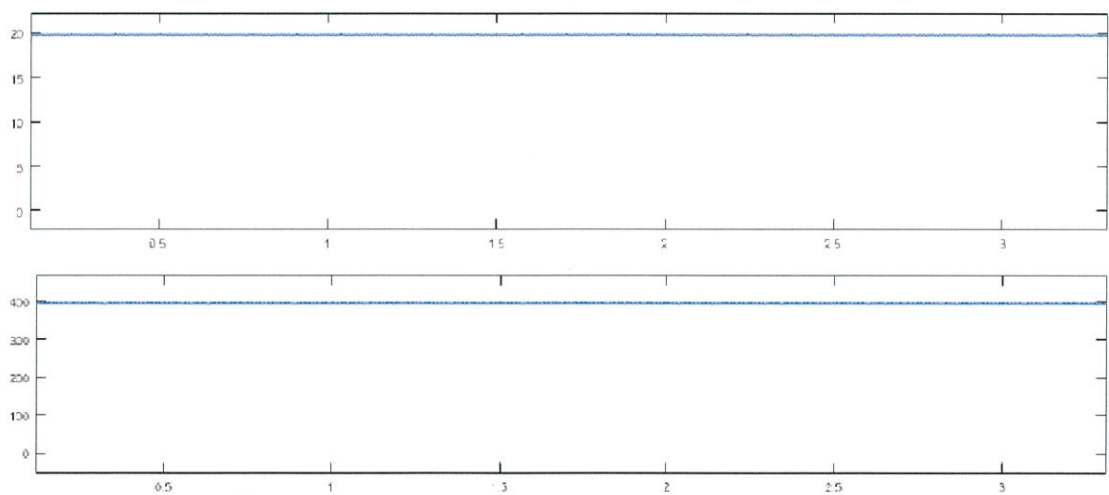
รูปที่4.7 แรงดันด้านขาออกจากอินเวอร์เตอร์

จากนั้นนำแรงดันด้านขาออกจากอินเวอร์เตอร์มาผ่านหม้อแปลงที่อัตราขยาย 1:4 ซึ่งแรงดันที่ได้ออกมาจะเป็นดังรูปที่ 4.8



รูปที่4.8 แรงดันด้านขาออกจากหม้อแปลง

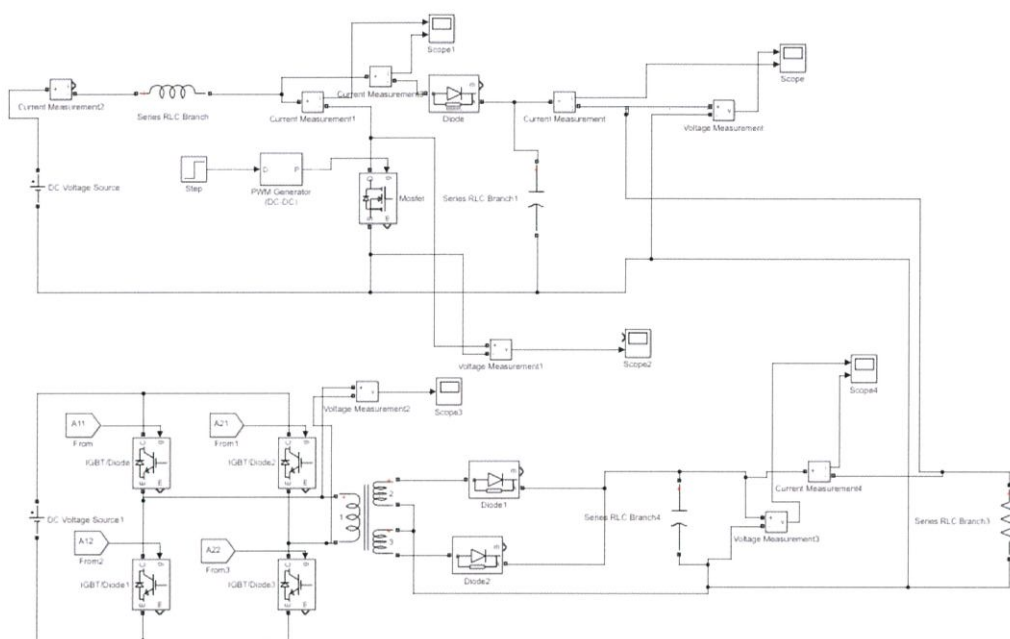
จากนั้นนำแรงดันที่ออกจากหม้อแปลงมาผ่านวงจรถูกเรียงตัวไฟร์ จะได้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีรูปแรงดันและกระแสดังรูปที่ 4.9



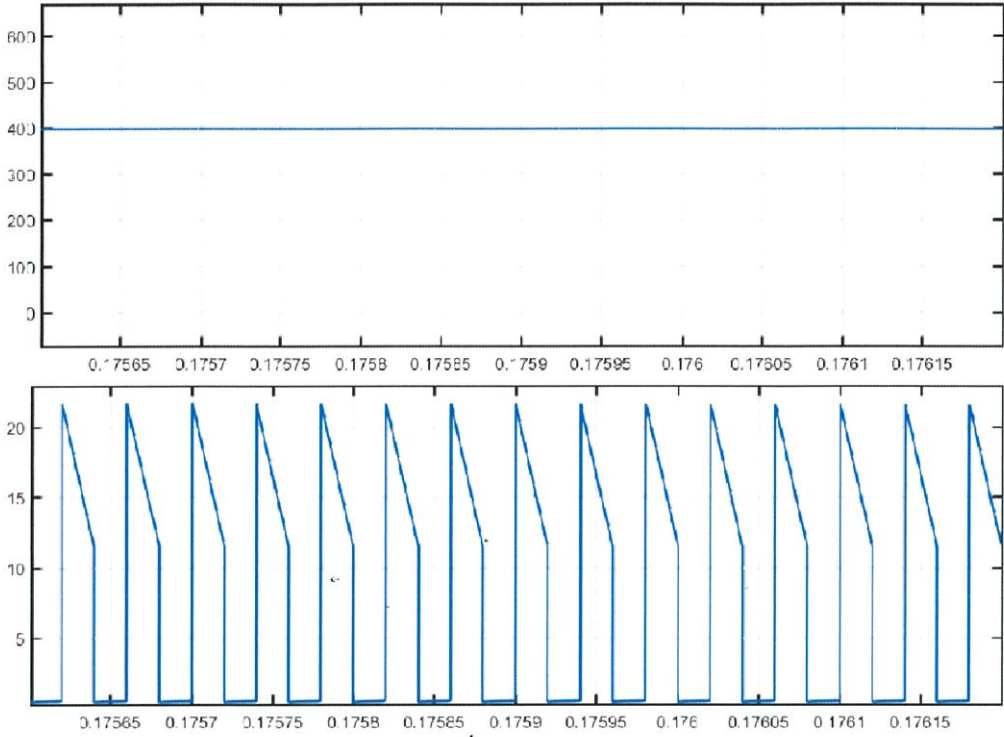
รูปที่4.9 กระแสและแรงดันด้านขาออกจากวงจรถูกเรียงตัวไฟร์

4.2.3. แบบจำลองเมื่อวงจรทั้งสองทำงานร่วมกัน

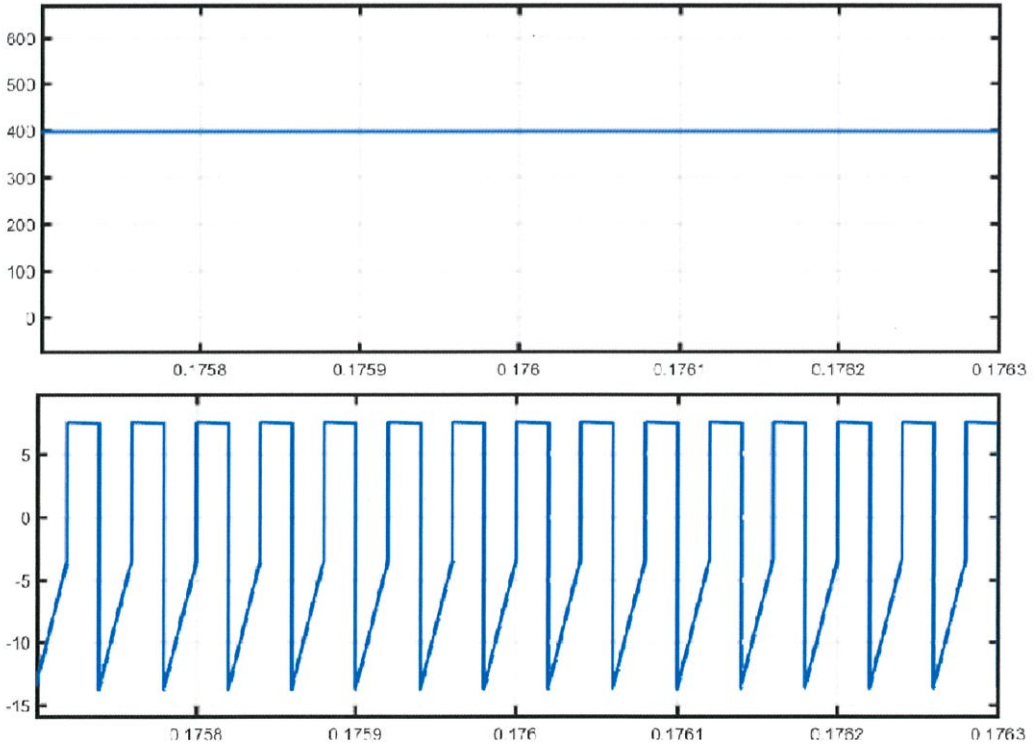
เมื่อนำทั้งสองวงจรมาทำงานร่วมโดยต่อกันแบบขนานในด้านขาออกโดยจะมีรูปวงจรแสดงในรูปที่ 4.10 เพื่อจำลองว่าทั้งสองวงจรสามารถทำงานร่วมกันได้โดยมีกำลังมาที่โหลดจากทั้งสองวงจรโดยการวัดแรงดันและกระแสที่ออกจากทั้งสองวงจร โดยกระแสและแรงดันที่ออกจากวงจรบูสต์คอนเวอเตอร์จะแสดงในรูปที่ 4.11 และแรงดันและกระแสด้านขาออกจากวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC จะแสดงรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.10 แบบจำลองการทำงานร่วมกันของทั้งสองวงจร



รูปที่4.11 แรงดันและกระแสด้านขาออกของวงจรบูสต์คอนเวอเตอร์



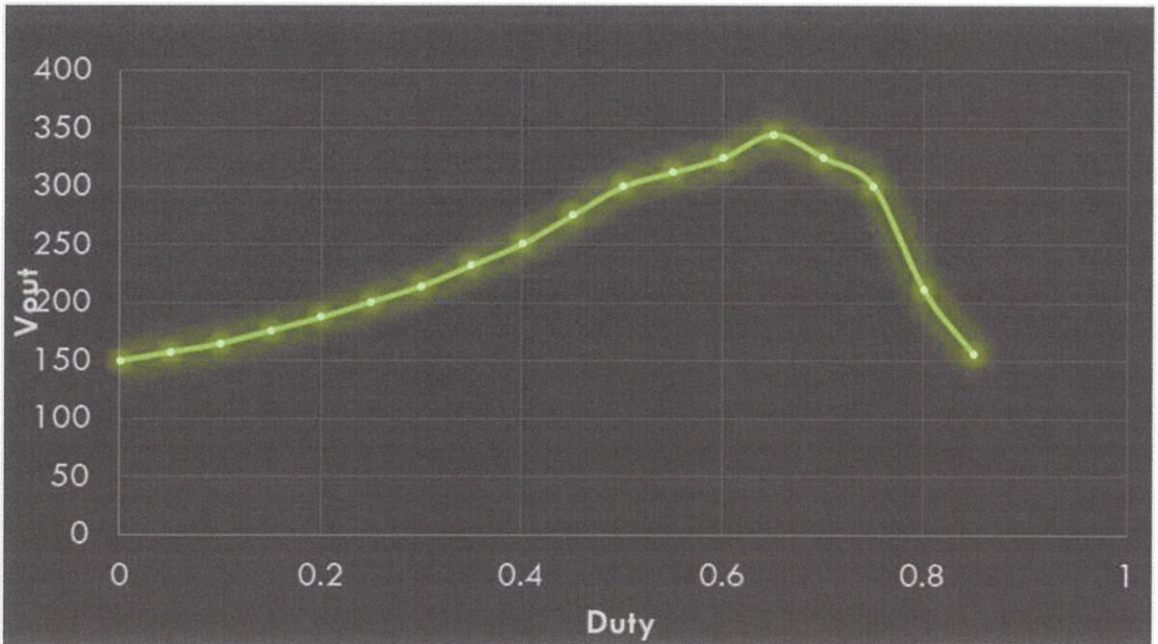
รูปที่4.12 แรงดันและกระแสด้านขาออกของวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

4.3 ผลการทดลองจากชุดทดลองที่สร้างขึ้น

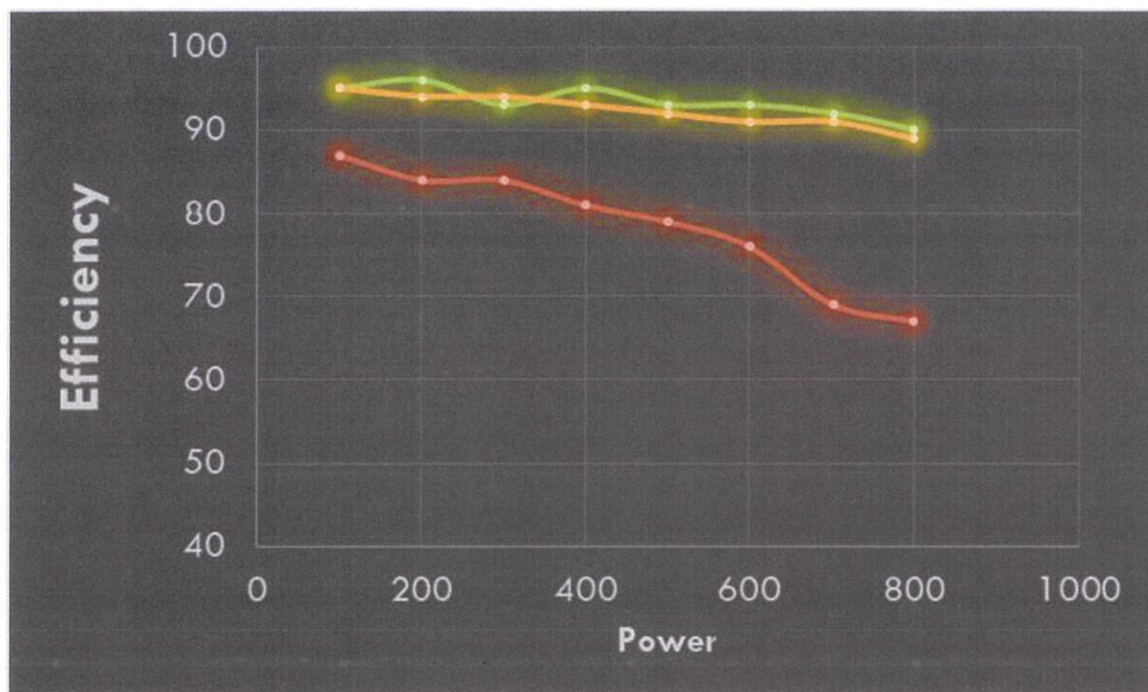
ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเสนอผลการทดลองจากชุดทดลองที่ออกแบบสร้างขึ้นว่าสามารถทำงานร่วมกันได้จริง และทดสอบความสามารถของชุดทดลองว่าเป็นไปตามทฤษฎี และมีประสิทธิภาพในการทำงานอย่างไร

4.3.1 วงจรบูสต์(Boost Converter)

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในทางปฏิบัติจริงจะสามารถเพิ่มแรงดันได้ตามทฤษฎี ในช่วงของอัตราการเปิดปิดสวิตช์ที่ 0 ถึง 0.65 หลังจากนั้นแรงดันจะลดลงซึ่งไม่เป็นไปตามทฤษฎี จะแสดงแรงดันขาออกในรูปที่ 4.13 โดยแรงดันด้านขาเข้ามีค่าเท่ากับ 150 โวลต์ และในเรื่องประสิทธิภาพของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นนั้นจะมีค่าประสิทธิภาพอยู่ในช่วงร้อยละ 90 โดยจะมีประสิทธิภาพลดลงเมื่ออัตราการเปิดปิดของสวิตช์มีค่ามากขึ้น และจะลดลงเมื่อวงจรส่งถ่ายกำลังมากขึ้นโดยจะแสดงในรูปที่ 4.14 (สีเหลืองมีอัตราเปิดปิดสวิตช์เท่ากับ 0.1 สีเขียวมีอัตราเปิดปิดสวิตช์เท่ากับ 0.3 และสีแดงมีอัตราการเปิดปิดสวิตช์เท่ากับ 0.5)



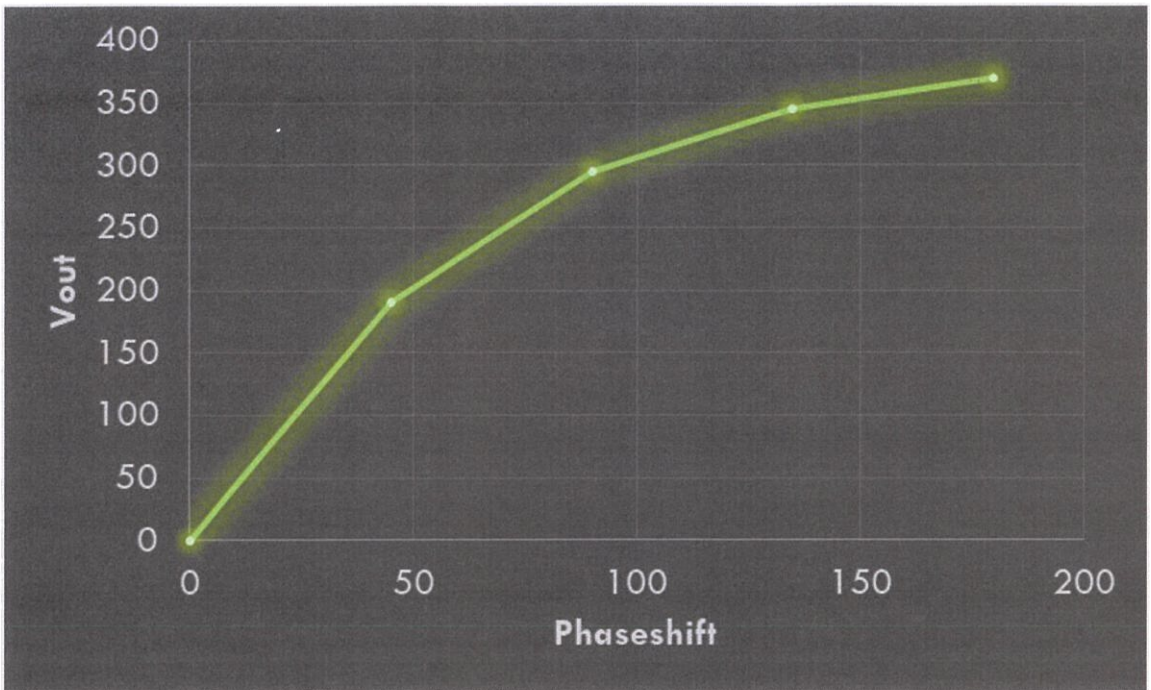
รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านขาออกของวงจรบูสต์กับอัตราการเปิดปิดสวิตช์



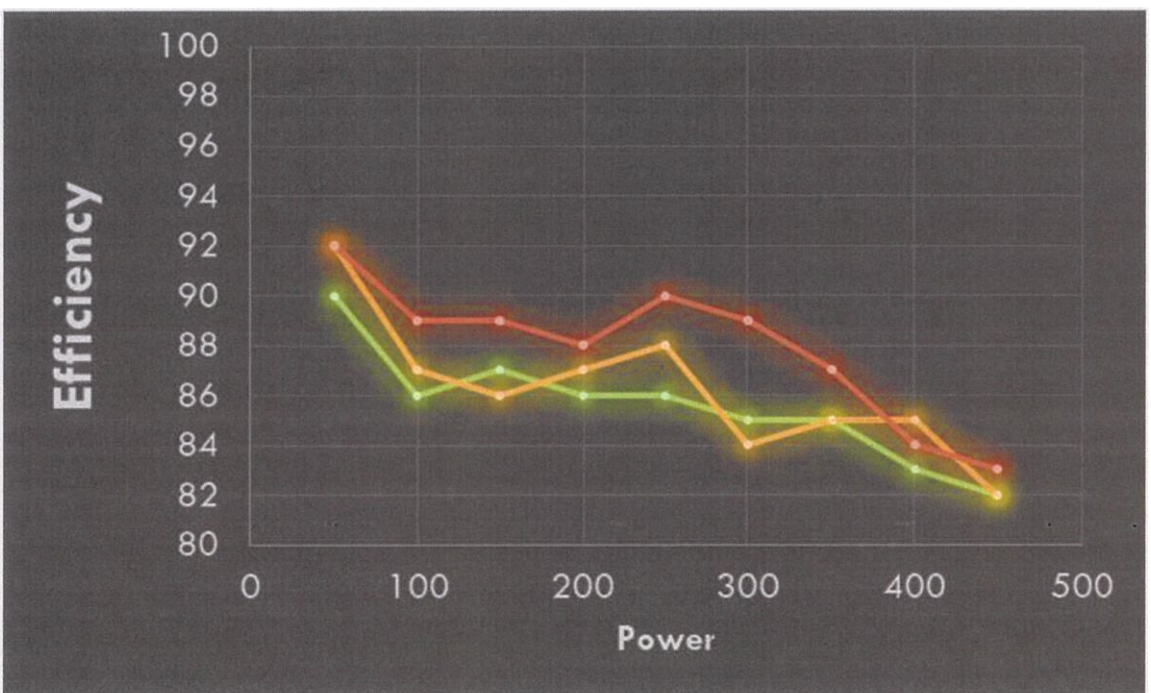
รูปที่4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังที่อัตราการเปิดปิดสวิตซ์ที่ต่างกัน

4.3.2 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC ในทางปฏิบัติจริง จะสามารถเพิ่มแรงดันได้ตามทฤษฎีโดยจะเพิ่มสูงสุดที่ความต่างเฟสของสัญญาณขับเคลื่อนมีมุมเท่ากับ 180 องศา และจะน้อยสุดที่ความต่างเฟสของสัญญาณขับเคลื่อนมีมุมเท่ากับ 0 องศา ตามรูปที่4.15 ในส่วนของประสิทธิภาพของวงจรจะมีค่าอยู่ในช่วงร้อยละ 80 และจะลดลงเมื่อวงจรมีการส่งถ่ายกำลังมากขึ้น โดยจะแสดงตามรูปที่ 4.16(สีเหลืองแสดงความต่างเฟสของสัญญาณเท่ากับ 90 องศา สีเหลืองแสดงความต่างเฟสของสัญญาณเท่ากับ 135 องศา และสีแดงแสดงความต่างเฟสของสัญญาณเท่ากับ 180 องศา)



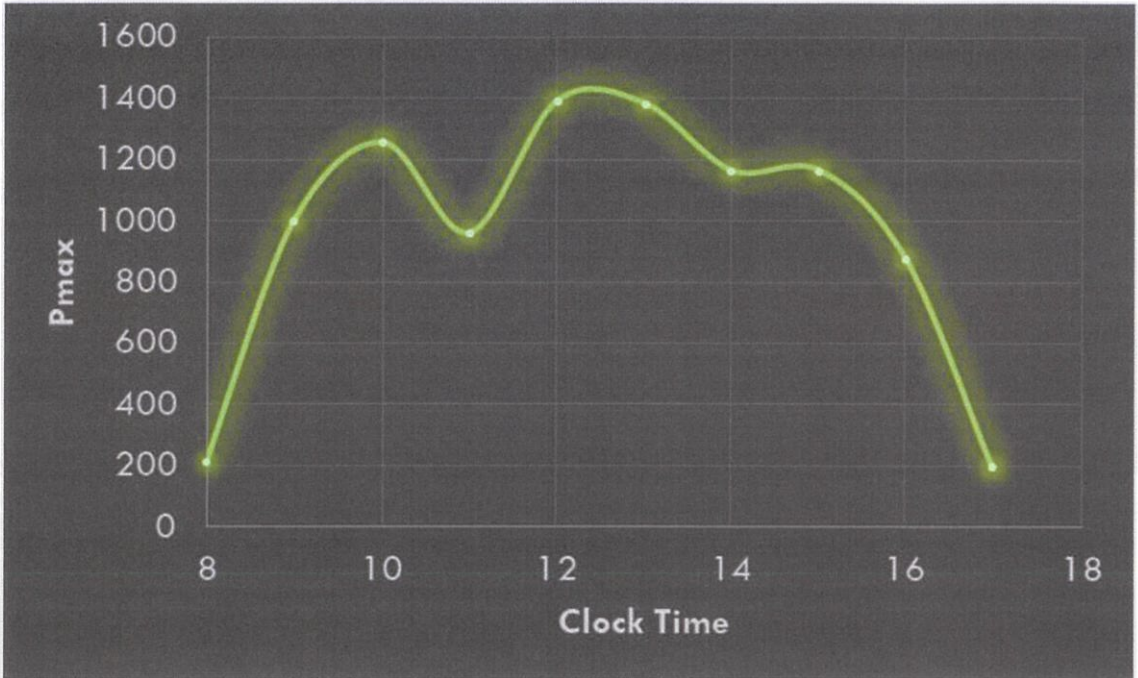
รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์แรงดันด้านขาออกของวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC กับความต่างเฟส



รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกำลังที่ความต่างเฟสค่าต่างกัน

4.3.3 ผลของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์

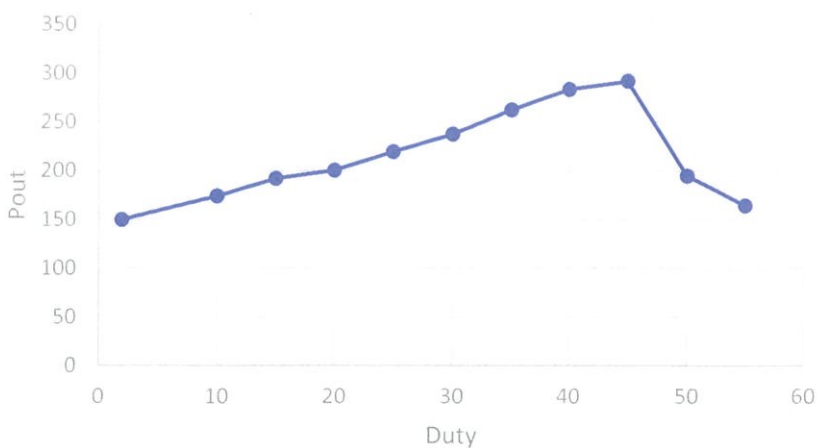
แหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะสามารถสร้างกำลังไฟฟ้าได้นั้นขึ้นอยู่กับอัตราความเข้มของแสงในแต่ละช่วงเวลา โดยค่ากำลังของแหล่งจ่ายพลังงานแสงในแต่ละช่วงเวลาจะแสดงในรูปที่ 4.17



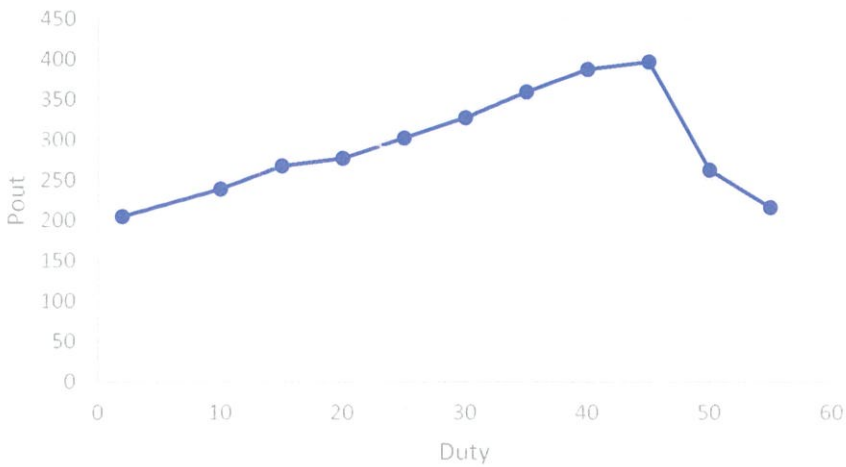
รูปที่4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังที่แหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์สามารถจ่ายได้กับช่วงเวลาในหนึ่งวัน

เมื่อเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์กับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยในส่วนี้จะแบ่งการเป็นผลการทดลองในสถานการณ์ที่ 2 ค่าของความเข้มแสงต่างกันที่ 634 w/m^2 และ 870 w/m^2 โดยทำการเพิ่มสัญญาณอัตราการเปิดปิดสวิทซ์ขึ้นตามลำดับแล้วบันทึกผลแรงดันและกระแสขาออก

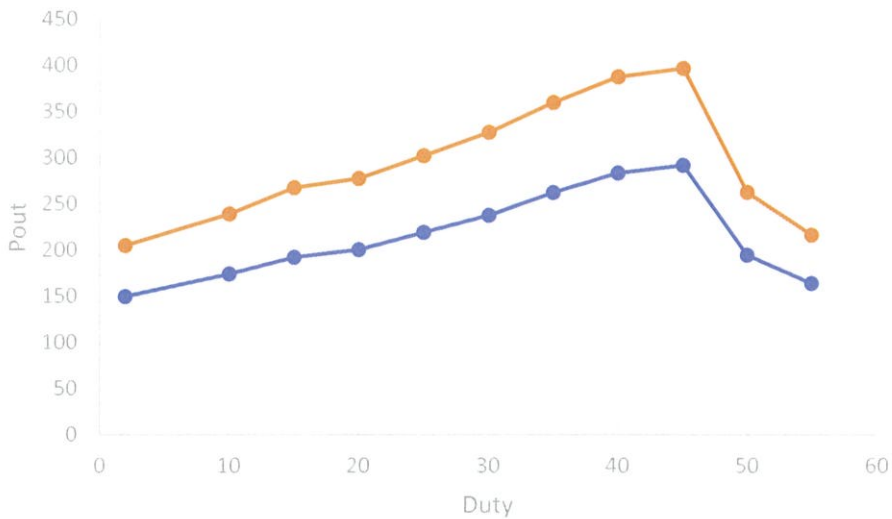
จากผลการทดลองที่ได้มาทำการสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านขาออกกับแรงดัน เพื่อหาค่ากำลังสูงสุดที่แหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์นั้นสามารถจ่ายได้ โดยที่ความเข้มแสง 634 w/m^2 จะแสดงในรูปที่4.18และที่ความเข้มแสง 870 w/m^2 จะแสดงในรูปที่4.19 และการเปรียบเทียบระหว่างสองความเข้มจะแสดงในรูปที่4.20



รูปที่4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านขาออกกับสัญญาณขับสวิทซ์ที่ความเข้มแสง 634 w/m^2



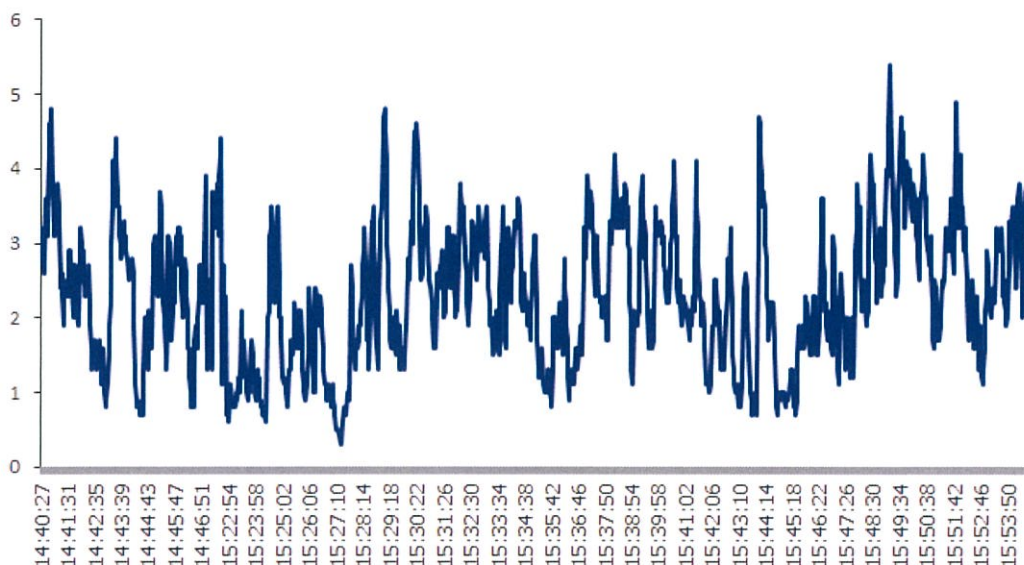
รูปที่4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านขาออกกับสัญญาณขับสวิตช์ที่ความเข้มแสง 870 w/m²



รูปที่4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านขาออกกับสัญญาณขับสวิตช์ที่ความเข้มแสง 634 w/m² และ870 w/m²

4.3.4 แหล่งจ่ายพลังงานลม

แหล่งจ่ายพลังงานลมจะสามารถผลิตพลังงานและส่งถ่ายกำลังได้นั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วลมในแต่ละช่วงเวลา ในพื้นที่ที่ใช้ในการทดลองจะมีความเร็วลมในแต่ละช่วงเวลาแสดงในรูปที่4.21



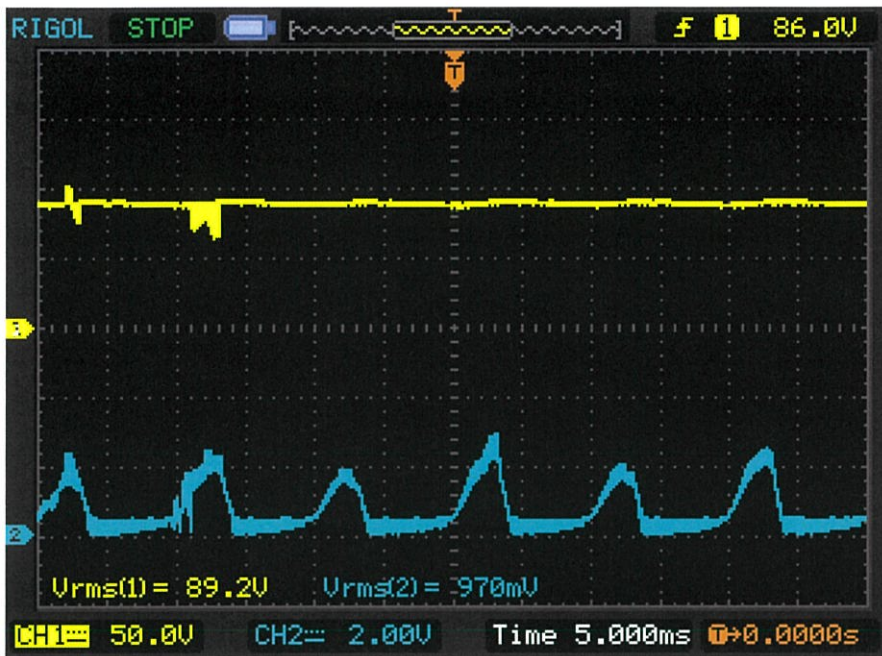
รูปที่4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วลมกับช่วงเวลา

4.4การทดลองการทำงานร่วมกันของสองวงจร

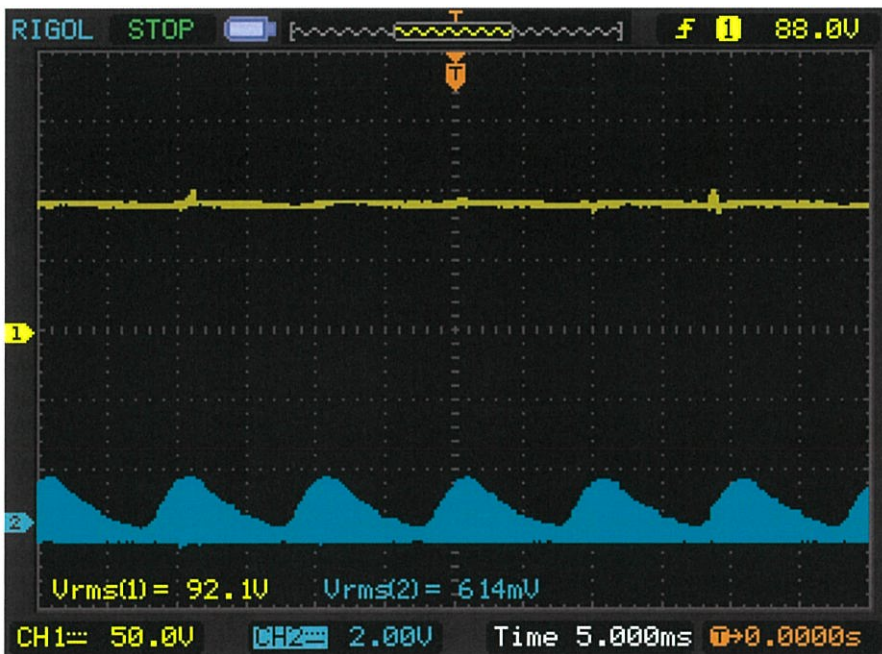
ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดลองต่อวงจรที่สร้างขึ้นทั้งสองกับแหล่งจ่ายโดยแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์เชื่อมต่อกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายพลังงานลมเชื่อมต่อกับวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC จากนั้นเชื่อมต่อด้านขาออกวงจรทั้งสองด้วยวิธีขนานเพื่อส่งถ่ายกำลังไปที่โหลดเพื่อที่จะเก็บค่าแรงดันและกระแสที่ออกจากทั้งสองวงจร โดยจะแบ่งเป็น 3 กรณี 1. กรณีแหล่งจากพลังงานแสงอาทิตย์มีกำลังมากกว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม 2.กรณีแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์มีกำลังน้อยกว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม 3.กรณีแหล่งจ่ายทั้งสองมีกำลังใกล้เคียงกัน

4.3.1แหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์มีกำลังมากกว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม

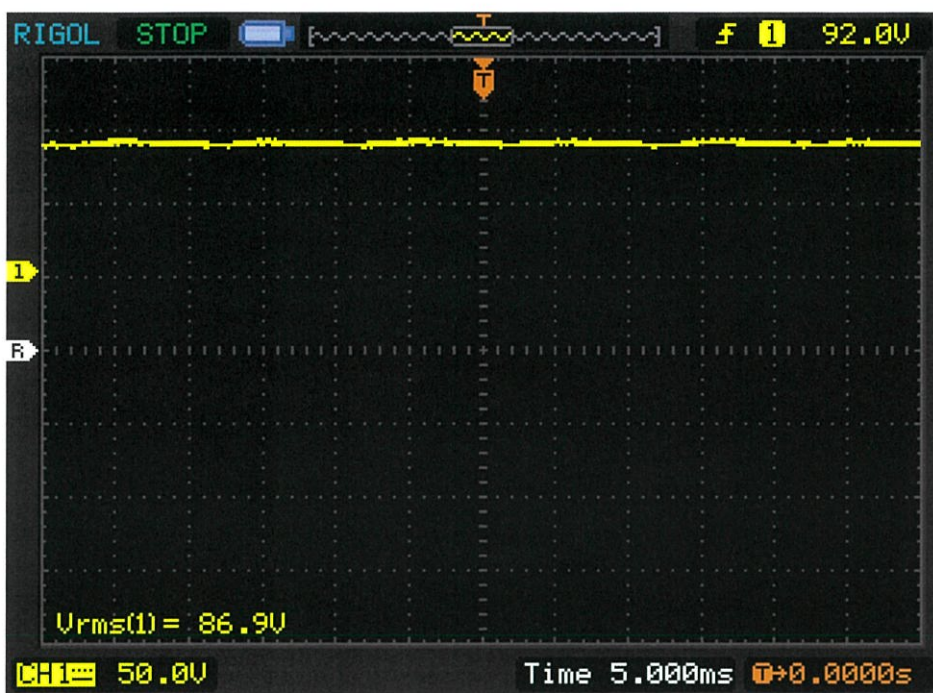
เมื่อแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์มีกำลังมากกว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม วงจรจะทำการเพิ่มแรงดันให้มีขนาดใกล้เคียงกับเพื่อต่อเข้าร่วมกัน กระแสที่ไหลจากวงจรของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะมีค่ามากกว่ากระแสที่ไหลจากวงจรของแหล่งจ่ายพลังงานลม ทั้งสองแหล่งจ่ายจะสามารถทำงานร่วมกันได้และส่งถ่ายกำลังไปยังโหลดได้ทั้งสองวงจรพร้อมกันแต่มักน้อยขึ้นอยู่กับกำลังด้านขาเข้าโดยรูปสัญญาณของแรงดันและกระแสด้านขาออกของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะแสดงในรูปที่4.22 พลังงานลมจะแสดงในรูปที่4.23 และแรงดันที่โหลดจะแสดงในรูปที่4.24(สี่เหลี่ยมแสดงถึงแรงดัน สีฟ้าแสดงถึงกระแส $1V=1A$)



รูปที่ 4.22 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์



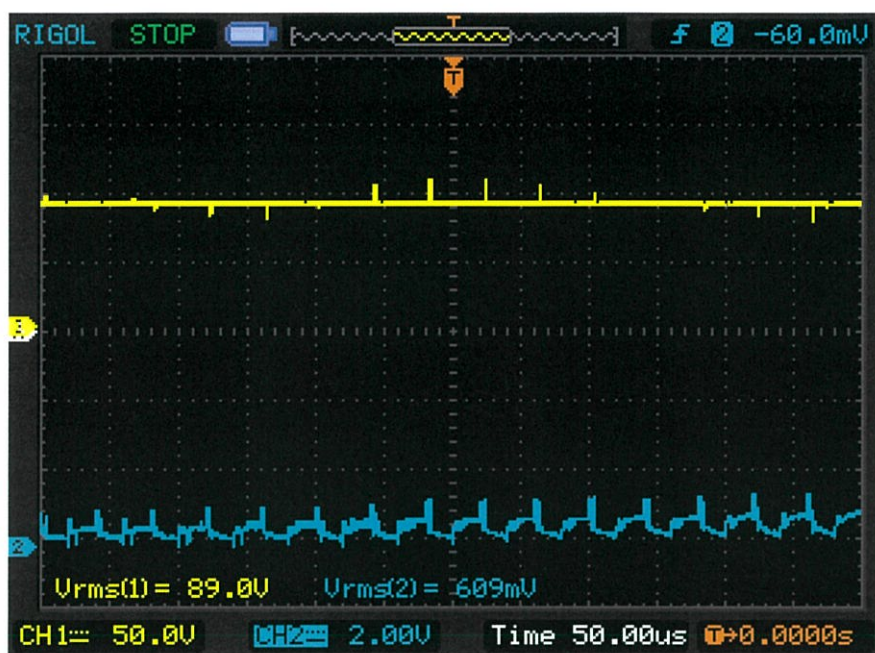
รูปที่ 4.23 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานลม



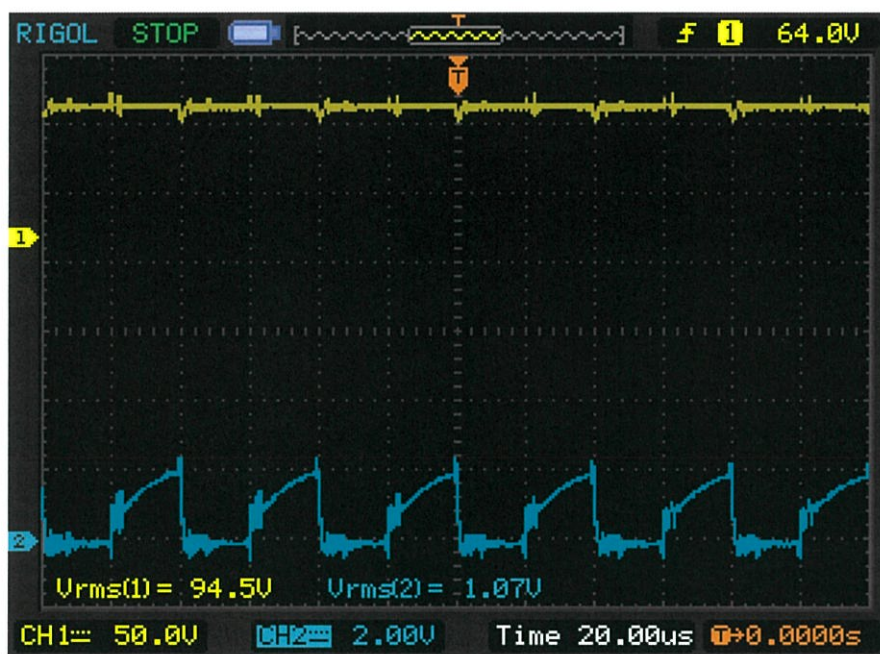
รูปที่4.24 แรงดันที่โหลด

4.3.2 แหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์มีกำลังน้อยกว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม

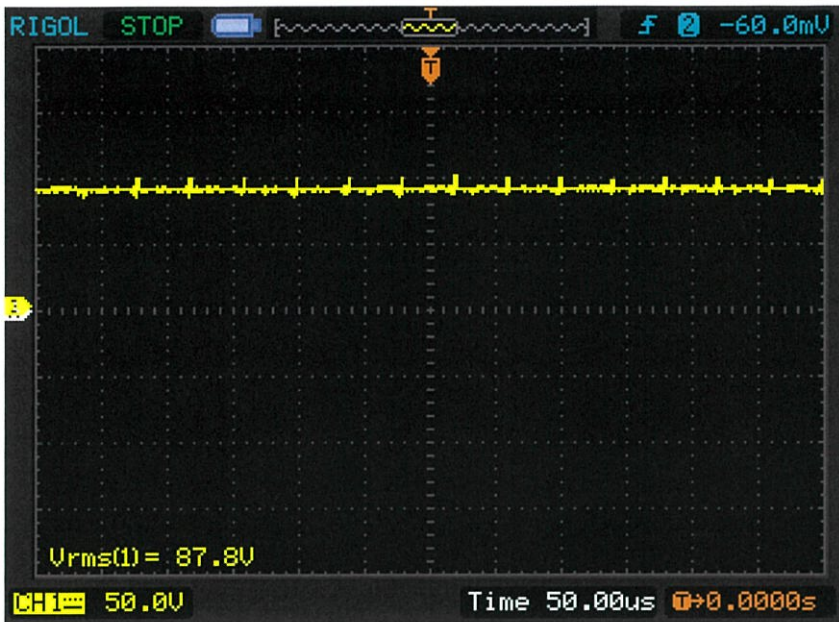
เมื่อแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์มีกำลังน้อยกว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม วงจรจะทำการเพิ่มแรงดันให้มีขนาดใกล้เคียงกับเพื่อต่อเข้าร่วมกัน กระแสที่ไหลจากวงจรของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะมีค่าน้อยกระแสที่ไหลจากวงจรของแหล่งจ่ายพลังงานลม ทั้งสองแหล่งจ่ายจะสามารถทำงานร่วมกันได้และส่งถ่ายกำลังไปยังโหลดได้ทั้งสองวงจรพร้อมกันแต่มักน้อยขึ้นอยู่กับกำลังด้านขาเข้าโดยรูปสัญญาณของแรงดันและกระแสด้านขาออกของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะแสดงในรูปที่ 4.25 พลังงานลมจะแสดงในรูปที่ 4.26 และแรงดันที่โหลดจะแสดงในรูปที่ 4.27 (สีเหลืองแสดงถึงแรงดัน สีฟ้าแสดงถึงกระแส $1V=1A$)



รูปที่4.25 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์



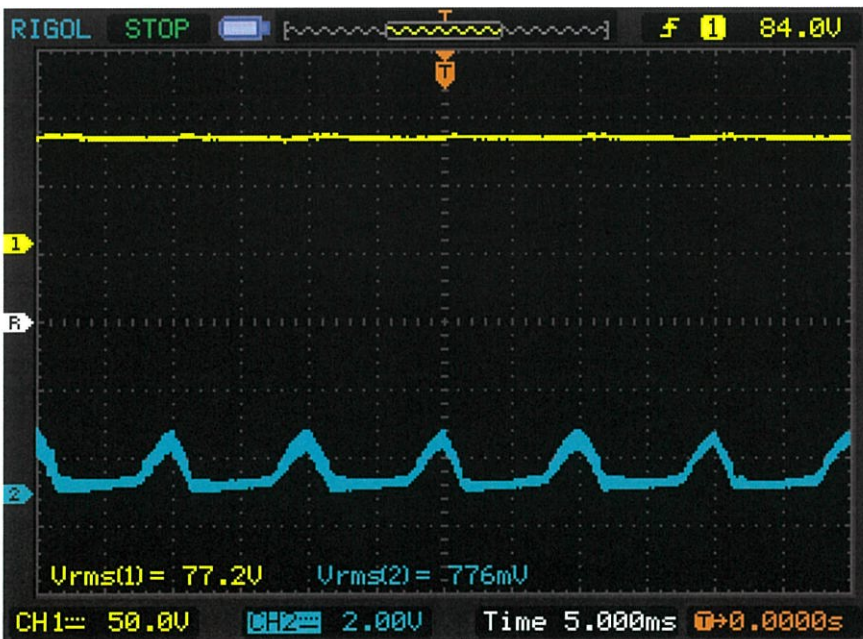
รูปที่4.26 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานลม



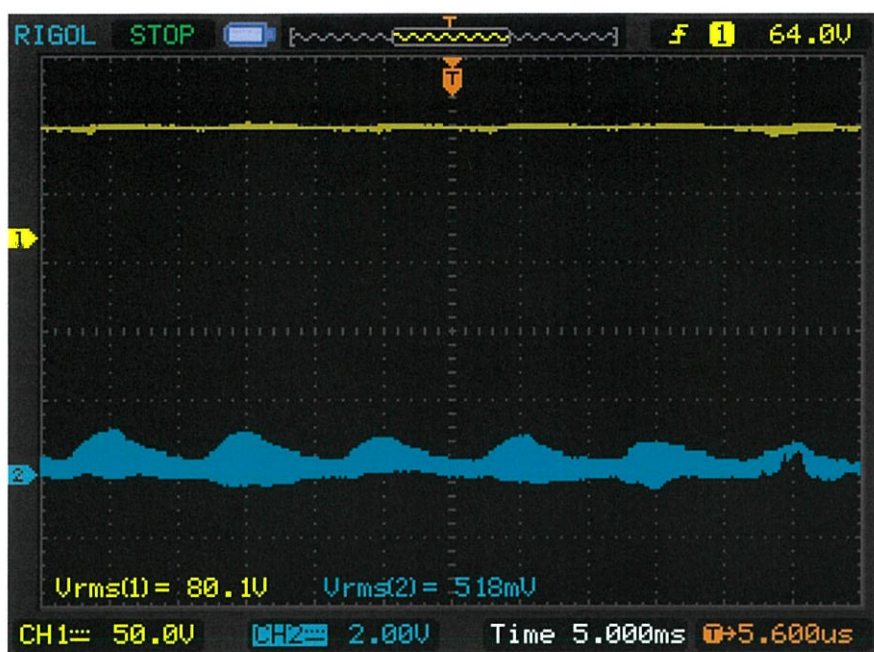
รูปที่4.27 แรงดันที่โหลด

4.3.2 แหล่งจ่ายทั้งสองมีกำลังใกล้เคียงกัน

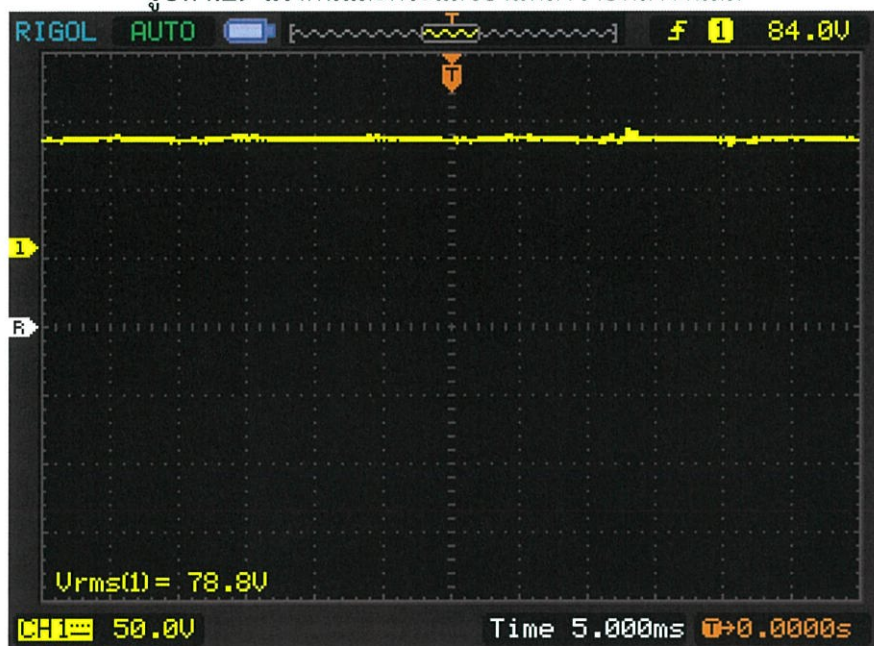
เมื่อกำลังทางด้านพลังงานแสงอาทิตย์มีค่าใกล้เคียงกับกำลังทางด้านพลังงานลม วงจรทั้งสองจะปรับระดับแรงดันให้มีขนาดใกล้เคียงกัน กระแสที่ไหลออกจากวงจรทั้งสองมีขนาดใกล้เคียงกันและสามารถทำงานร่วมกันได้ โดยวงจรของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะมีค่ากระแสมากกว่าเล็กน้อยรูปสัญญาณของแรงดันและกระแสด้านขาออกของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์จะแสดงในรูปที่4.28 พลังงานลมจะแสดงในรูปที่4.29 และแรงดันที่โหลดจะแสดงในรูปที่4.30 (สีเหลืองแสดงถึงแรงดัน สีฟ้าแสดงถึงกระแส 1V=1A)



รูปที่4.28 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์



รูปที่4.29 แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายพลังงานลม



รูปที่4.30 แรงดันที่โหลด

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

5.1 บทวิจารณ์

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาหลักการและการทำงานของระบบการเปลี่ยนแปลงกำลังผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลมโดยใช้วงจรแปรผันกำลังไฟตรง เพื่อให้ทั้งสองแหล่งจากทำงานร่วมกันได้ โดยควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 Delfino F28377S สร้างสัญญาณมาขับตัวสวิตช์ในวงจรแปรผันกำลังทั้งสอง โดยได้ทำการทดลองขับโหลดตัวต้านทาน เพื่อที่จะวัดสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านขาออกของวงจร ซึ่งผลการทดลองค่อนข้างเป็นที่น่าพึงพอใจซึ่งให้ผลในทางปฏิบัติสอดคล้องกับการจำลองที่ออกแบบไว้ในโปรแกรม MATLAB / SIMULINK นั่นคือวงจรแปรผันกำลังทั้งสองสามารถต่อร่วมกันและสามารถส่งถ่ายกำลังเสริมกันได้

5.2 บทสรุป

จากการศึกษาหลักการการทำงานของวงจรแปรผันกำลังไฟตรงแบบบูสต์และแบบ Phase Shift Full Bridge DC-DC และได้สร้างวงจรขึ้นมาเพื่อทำการทดลองต่อเข้าร่วมกันเพื่อขับโหลดความต้านทาน โดยจะต่อวงจรบูสต์เข้ากับแหล่งจ่ายแสงอาทิตย์ที่มีระดับแรงดันที่มากกว่า และวงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC กับแหล่งจ่ายพลังงานลมที่มีแรงดันที่น้อยกว่า เมื่อนำมาต่อเข้าร่วมกันแล้วบันทึกผลจะได้สัญญาณแรงดันและกระแส โดยศึกษาจากส่วนต่างๆสามารถสรุปได้ดังนี้

1. วงจรทั้งสองสามารถเพิ่มแรงดันเพื่อให้แรงดันทั้งสองมีขนาดใกล้เคียงกับและต่อเข้าร่วมกันได้
2. วงจรทั้งสองสามารถส่งถ่ายกำลังไปยังโหลดได้โดยจะมากขึ้นอยู่กับกำลังทางด้านอินพุตของแต่ละแหล่งจ่าย ถ้าแรงจ่ายมีกำลังมากก็จะส่งถ่ายกำลังได้มาก ถ้าแหล่งจ่ายมีกำลังน้อยก็จะส่งถ่ายกำลังได้น้อย
3. วงจรบูสต์สามารถเพิ่มแรงดันเพื่อที่จะหาจุดที่มีกำลังสูงสุดของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์ได้

5.3 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงการนี้ มีด้วยกันหลายด้าน ทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ โดยขั้นต้นในส่วนของปัญหาการคำนวณวงจรควบคุม จะต้องใช้เวลาการศึกษาการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์อยู่พอสมควร เพราะผู้จัดทำไม่ค่อยมีความรู้ความชำนาญด้านนี้มากนัก โดยเฉพาะการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปรผันกำลังแบบ Phase Shift Full Bridge DC-DC ทั้ง 4 ตัวให้ทำงานได้อย่างถูกต้อง

ต่อมาคือปัญหาเรื่องฮาร์ดแวร์ ที่ผู้จัดทำไม่ค่อยมีความชำนาญว่าอุปกรณ์ที่เราต้องการต้องใช้ไอซีเบอร์อะไรประเภทไหน ควรเลือกที่พิกัดเท่าไร วงจรภายในเป็นอย่างไร ทำให้ต้องทำการเข้าใจในตัวอุปกรณ์เป็นระยะเวลาหนึ่ง

ต่อมาคือปัญหาเรื่องฮาร์ดแวร์ ซึ่งวงจรที่ออกแบบมานั้นอาจไม่เป็นไปตามทฤษฎีทั้งหมด ทำให้การสรางมีการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงหลายครั้ง โดยเฉพาะวงจรกำลังที่ต้องใช้อุปกรณ์ในการสวิตช์จำนวนมาก เมื่อผิดพลาดและเกิดความเสียหาย ทำให้ต้องเสียเวลาและค่าใช้จ่ายในการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงค่อนข้างสูง

ปัญหาข้อสุดท้ายคือเรื่องของแหล่งจ่ายทั้งพลังงานลมและพลังงานแสงอาทิตย์ที่มีข้อจำกัดในการทำงานได้บางเวลาทำให้ต้องวางแผนและเตรียมการทดลองพอสมควร

เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน,อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(Power Electronics),พิมพ์ครั้งที่14, กรุงเทพมหานคร:ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี เจ. พรินติ้ง,2557
- [2] Mrs. Ramalaksh T. and Mrs. Jerril Gilda S.,Grid Connected PV/Wind Hybrid system with Improve Power Quality
- [3] Nadia Smith and Roy McCann, Analysis and simulation of multiple input interleaved boost converter for renewable energy application

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก
บทความวิชาการ

ระบบการเปลี่ยนพลังงานผสมผสานระหว่างเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม โดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรง

Hybrid PV and Wind Energy Conversion using DC-DC Converter

จักรวาล แสงฤทธิ์ ณิชกุล การวิภา ณิชกุลธวัช วัชรนเวทิน และธนมิตร โพธิ์วอ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง แขวงลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร/โทรสาร 027392478 Email.mostanamit7@gmail.com

บทคัดย่อ

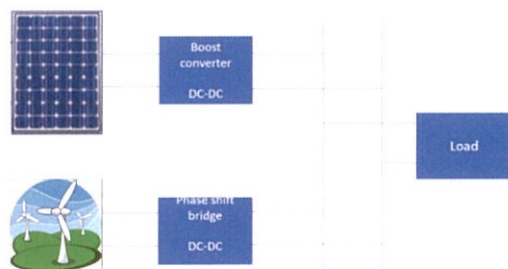
ปัญหานี้ได้ถูกจัดทำขึ้นโดยมีจุดประสงค์เพื่อที่จะเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนสองแหล่งคือพลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานลมซึ่งเป็นแหล่งจ่ายที่สามารถทำงานร่วมกันได้ โดยใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเพื่อให้แรงดันของทั้งสองวงจรมีค่าใกล้เคียงกันแล้วจึงนำมาขนานกันเพื่อให้ทั้งสองแหล่งจ่ายทำงานร่วมกันได้โดยใช้วงจรขยายกำลังไฟตรงแบบบูสต์และวงจร phase shift full bridge ที่ความถี่ในการสวิตซ์ที่ 25 KHz โดยสวิตซ์ที่ใช้ในทั้งสองวงจรจะเป็น IGBT-Diode ทำการควบคุมโดยใช้สัญญาณควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 Delfino F28377S เมื่อเชื่อมต่อกันทั้งสองวงจรสามารถส่งกำลังไปให้โหลดได้ โดยความมากน้อยอยู่ที่กำลังเดิมของแหล่งจ่ายนั้น

Abstract

This project is created for connect two different renewable sources, photovoltaic and wind, by DC rectifier. Voltage of both circuits will be closely then parallel them. We use DC boost converter and phase shift full bridge circuit which has 25 KHz switching frequency. Switch which we use in both circuits is IGBT and controll them by frequency controll from C2000 Delfino F28377S. When connected both circuits can transfer power to load that efficacy depend on primary power.

1. บทนำ

เนื่องจากสภาวะเรือนกระจกและปัญหาด้านพลังงาน จึงได้มีการคิดค้นเพื่อใช้พลังงานทดแทนเพื่อช่วยลดปัญหาข้างต้น โดยพลังงานทดแทนมีมากมายหลายประเภทซึ่งมีข้อดีและเสียต่างกันไป โดยกลุ่มของข้าพเจ้าจึงได้ทำ พลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานลมมาใช้ให้ทำงานผสมกันได้เพื่อลดข้อเสีย บางส่วนของข้อจำกัดในตัวพลังงานให้สามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพมากขึ้นโดยการทำวงจรเพื่อเพิ่มแรงดันให้ใกล้เคียงกันแล้วจึงนำมาขนานกันเพื่อนให้ทั้งสองแหล่งจ่ายสามารถเชื่อมต่อกันได้และมีกำลังไฟฟ้าไหลในทั้งสองตัวอุปกรณ์



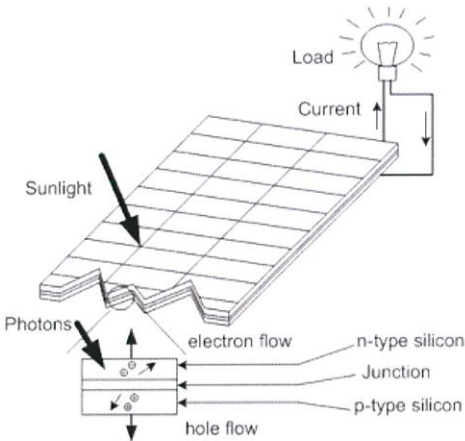
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมแสดงวงจรใน โครงการ

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ (Photovoltaic , PV)

2.1.1 โครงสร้างของเซลล์แสงอาทิตย์

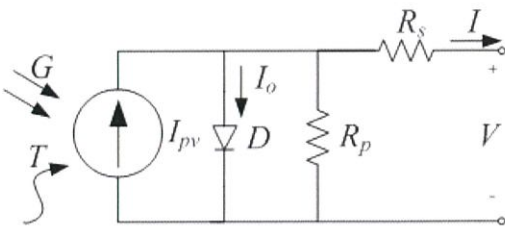
แผงเซลล์แสงอาทิตย์จะประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำบาง 2 ชนิดประกบกัน ชั้นแรกคือชั้น N-type ซึ่งจะมีสารฟอสฟอรัสเป็นส่วนประกอบ ส่วนชั้นที่สองคือ P-type จะมีสารโบรอนเป็นส่วนประกอบ



รูปที่ 2 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์

2.1.2 วงจรสมมูล

ระบบเซลล์แสงอาทิตย์สามารถแทนที่ได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่ต่อขนานกันกับไดโอด มีความต้านทานที่ต่อแยกและความต้านทานที่ต่ออนุกรมรวมอยู่ด้วย



รูปที่ 3 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์

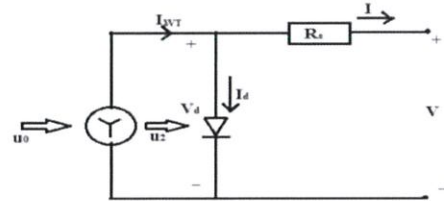
2.1.3 หลักการทำงาน

จะเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ไปเป็นพลังงานไฟฟ้า โดยขณะที่รังสีของแสงอาทิตย์ตกกระทบกับแผงจะมีอนุภาคโฟตรอน (Photon) ถ่ายเทพลังงานให้อิเล็กตรอนที่อยู่สารกึ่งตัวนำจนได้รับพลังงานมากพอจนเคลื่อนที่ออกไปอยู่ที่ชั้น N

และเกิดประจุบวกที่ชั้น P จนเกิดความต่างศักย์ที่รอยต่อระหว่างชั้น N และ P ดังนั้นเมื่อนำไปต่อเชื่อมต่อกับอุปกรณ์กระแสตรง กระแสไฟฟ้าก็จะไหลเข้าและสามารถนำไปทำงานได้ โดยขนาดของเครื่องกำเนิดเซลล์แสงอาทิตย์จะขึ้นกับกับขนาดของ แผงเซลล์แสงอาทิตย์ และจำนวนแถวที่อยู่ในแถวของเซลล์แสงอาทิตย์จำนวนแผงที่จำเป็นจะต่ออนุกรมกันโดยหาจากจำนวนแผงที่ต้องการสอดคล้องกันกับค่าแรงดันที่บัสและเอาต์พุตของแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะต้องรวมอินพุตของข้อมูลที่ตั้งเชิงภูมิศาสตร์ เช่นการแผ่รังสี อุณหภูมิ เป็นต้น

2.2ระบบกังหันลม (Wind Turbine System)

2.2.1 วงจรสมมูล



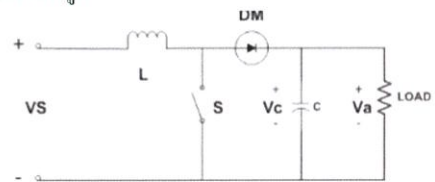
รูปที่ 4 วงจรสมมูลของลม

2.2.2หลักการทำงาน

กำลังที่มาจากลมโดยจะตามหลักอากาศพลศาสตร์ที่ไว้ออกแบบใบพัดและเปลี่ยนกำลังนั้นไปเป็นกำลังทางกล เครื่องกำเนิดพลังงานและกระแสของกังหันลมนั้นจะขึ้นกับเงื่อนไขของสถานที่ตั้งที่ต่างกันออกไปและน้ำหนักของกังหันลมที่ติดตั้ง

2.3วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงแบบบูสต์ (Boost Converter)

2.3.1 วงจรสมมูล



รูปที่ 5 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

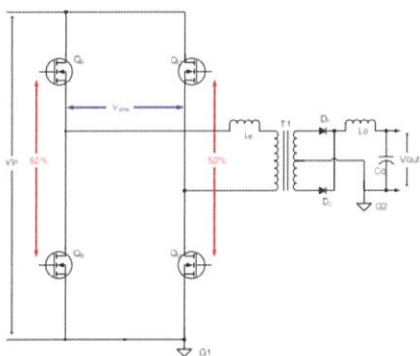
2.3.2หลักการทำงาน

เป็นวงจรที่สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้มีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต โดยจะทำงานตามรูปแบบการทำงานของสวิตช์

2.4 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบ Phase Shift Full Bridge DC-DC

มักใช้ในงานนำมอดระดับของ DC บัต์แรงดันสูง หรือในงานกำลังกลางหรือ เช่น Server power supplies , Telecom rectifiers , Battery charging system , Renewable energy โดยมีตัว Microcontroller เป็นตัวควบคุมซึ่งเป็นการเปลี่ยนจากการควบคุมผ่านทาง Hardware ไปเป็นควบคุมผ่านทาง Software ทำให้มีความง่ายและยืดหยุ่นในการควบคุมมากยิ่งขึ้น

2.4.1 หลักการทำงาน



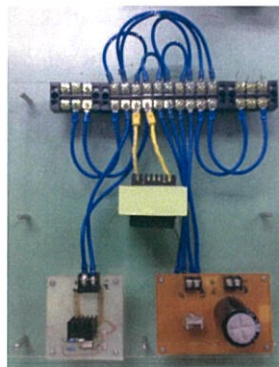
รูปที่ 7 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

จากวงจร Full Bridge ที่ประกอบด้วยสวิตช์ 4 ตัว เช่น MOSFET หรือ IGBTs และมีหม้อแปลงอยู่ทางฝั่งปฐมภูมิ และมี Diode Rectifier สำหรับ Synchronous Rectifier (SR) อยู่ทางฝั่ง Secondary ซึ่งทั้ง 4 ตัวจะสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยโหนดทางด้านเอาต์พุตจะเป็นแบบ RLC Series Resonant สวิตช์ Q_A และ Q_B จะถูกตั้งค้างอยู่ที่ 50% Duty Ratio และมีเฟสต่างกันอยู่ 180° ซึ่งกันและกัน ส่วนสวิตช์ Q_C และ Q_D ก็ถูกตั้งค้างอยู่ที่ 50% Duty Ratio และมีเฟสต่างกันอยู่ 180° ซึ่งกันและกัน โดยสัญญาณ PWM สวิตช์ซึ่งสำหรับกิ่งของ Q_C และ Q_D จะมีความต่างเฟสที่ขึ้นอยู่กันกับกิ่งของ Q_A และ Q_B ระยะการเปลี่ยนเฟสนี้จะกำหนดจำนวนการทับซ้อนกันระหว่างสวิตช์ที่ทแยงมุมซึ่งจะกำหนดปริมาณพลังงานที่ถ่ายโอน ด้านฝั่งทุติยภูมิจะมีไดโอด D_1 และ D_2 ไว้กรองกระแสอยู่สองตัว ในขณะที่ L_s และ C_s เป็นตัวกรองก่อนจะส่งออกทางด้านเอาต์พุต

3.การออกแบบและประกอบสร้าง

3.1 วงจรกำลังหลัก

3.1.1 วงจรบูสต์คอนเวอเตอร์



รูปที่ 6 วงจรบูสต์คอนเวอเตอร์

3.1.2 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC



รูปที่ 7 วงจร Phase Shift Full Bridge DC-DC

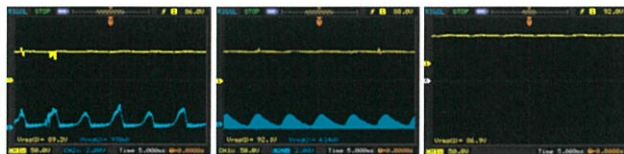
จากรูปวงจรทั้งสองสามารถแบ่งเป็นส่วนประกอบต่างๆ ได้ดังนี้

1. วงจรตรวจสอบแรงดัน(Voltage sensor Circuit)
2. วงจรตรวจจับกระแส(Current sensor Circuit)
3. วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive Circuit)

4.ผลการทดลอง

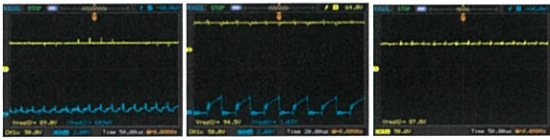
ผลการทดลองจะแบ่งเป็น 3 กรณี

4.1 กรณีกำลังทางด้านพลังงานแสงอาทิตย์มีค่ามากกว่าพลังงานลม



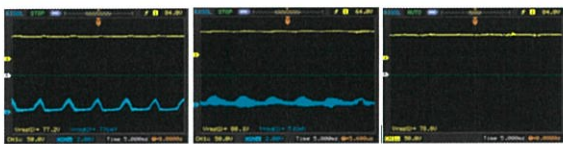
รูปที่ 8 แรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์ที่พลังงานลมและแรงดันรวมทั้งโหลด

4.2 กราฟกำลังทางด้านการพลังงานแสงอาทิตย์มีค่าน้อยกว่าพลังงานลม



รูปที่ 9 แรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์พลังงานลมและแรงดันรวมที่โหลด

4.3 กราฟกำลังทางด้านการพลังงานแสงอาทิตย์และ พลังงานลมมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 10 แรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์พลังงานลมและแรงดันรวมที่โหลด

5. สรุปผลการทดสอบ

วงจรที่สร้างขึ้นสามารถทำให้แหล่งจ่ายทั้งสองชนิดทำงานร่วมกันได้ และมีค่าของกระแสไหลออกจากทั้งสองแหล่งจ่าย โดยจะมากขึ้นขึ้นอยู่กับกำลังขาเข้าของแต่ละแหล่งจ่าย ถ้าแหล่งจ่ายมีกำลังมากก็จะส่งถ่ายกำลังไปถึงโหลดได้มาก ถ้าแหล่งจ่ายกำลังน้อยก็จะส่งถ่ายกำลังไปยังโหลดได้น้อย

วงจรแปรผันกำลังไฟตรงแบบบูสต์สามารถปรับอัตราการเปิดของสวิตช์เพื่อเพิ่มแรงดันหาจุดที่มีกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ได้

6. กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและปรึกษาจากรศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและควบคุมการดำเนินงาน โครงการงาน กลุ่มผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษาซึ่งในความอนุเคราะห์ จากท่านอาจารย์และขอขอบพระคุณท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญาโท ปริญญาเอก และเพื่อนๆในห้องแลป PMC ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่มอบแนวทางและให้คำชี้แนะตลอดจนความช่วยเหลือทางด้านการทดลองทั้งในทฤษฎีและปฏิบัติ จนทำให้โครงการสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่ผู้ที่เกี่ยวข้อง ในการเอื้ออำนวยความสะดวก ในการทำโครงการ ทำให้การปฏิบัติงานสำเร็จได้โดยราบรื่น

7. เอกสารอ้างอิง

[1] รศ.ดร.วีระชัย ชันเงิน, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(Power Electronics), พิมพ์ครั้งที่ 14, กรุงเทพมหานคร: ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินต์ติ้ง, 2557

[2] Mrs. Ramalaksh T. and Mrs. Jerril Gilda S., Grid Connected PV/Wind Hybrid system with Improve Power Quality

[3] Nadia Smith and Roy McCann, Analysis and simulation of multiple input interleaved boost converter for renewable energy application

10. ประวัติผู้เขียน



นายจักรวาล แสงฤทธิ์ รหัส 57010163
เกิดวันที่ 30 ธันวาคม 2358 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช ปัจจุบันกำลังศึกษา
ระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายณัฐพล การวิธา รหัส 57010439
เกิดวันที่ 31 มกราคม 2538 จังหวัดกรุงเทพมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษา
ระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายนัฐลภัส วัธนเวทิน รหัส57010459
เกิดวันที่ 25 กันยายน 2538 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษา
ระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายชนมิตร โพธิ์ รหัส57010562
เกิดวันที่ 30 ธันวาคม 2538 ที่จังหวัดพิจิตร ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรีภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ภาคผนวก ข
Poster นำเสนอ

Hybrid PV and Wind Energy Conversion Using DC-DC Converter

Jakkrawal sangrit, Nuttapon kanvicha, Natlapat Wattanavekin Thanamit phowor and Wijit Kinnares

Abstract

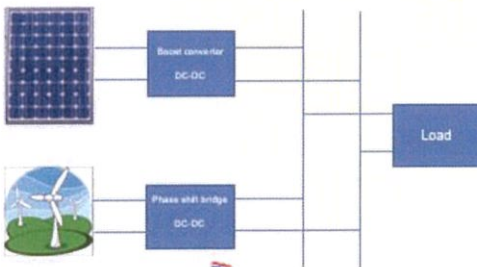
This project is created for connect two different renewable sources, photovoltaic and wind, by DC rectifier. Voltage of both circuits will be closely then parallel them. We use DC boost converter and phase shift full bridge circuit which has 25 KHz switching frequency. Switch which we use in both circuits is IGBT and control them by frequency controll from C2000 Delfilo F28377S. When connected both circuits can transfer power to load that efficacy depend on primary power.

Introduction

Because of greenhouse effect and problem of energy, the development of renewable energy source is becoming more and more attractive for decreasing the problem. Each renewable energy has different advantage. In this project we choose photovoltaic and wind to work together in order to reduce disadvantage. We create boost circuit for boost voltage, when they have closely voltage we bring connect both circuit in parallel.

Methodology

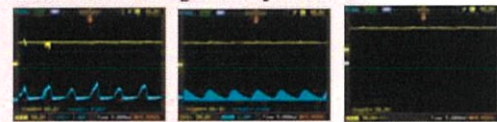
- Study and Design about Boost converter circuit and Phase shift bridge converter
- Simulate in Matlab and Simulink
- Record the result



Results

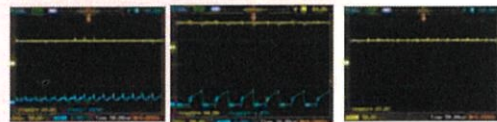
There are 3 cases

1. When Photovoltaic generates power more than Wind.



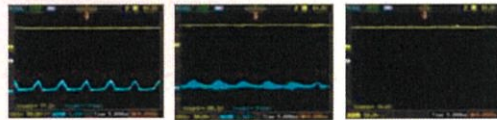
Photovoltaic Wind Voltage at load

2. When Wind generates power more than Photovoltaic.



Photovoltaic Wind Voltage at load

3. When Photovoltaic generates power as much as Wind.



Photovoltaic Wind Voltage at load

note - Yellow graph is voltage.
- Blue graph is current (1 V = 1 A)

Conclusion

Both sources can work together. Each source generates different power depend on time. When both sources work together, they can generate current to load depend on efficacy of sources. Which has more power than another so it will generate more current. It can have few power loss in boost circuit because it has loss on device.

References

- ศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับระบบ. วิศวกรรมเครื่องกล
- Grid Connected PV/Wind Hybrid system with Improve Power Quality by Mrs. Ramalaksh T. and Mrs. Jerril Gilda S.
- Analysis and simulation of multiple input interleaved boost converter for renewable energy application by Nadia Smith and Roy McCann



ภาคผนวก ค
อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

LA 55-P

Current Transducer LA 55-P

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



$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A		
I_m	Primary current, measuring range	0 ... ± 70	A		
R_{Ω}	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$		
		$R_{\Omega \text{ max}}$	$R_{\Omega \text{ min}}$		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\text{max}}$	10 100	60 95
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\text{max}}$	10 50	60 ⁽¹⁾ 60 ⁽¹⁾	
with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\text{max}}$	50 160	135 155		
@ $\pm 70 \text{ A}_{\text{max}}$	50 90	135 ⁽²⁾ 135 ⁽²⁾			
I_{SC}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA		
K_M	Conversion ratio	1 : 1000			
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V		
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_B	mA		
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_m , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.90	%
E_L	Linearity		< 0.15	%
I_0	Offset current @ $I_m = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{ov}	Residual current ⁽³⁾ @ $I_m = 0$, after an overload of $3 \times I_{m \text{ max}}$		± 0.3	mA
I_{dr}	Thermal drift of I_0	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6
t_a	Reaction time @ 10 % of $I_{m \text{ max}}$		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of $I_{m \text{ max}}$		< 1	μs
d/dt	d/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC ... 200	kHz

General data

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

Features

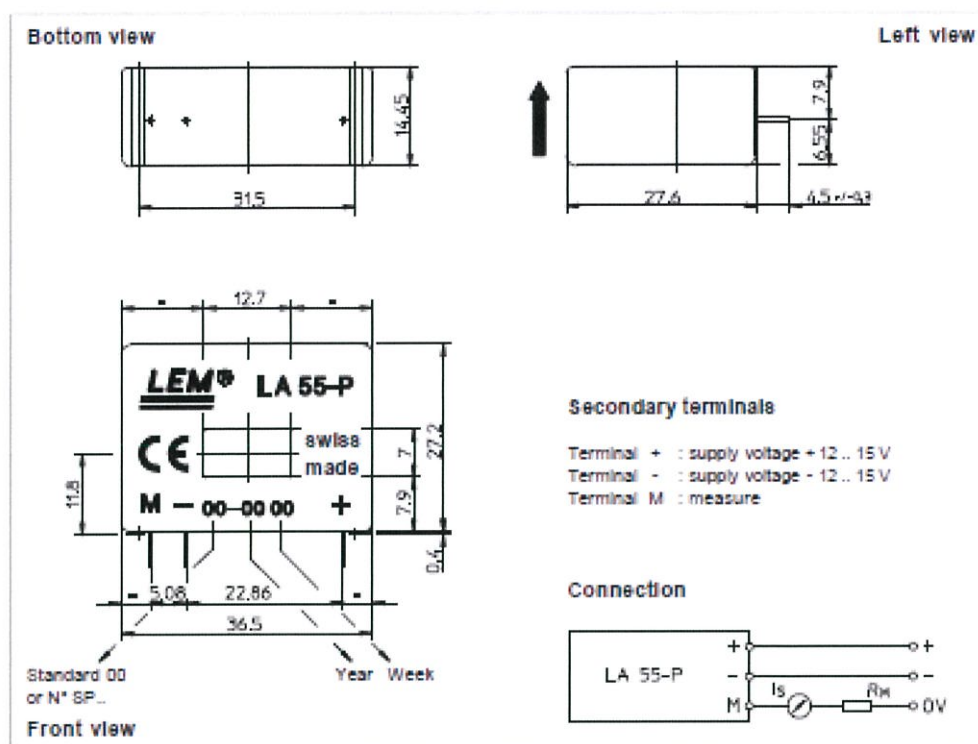
- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

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

Applications

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

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

Mechanical characteristics

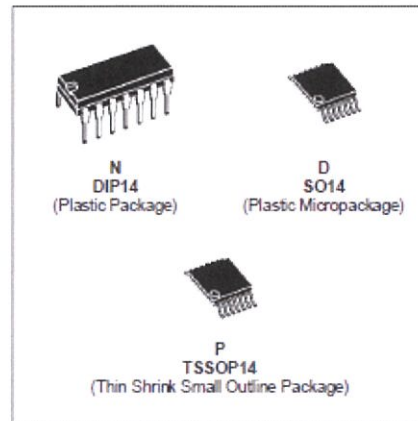
• General tolerance	± 0.2 mm
• Primary through-hole	12.7 x 7 mm
• Fastening & connection of secondary	3 pins 0.63 x 0.66mm
Recommended PCB hole	0.9 mm

Remarks

- I_p is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

TL084

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



DESCRIPTION

The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

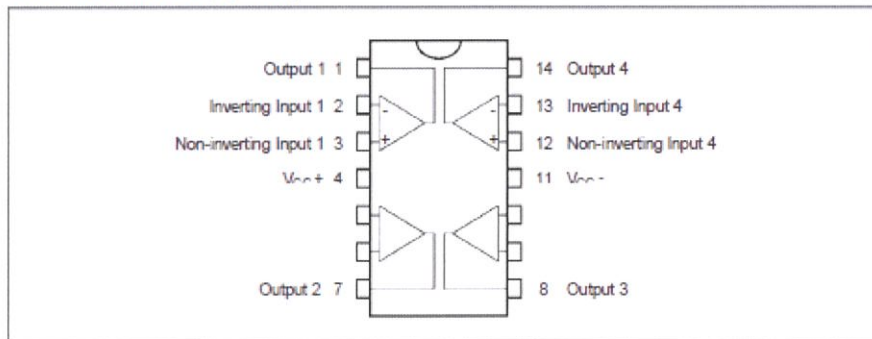
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

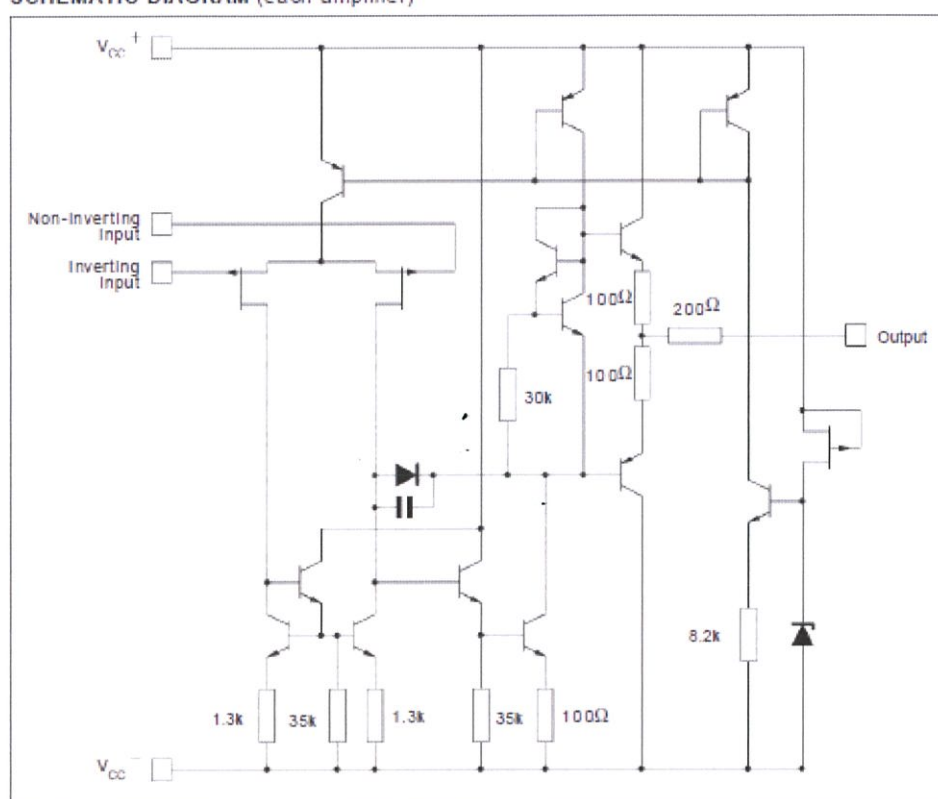
Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL084M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL084I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL084C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

Examples : TL084CN, TL084CD

PIN CONNECTIONS (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM (each amplifier)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)	± 18	V	
V_i	Input Voltage - (note 3)	± 15	V	
V_{id}	Differential Input Voltage - (note 2)	± 30	V	
P_{tot}	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL084C, AC, BC TL084I, AI, BI TL084M, AM, BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$

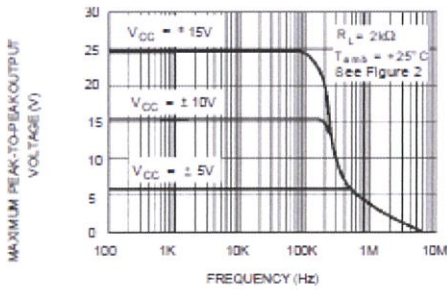
- Notes:
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^+ and V_{CC}^- .
 2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICSV_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

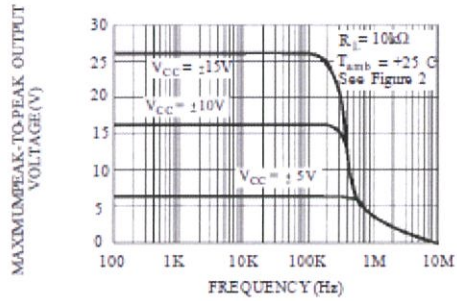
Symbol	Parameter	TL084I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL084C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		5	100 4		5	100 4	pA nA
I _b	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		20	200 20		30	400 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	88		70 70	88		dB
I _{CC}	Supply Current, per Amp, no Load T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{cm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	88		70 70	88		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{OOP}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		10 12 10 12	12 13.5	10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	16		8	16		V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K _{OV}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _V = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{PP})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _s = 100Ω)		15			15		nV √Hz
∅ _m	Phase Margin		45			45		Degrees
V _{O1} /V _{O2}	Channel Separation (A _V = 100)		120			120		dB

* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

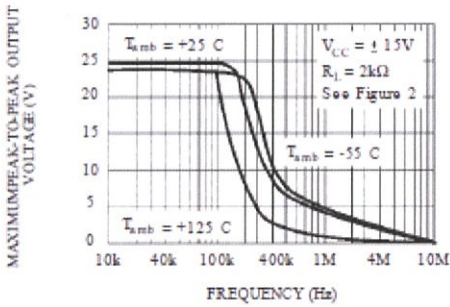
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



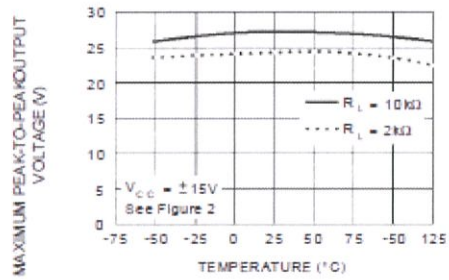
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



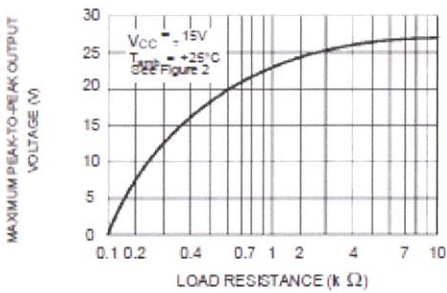
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



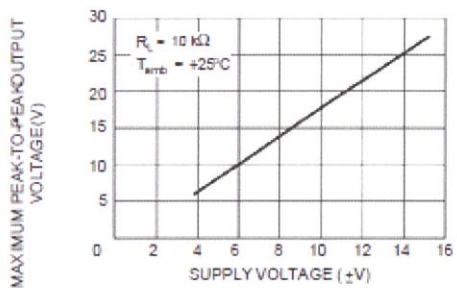
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



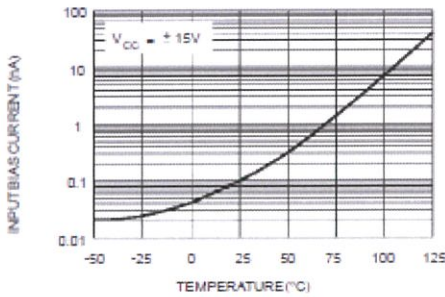
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE



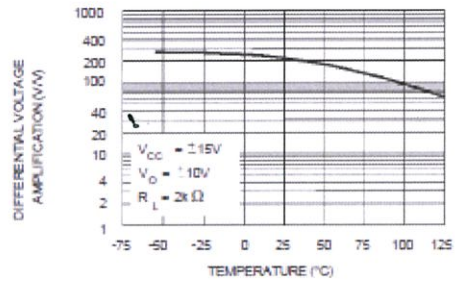
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE



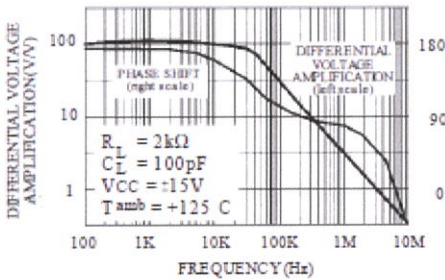
INPUT BIAS CURRENT VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



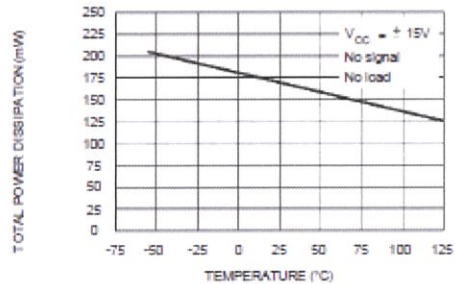
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



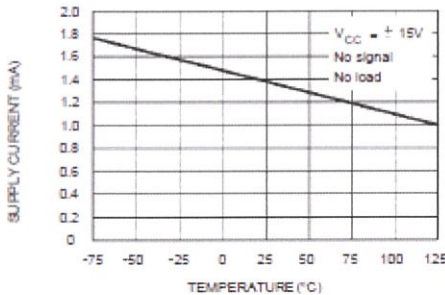
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT VERSUS FREQUENCY



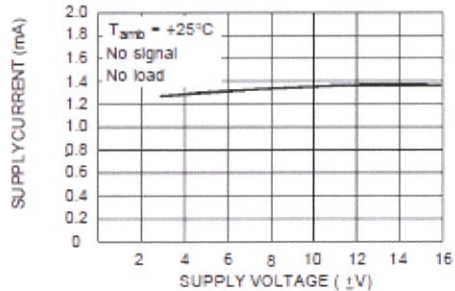
TOTAL POWER DISSIPATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



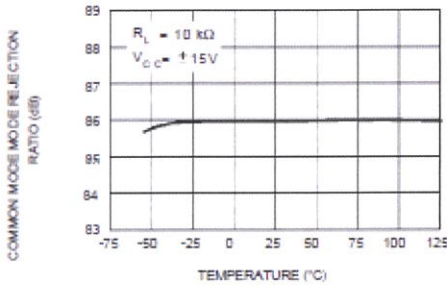
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



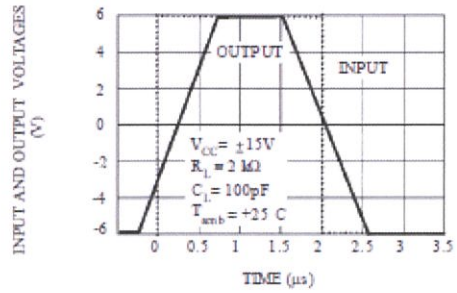
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS SUPPLY VOLTAGE



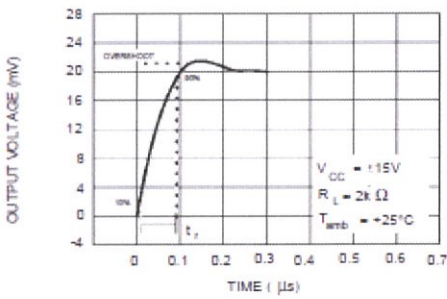
COMMON MODE REJECTION RATIO VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



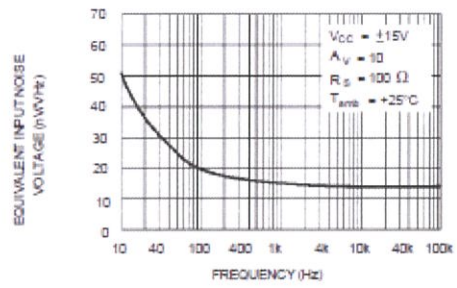
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



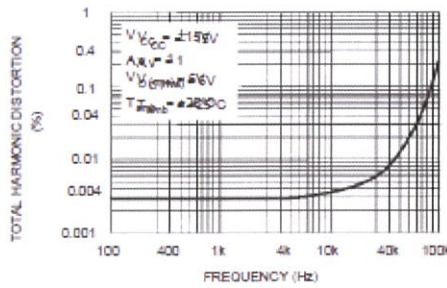
OUTPUT VOLTAGE VERSUS ELAPSED TIME



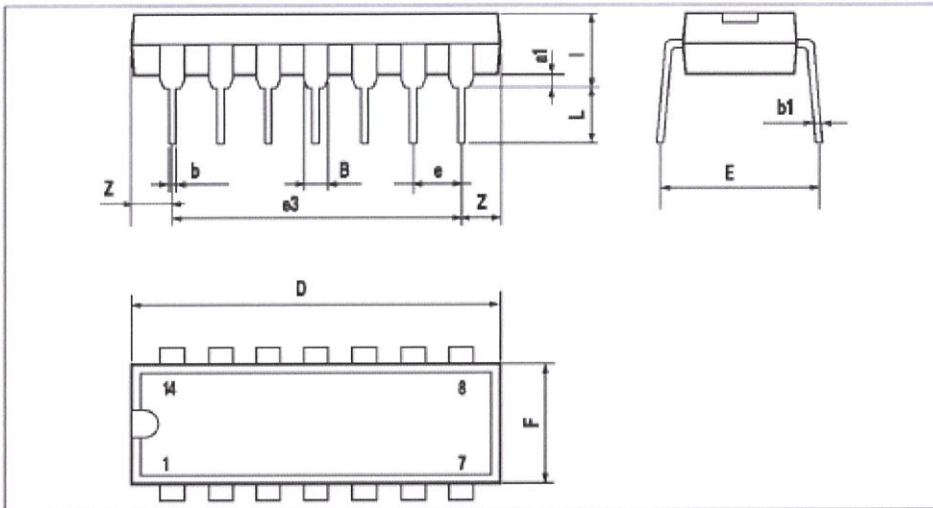
EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION VERSUS FREQUENCY



PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - PLASTIC DIP



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a_1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b_1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e_3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
i			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

DBL106G



RoHS
COMPLIANCE

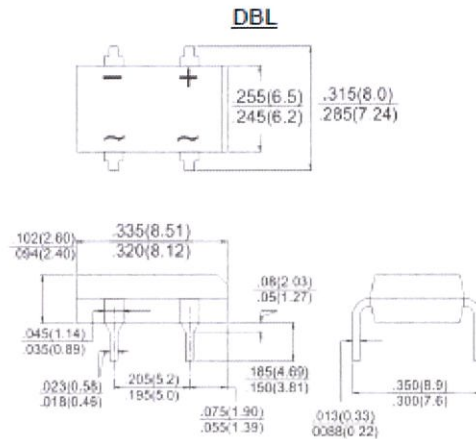


Features

- ◆ UL Recognized File # E-326854
- ◆ Glass passivated junction
- ◆ Ideal for printed circuit board
- ◆ Reliable low cost construction utilizing molded plastic technique
- ◆ High temperature soldering guaranteed: 260°C / 10 seconds at 5lbs., (2.3kg) tension
- ◆ High surge current capability
- ◆ Green compound with suffix "G" on packing code & prefix "G" on datecode

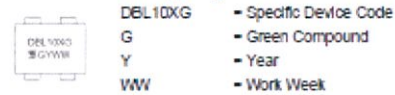
Mechanical Data

- ◆ Case: Molded plastic body
- ◆ Terminals: Pure tin plated, lead free, solderable per MIL-STD-202, Method 208
- ◆ Weight: 0.37 grams



Dimensions in inches and (millimeters)

Marking Diagram



Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.

Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.

For capacitive load, derate current by 20%

Type Number	Symbol	DBL 101G	DBL 102G	DBL 103G	DBL 104G	DBL 105G	DBL 106G	DBL 107G	Unit
Maximum Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current @ $T_A=40^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	1							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}	40						30	A
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) @ 1.0A	V_F	1.1							V
Maximum DC Reverse Current @ $T_A=25^\circ\text{C}$ at Rated DC Block Voltage @ $T_A=125^\circ\text{C}$	I_R	10						500	μA
Typical Junction Capacitance	C_j	25							pF
Typical Thermal Resistance (Note 2)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	40						15	$^\circ\text{C/W}$
Operating Temperature Range	T_J	- 55 to + 150							$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	- 55 to + 150							$^\circ\text{C}$

Notes 1: Pulse Test with PW=300 usec, 1% Duty Cycle

Notes 2: Thermal Resistance from Junction to Ambient and from Junction to Lead Mounted On P.C.B.
 With 0.2" x 0.2"(5mm x 5mm) Copper Pads.

FIG. 1 FORWARD CURRENT DERATING CURVE

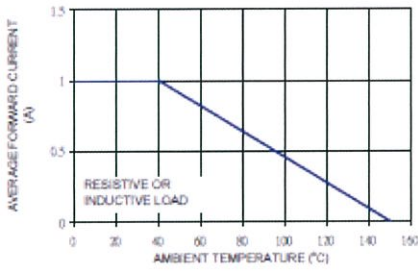


FIG. 2 TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

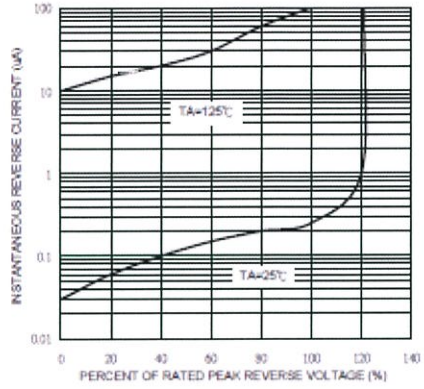


FIG. 3 MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

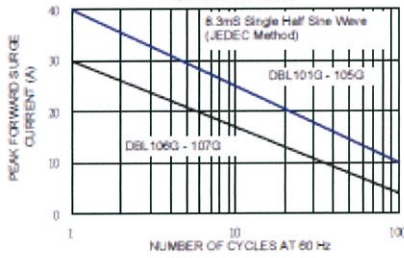


FIG. 4 TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE

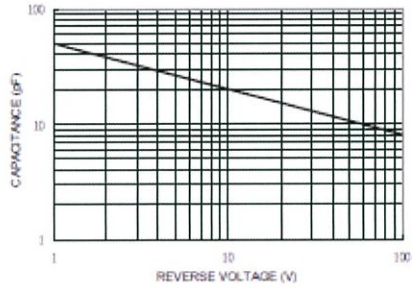
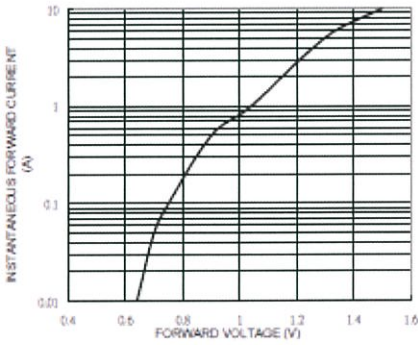


FIG. 5 TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS



ISO 124

FEATURES

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

DESCRIPTION

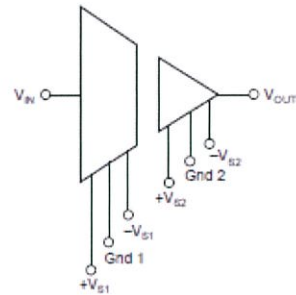
The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation, the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent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

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and $200\mu V/^\circ C$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{G1} and $\pm 5.5mA$ on V_{G2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

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

APPLICATIONS

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



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

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

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



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

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

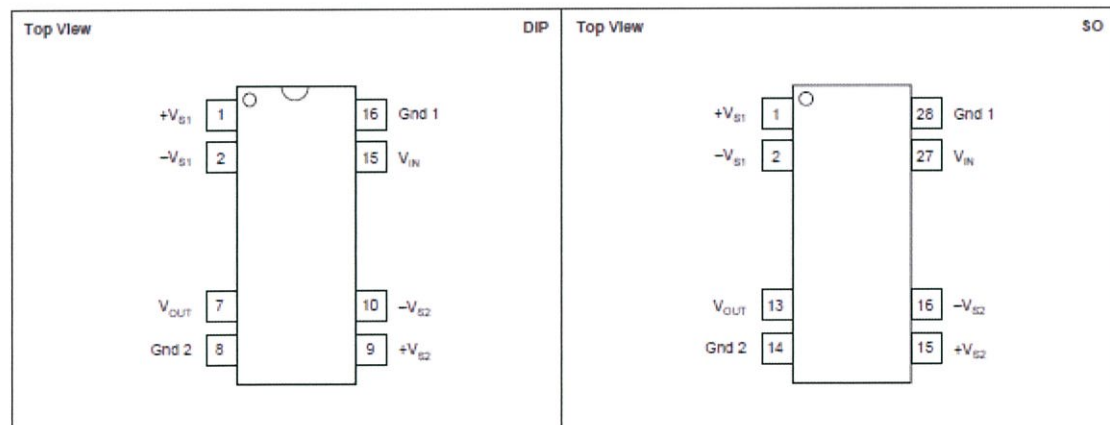
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

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

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

PIN CONFIGURATIONS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

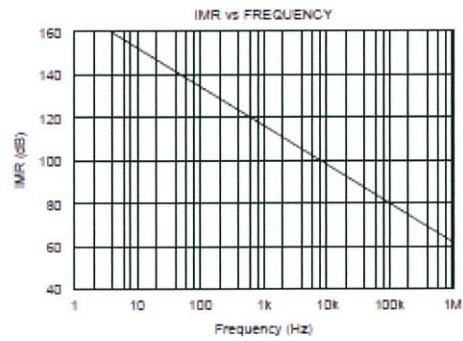
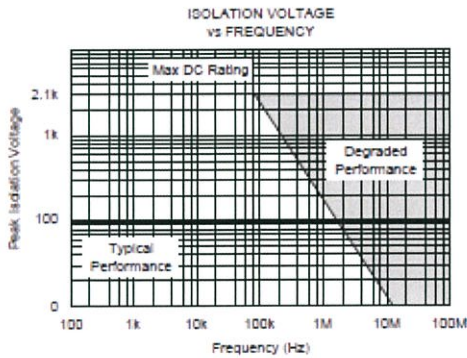
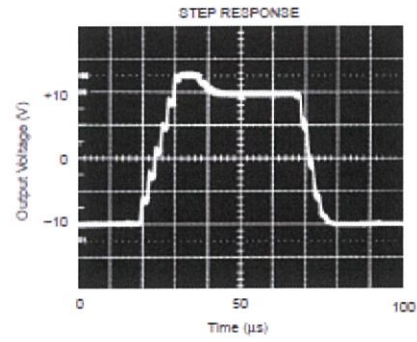
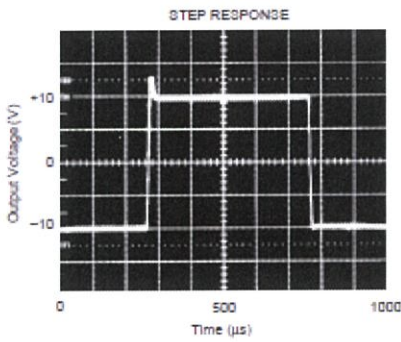
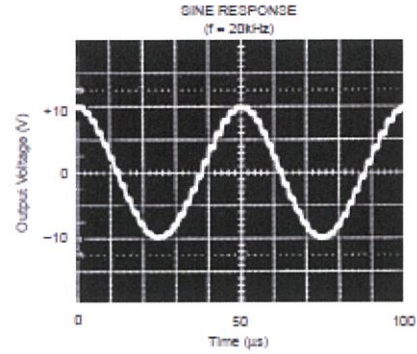
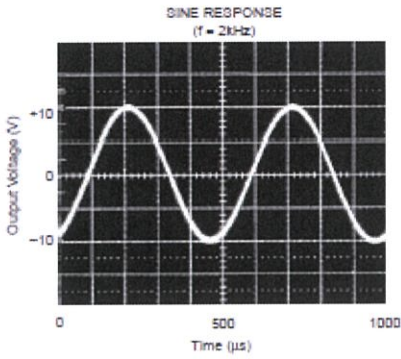
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{B1} = V_{B2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

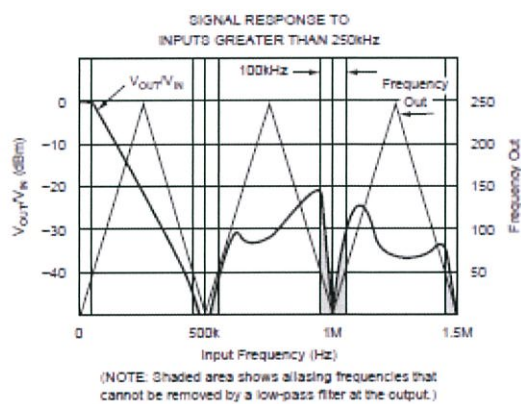
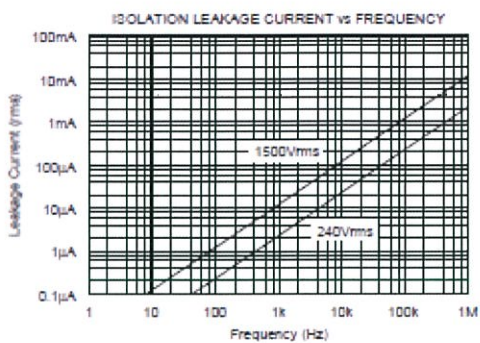
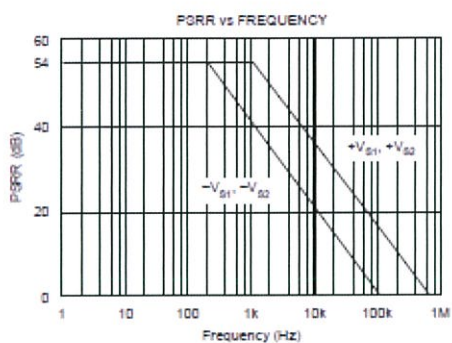
PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS	
		MIN	TYP	MAX		
ISOLATION Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test ⁽¹⁾ Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	1s, 5pC PD 60Hz $V_{ISO} = 240\text{Vrms}$	1500			Vac	
		2400			Vac	
			140			dB
			$10^{14} \parallel 2$ 0.18		0.5	$\Omega \parallel \text{pF}$ μArms
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity ⁽²⁾	$V_O = \pm 10\text{V}$		1		V/V	
			± 0.05	± 0.50	%FSR	
			± 10		ppm/ $^\circ\text{C}$	
			± 0.005	± 0.010	%FSR	
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20	± 50	mV	
			± 200		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
			± 2		mV/V	
			4		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$	
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5		V	
			200		k Ω	
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage ⁽³⁾		± 10	± 12.5		V	
		± 5	± 15		mA	
			0.1		μF	
			20		mVp-p	
FREQUENCY RESPONSE Small-Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_O = \pm 10\text{V}$		50		kHz	
			2		V/ μs	
			50		μs	
			350		μs	
			150		μs	
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{B1} V_{B2}		± 4.5	± 15		V	
				± 18	V	
			± 5.0	± 7.0	mA	
			± 5.5	± 7.0	mA	
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25		$+85$	$^\circ\text{C}$	
		-25		$+85$	$^\circ\text{C}$	
		-40		$+125$	$^\circ\text{C}$	
			100		$^\circ\text{C}/\text{W}$	
			65		$^\circ\text{C}/\text{W}$	

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fall on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

TYPICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, and $V_D = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.





LM 7915

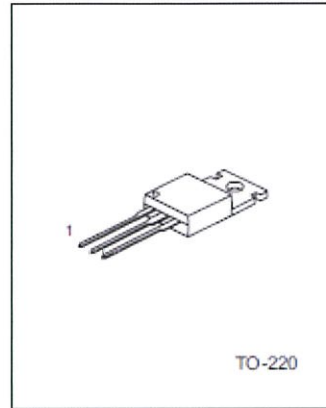
3 TERMINAL 1A NEGATIVE VOLTAGE REGULATOR

DESCRIPTION

The Contek 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.

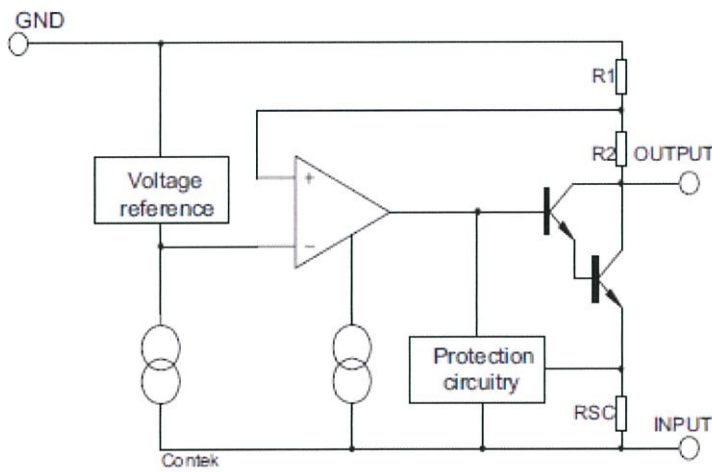
FEATURES

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



1:GND 2:Input 3:Output

BLOCK DIAGRAM



Contek7915 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Refer to test circuits, $0 < T_j < 125$ 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	$T_j = 25$ C	-14.4	-15.0	-15.6	V
		$5.0\text{mA} < I_o < 1.0\text{A}$, $P_o < 15\text{W}$ $V_i = -17.5\text{V}$ to -30V	-14.25	-15	-15.75	V
Line regulation	ΔV_o	$T_j = 25$ C, $V_i = -17.5\text{V}$ to -30V		12	300	mV
		$T_j = 25$ C, $V_i = -20\text{V}$ to -26V		6	150	mV
Load regulation	ΔV_o	$T_j = 25$ C, $I_o = 5.0\text{mA}$ to 1.5A		12	300	mV
		$T_j = 25$ C, $I_o = 250\text{mA}$ to 750mA		4	150	mV
Quiescent current	I_q	$T_j = 25$ C		3	6	mA
Quiescent current change	ΔI_q	$I_o = 5\text{mA}$ to 1.0A		0.05	0.5	mA
		$V_i = -17.5\text{V}$ to -30.5V		0.1	1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o / \Delta T$	$I_o = 5\text{mA}$		-0.9		mV/ C
Output noise voltage	V_N	$f = 10\text{Hz}$ to 100kHz , $T_a = 25$ C		250		μV
Ripple rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_i = -18.5\text{V}$ to -28.5V	54	60		dB
Dropout voltage	V_o	$I_o = 1.0\text{A}$, $T_j = 25$ C		2		V
Short circuit current	I_{sc}	$V_i = -35\text{V}$, $T_a = 25$ C		300		mA
peak current	I_{pk}	$T_j = 25$ C		2.2		A

APPLICATION CIRCUITS

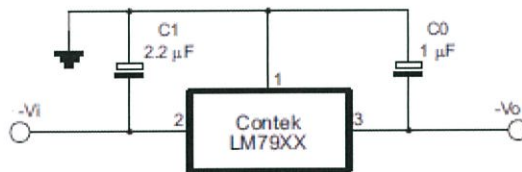
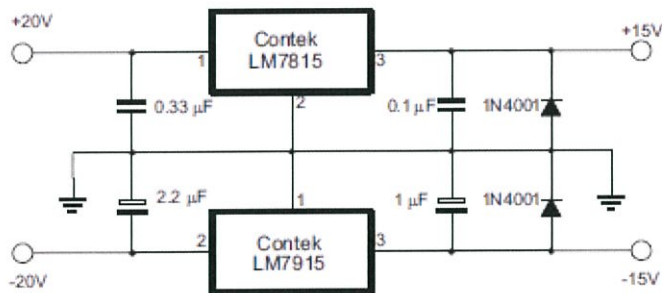


Fig.1 Fixed output regulator



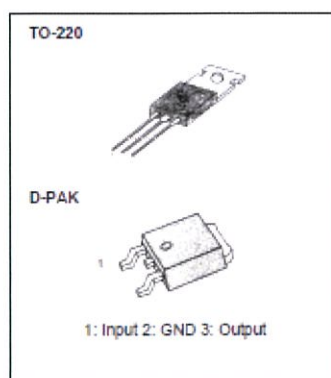
LM 7815

3-TERMINAL 1A POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

The LM78XX series of three-terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

FEATURES

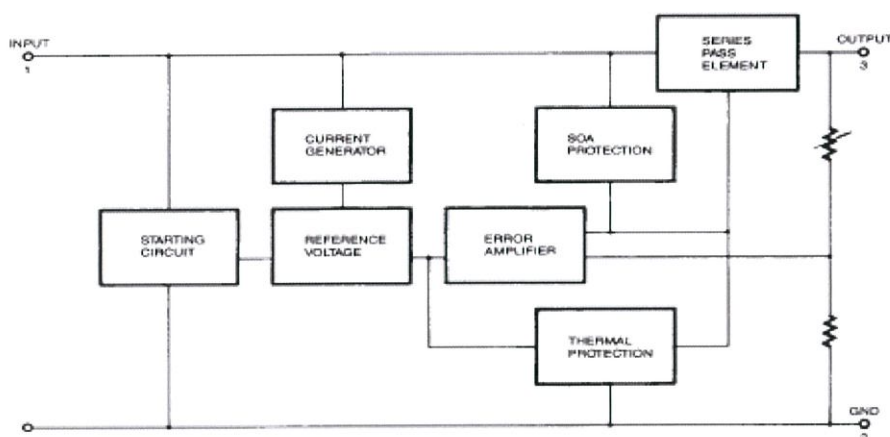
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 11, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor SOA Protection



ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature
KA78XXCT	± 4%	TO-220	0 ~ +125 °C
KA78XXAT	± 2%		-40 ~ +125 °C
KA78XXIT	± 4%		
KA78XXR	± 4%	D-PAK	0 ~ +125 °C
KA78XXAR	± 2%		-40 ~ +125 °C
KA78XXIR	± 4%		

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5\text{V}$ to 18V) (for $V_O = 24\text{V}$)	V_I	35	V
	V_I	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases	$R_{\theta JC}$	5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction-Air	$R_{\theta JA}$	65	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Temperature Range KA78XX/A/R/RA KA78XXI/RI	T_{OPR}	0 ~ +125	$^\circ\text{C}$
		-40 ~ +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^\circ\text{C}$

LM7815/I/R/RI ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Refer to test circuit, $T_{MIN} < T_J < T_{MAX}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 23\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Conditions	LM7815I			LM7815			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^\circ\text{C}$	14.4	15	15.6	14.4	15	15.6	V
		$5.0\text{mA} \leq I_O \leq 1.0\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 17.5\text{V}$ to 30V $V_I = 18.5\text{V}$ to 30V	14.2 5	15	15.75	14.25	15	15.75	
Line Regulation	ΔV_O	$T_J = +25^\circ\text{C}$ $V_I = 17.5\text{V}$ to 30V $V_I = 20\text{V}$ to 26V		11	300		11	300	mV
				3	150		3	150	
Load Regulation	ΔV_O	$T_J = +25^\circ\text{C}$ $I_O = 5\text{mA}$ to 1.5A $I_O = 250\text{mA}$ to 750mA		12	300		12	300	mV
				4	150		4	150	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^\circ\text{C}$		5.2	8		5.2	8	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5\text{mA}$ to 1.0A $V_I = 17.5\text{V}$ to 30V $V_I = 18.5\text{V}$ to 30V			0.5			0.5	mA
								1.0	
Output Voltage Drift	$\Delta V_O/\Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$		-1			-1		mV/ $^\circ\text{C}$
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10\text{Hz}$ to 100KHz , $T_A = +25^\circ\text{C}$		90			90		$\mu\text{V}/V_O$
Ripple Rejection	RR	$f = 120\text{Hz}$ $V_I = 18.5\text{V}$ to 28.5V	54	70		54	70		dB
Dropout Voltage	V_D	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$		2			2		V
Output Resistance	R_O	$f = 1\text{KHz}$		19			19		$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$		250			250		mA
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^\circ\text{C}$		2.2			2.2		A

* $T_{MIN} < T_J < T_{MAX}$ LM78XXI/RI: $T_{MIN} = -40^\circ\text{C}$, $T_{MAX} = +125^\circ\text{C}$ LM78XX/R: $T_{MIN} = 0^\circ\text{C}$, $T_{MAX} = +125^\circ\text{C}$ * Load and line regulation are specified at constant, junction temperature. Change in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Fig. 1 Quiescent Current

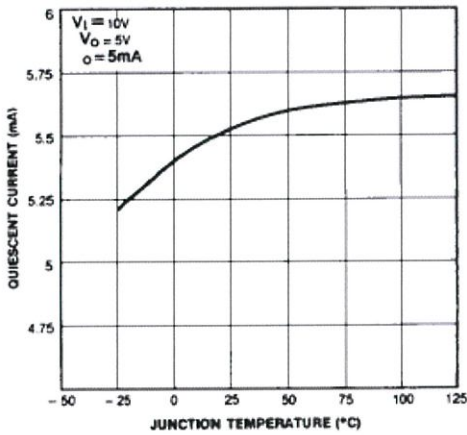


Fig. 2 Peak Output Current

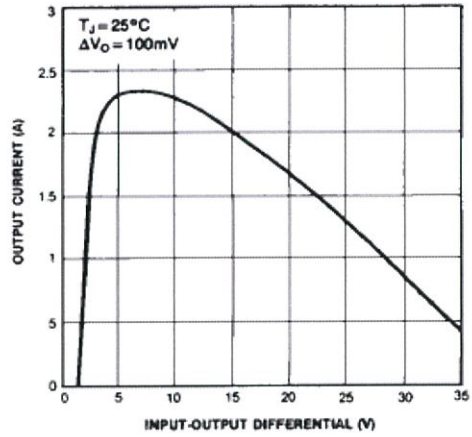


Fig. 3 Output Voltage

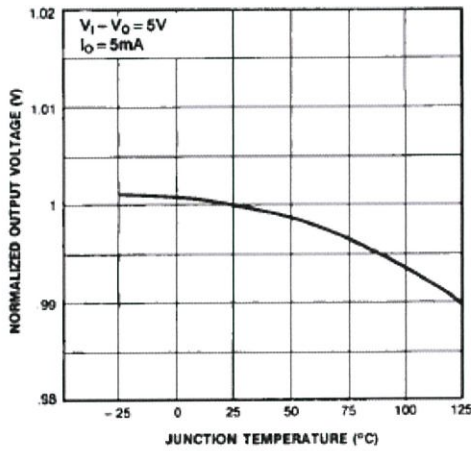
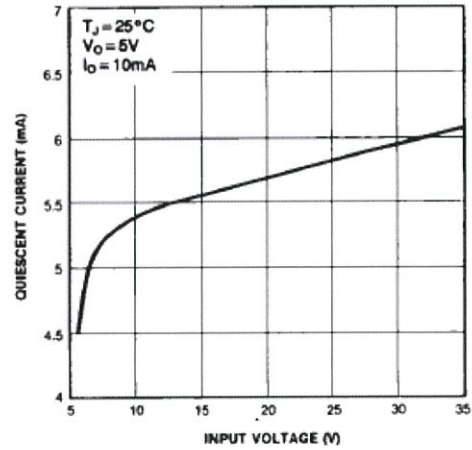


Fig. 4 Quiescent Current



TYPICAL APPLICATIONS

Fig. 6 DC Parameters

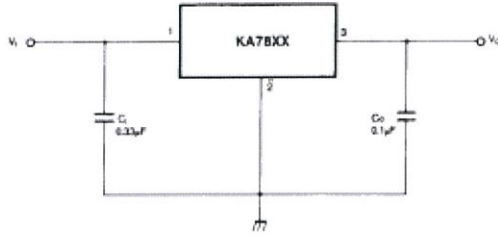


Fig. 8 Load Regulation

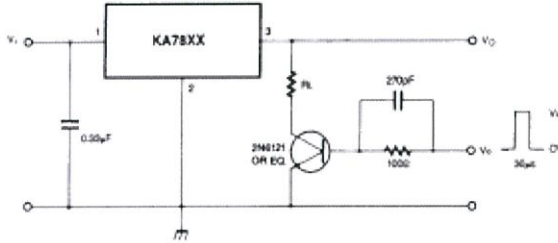


Fig. 7 Ripple Rejection

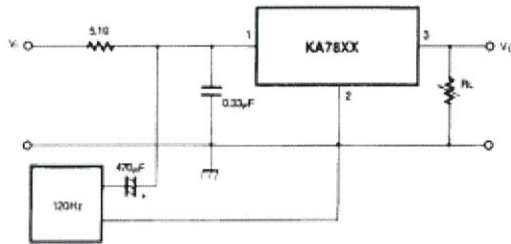


Fig. 8 Fixed Output Regulator

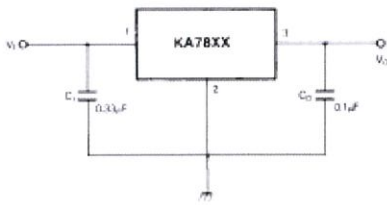
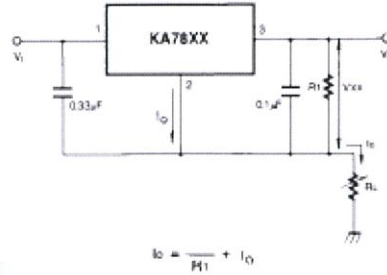


Fig. 9 Constant Current Regulator

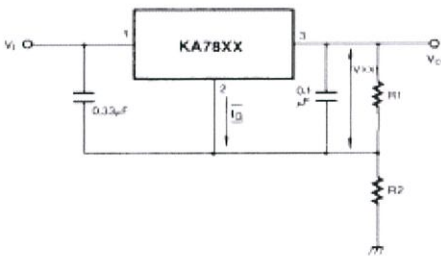


$$I_0 = \frac{V_0}{R1} + I_0$$

Notes:

- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX."
A common ground is required between the Input and the Output voltage. The Input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C_1 is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
- (3) C_0 improves stability and transient response.

Fig. 10 Circuit for Increasing Output Voltage



$$I_0 \approx 5 I_0$$

$$V_0 = V_{XX} (1 + R_2/R_1) + I_0 R_2$$

Fig. 11 Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

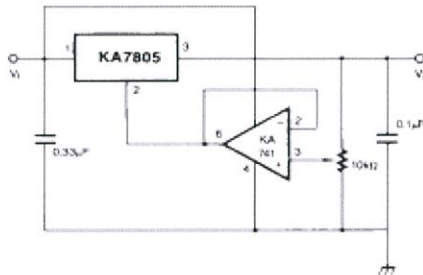


Fig. 12 High Current Voltage Regulator

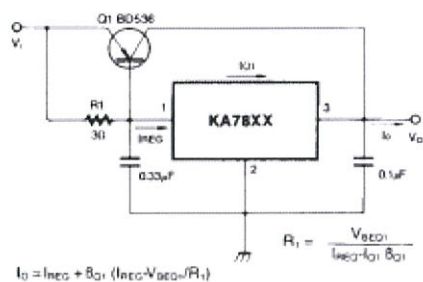


Fig. 13 High Output Current with Short Circuit Protection

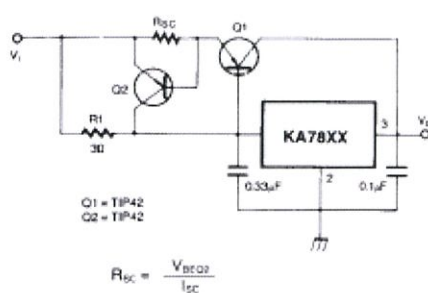


Fig. 14 Tracking Voltage Regulator

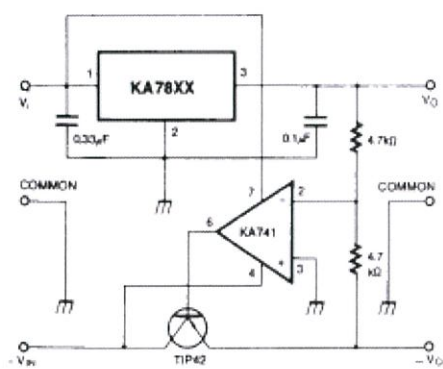
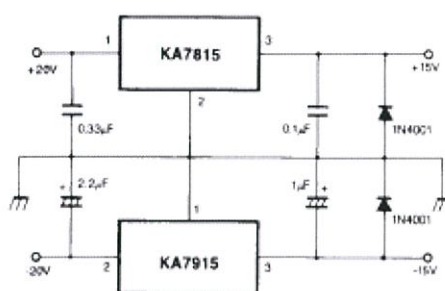
Fig. 15 Split Power Supply ($\pm 15V$ -1A)

Fig. 16 Negative Output Voltage Circuit

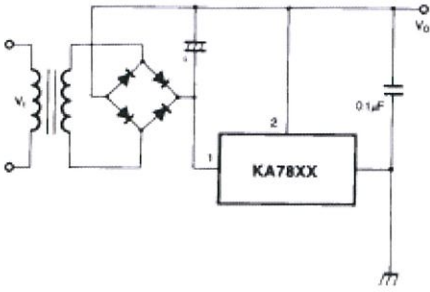
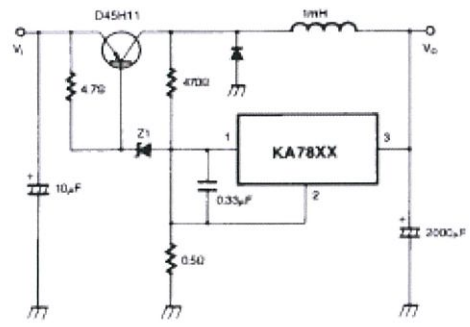


Fig. 17 switching Regulator



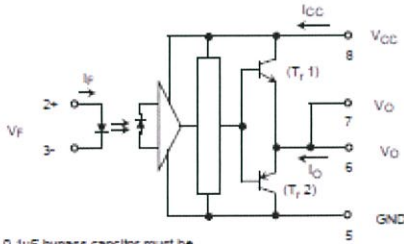
TLP 250

Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditioner
 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}): $10\text{--}35\text{V}$
 - Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
 - Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
 - Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
 - UL recognized: UL1877, file No. E67349
 - Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92, certificate No. 76823
 Maximum operating insulation voltage: $630V_{\text{PK}}$
 Highest permissible over voltage: $4000V_{\text{PK}}$
- (Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"
- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
 Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

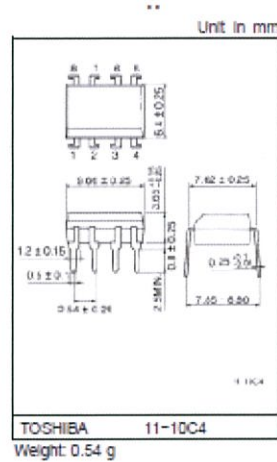
Schematic



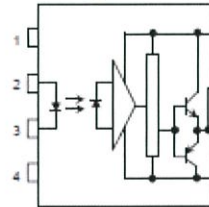
A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5. (See Note 5).

Truth Table

		Tr1	Tr2
		On	Off
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On



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}

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	(Ta ≤ 70°C)	V_O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_{CC}	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)		$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)		$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C
	Junction temperature		T_J	125	°C
Operating frequency (Note 3)		f	25	kHz	
Operating temperature range		T_{opr}	-20~85	°C	
Storage temperature range		T_{stg}	-55~125	°C	
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)		T_{sol}	260	°C	
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)		BV_S	2500	Vrms	

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

Note 2: Exponential waveform

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

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

Recommended Operating Conditions

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

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

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

Characteristic		Symbol	Test Cir- cut	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 _I	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	260	pF
Output current	"H" level	I _{OPH}	3	V _{CC} = 30V (*1)	I _F = 10 mA V _{GS} = 4V	-0.5	-1.5	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V _{GS} = 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 _{OCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11	
	"L" level	I _{OCL}	—	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 _{PLH}	—	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°C	—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R _S	—	V _S = 500V, Ta = 25°C R.H.s 60%	1×10 ¹²	10 ¹⁴	—	Ω

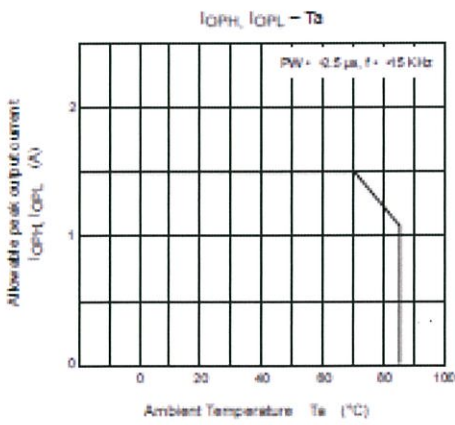
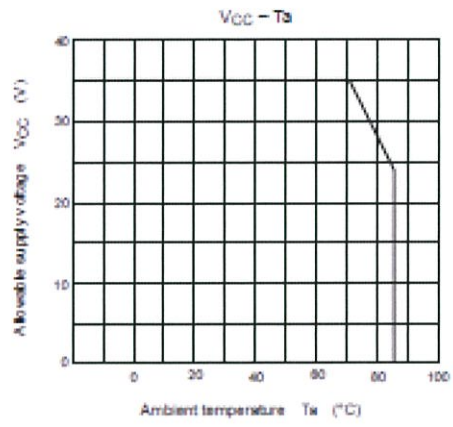
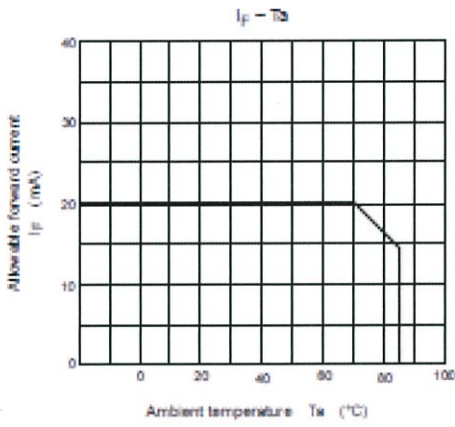
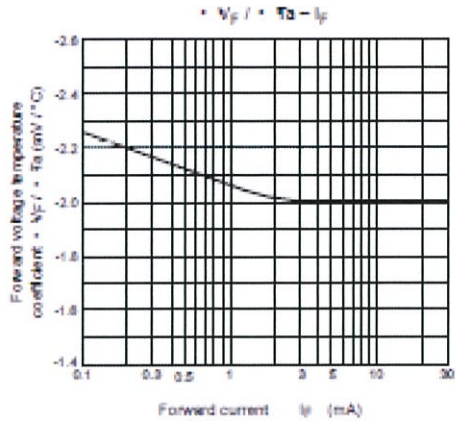
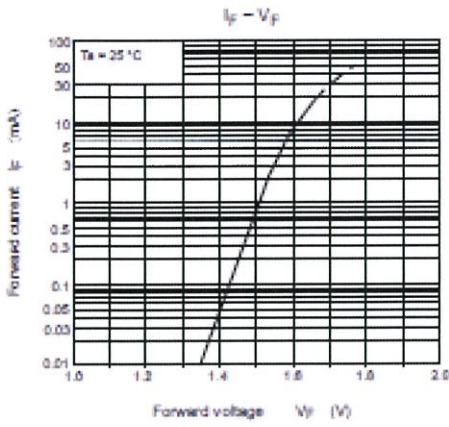
* All typical values are at Ta = 25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50μs

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}	$I_f = 8\text{mA}$ (Note 7) $V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t_{PHL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t_r			—	—	—	
Output fall time	t_f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	C_{MH}	7	$V_{CM} = 600\text{V}$, $I_f = 8\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	C_{ML}	7	$V_{CM} = 600\text{V}$, $I_f = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	V / μs

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

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



MC 34072

Single Supply 3.0 V to 44 V Operational Amplifiers

Quality bipolar fabrication with innovative design concepts are employed for the MC33071/72/74, MC34071/72/74 series of monolithic operational amplifiers. This series of operational amplifiers offer 4.5 MHz of gain bandwidth product, 13 V/ μ s slew rate and fast settling time without the use of JFET device technology. Although this series can be operated from split supplies, it is particularly suited for single supply operation, since the common mode input voltage range includes ground potential (V_{EE}). With a Darlington input stage, this series exhibits high input resistance, low input offset voltage and high gain. The all NPN output stage, characterized by no deadband crossover distortion and large output voltage swing, provides high capacitance drive capability, excellent phase and gain margins, low open loop high frequency output impedance and symmetrical source/sink AC frequency response.

The MC33071/72/74, MC34071/72/74 series of devices are available in standard or prime performance (A Suffix) grades and are specified over the commercial, industrial/vehicular or military temperature ranges. The complete series of single, dual and quad operational amplifiers are available in plastic DIP, SOIC and TSSOP surface mount packages.

Features

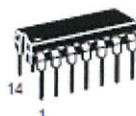
- Wide Bandwidth: 4.5 MHz
- High Slew Rate: 13 V/ μ s
- Fast Settling Time: 1.1 μ s to 0.1%
- Wide Single Supply Operation: 3.0 V to 44 V
- Wide Input Common Mode Voltage Range: Includes Ground (V_{EE})
- Low Input Offset Voltage: 3.0 mV Maximum (A Suffix)
- Large Output Voltage Swing: -14.7 V to +14 V (with ± 15 V Supplies)
- Large Capacitance Drive Capability: 0 pF to 10,000 pF
- Low Total Harmonic Distortion: 0.02%
- Excellent Phase Margin: 60°
- Excellent Gain Margin: 12 dB
- Output Short Circuit Protection
- ESD Diodes/Clamps Provide Input Protection for Dual and Quad
- Pb-Free Packages are Available



PDIP-8
P SUFFIX
CASE 626



SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751



PDIP-14
P SUFFIX
CASE 646



SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 17 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 18 of this data sheet.

PIN CONNECTIONS

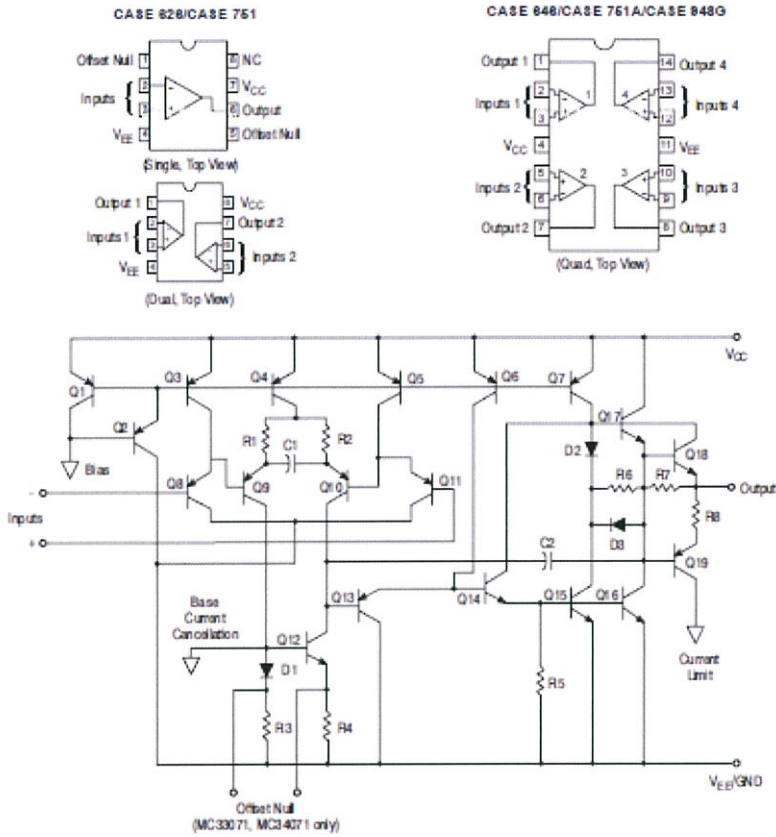


Figure 1. Representative Schematic Diagram
(Each Amplifier)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage (from V_{EE} to V_{CC})	V_B	+44	V
Input Differential Voltage Range	V_{IDR}	(Note 1)	V
Input Voltage Range	V_{IR}	(Note 1)	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t_{SC}	Indefinite	Sec
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-60 to +150	$^{\circ}\text{C}$

1. Either or both Input voltages should not exceed the magnitude of V_{CC} or V_{EE} .
2. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T_J) is not exceeded (see Figure 2).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L =$ connected to ground, unless otherwise noted. See Note 3 for $T_A = T_{low}$ to T_{High})

Characteristic	Symbol	A Suffix			Non-Suffix			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_B = 100\ \Omega$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$) $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{ V}$, $V_{EE} = 0\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = T_{low}$ to T_{High}	V_{IO}	-	0.5	3.0	-	1.0	5.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_B = 10\ \Omega$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $T_A = T_{low}$ to T_{High}	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current ($V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to T_{High}	I_{IB}	-	100	500	-	100	500	nA
Input Offset Current ($V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to T_{High}	I_{IO}	-	6.0	50	-	6.0	75	nA
Input Common Mode Voltage Range $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to T_{High}	V_{ICR}	V_{EE} to $(V_{CC} - 1.8)$ V_{EE} to $(V_{CC} - 2.2)$			V_{EE} to $(V_{CC} - 1.8)$ V_{EE} to $(V_{CC} - 2.2)$			V
Large Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to T_{High}	A_{VOL}	50 25	100 -	- -	25 20	100 -	- -	V/mV
Output Voltage Swing ($V_{ID} = \pm 1.0\text{ V}$) $V_{CC} = +5.0\text{ V}$, $V_{EE} = 0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{low}$ to T_{High}	V_{OH}	3.7 13.6 13.4	4.0 14 -	- - -	3.7 13.6 13.4	4.0 14 -	- - -	V
V_{OL} $V_{CC} = +5.0\text{ V}$, $V_{EE} = 0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{low}$ to T_{High}	V_{OL}	- - -	0.1 -14.7 -	0.3 -14.3 -13.5	- - -	0.1 -14.7 -	0.3 -14.3 -13.5	V
Output Short Circuit Current ($V_{ID} = 1.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) Source Sink	I_{SC}	10 20	30 30	- -	10 20	30 30	- -	mA
Common Mode Rejection $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = V_{ICR}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	CMR	80	97	-	70	97	-	dB
Power Supply Rejection ($R_B = 100\ \Omega$) $V_{CC}/V_{EE} = +16.5\text{ V}/-16.5\text{ V}$ to $+13.5\text{ V}/-13.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	PSR	80	97	-	70	97	-	dB
Power Supply Current (Per Amplifier, No Load) $V_{CC} = +5.0\text{ V}$, $V_{EE} = 0\text{ V}$, $V_O = +2.5\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $T_A = T_{low}$ to T_{High}	I_D	- - -	1.6 1.9 -	2.0 2.5 2.8	- - -	1.6 1.9 -	2.0 2.5 2.8	mA

3. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC33071, 2, 4, /A
 $= 0^\circ\text{C}$ for MC34071, 2, 4, /A
 $= -40^\circ\text{C}$ for MC34072, 4/V

$T_{High} = +85^\circ\text{C}$ for MC33071, 2, 4, /A
 $= +70^\circ\text{C}$ for MC34071, 2, 4, /A
 $= +125^\circ\text{C}$ for MC34072, 4/V

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L = \text{connected to ground}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	A Suffix			Non-Suffix			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate ($V_{in} = -10\text{ V to }+10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 500\text{ pF}$) $A_V = +1.0$ $A_V = -1.0$	SR	8.0	10	-	8.0	10	-	V/ μs
Settling Time (10 V Step, $A_V = -1.0$) To 0.1% (+1/2 LSB of 9-Bits) To 0.01% (+1/2 LSB of 12-Bits)	t_s	-	1.1	-	-	1.1	-	μs
Gain Bandwidth Product ($f = 100\text{ kHz}$)	GBW	3.5	4.5	-	3.5	4.5	-	MHz
Power Bandwidth $A_V = +1.0$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_O = 20\text{ V}_{pp}$, THD = 5.0%	BW	-	160	-	-	160	-	kHz
Phase margin $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 300\text{ pF}$	f_m	-	60	-	-	60	-	Deg
Gain Margin $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 300\text{ pF}$	A_m	-	12	-	-	12	-	dB
Equivalent Input Noise Voltage $R_B = 100\ \Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$	e_n	-	32	-	-	32	-	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current $f = 1.0\text{ kHz}$	i_n	-	0.22	-	-	0.22	-	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Differential Input Resistance $V_{CM} = 0\text{ V}$	R_{in}	-	150	-	-	150	-	M Ω
Differential Input Capacitance $V_{CM} = 0\text{ V}$	C_{in}	-	2.5	-	-	2.5	-	pF
Total Harmonic Distortion $A_V = +1.0$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $2.0\text{ V}_{pp} \leq V_O \leq 20\text{ V}_{pp}$, $f = 10\text{ kHz}$	THD	-	0.02	-	-	0.02	-	%
Channel Separation ($f = 10\text{ kHz}$)	-	-	120	-	-	120	-	dB
Open Loop Output Impedance ($f = 1.0\text{ MHz}$)	$ Z_o $	-	30	-	-	30	-	Ω

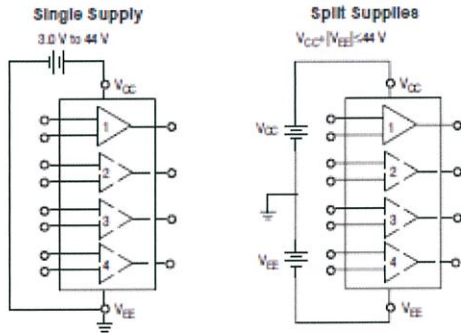
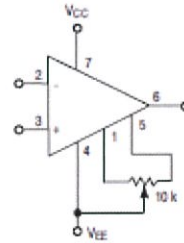


Figure 2. Power Supply Configurations



Offset nulling range is approximately $\pm 80\text{ mV}$ with a 10 k potentiometer (MC33071, MC34071 only).

Figure 3. Offset Null Circuit

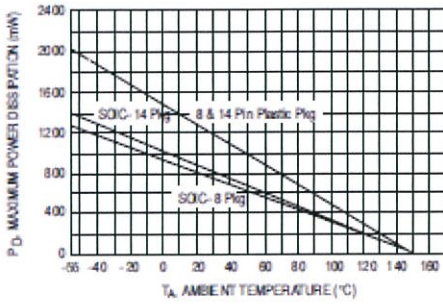


Figure 4. Maximum Power Dissipation versus Temperature for Package Types

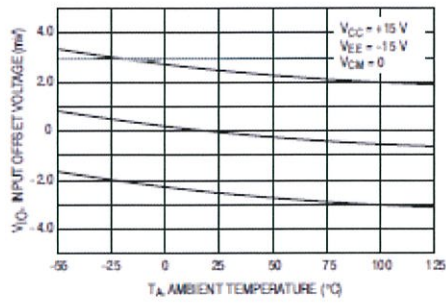


Figure 5. Input Offset Voltage versus Temperature for Representative Units

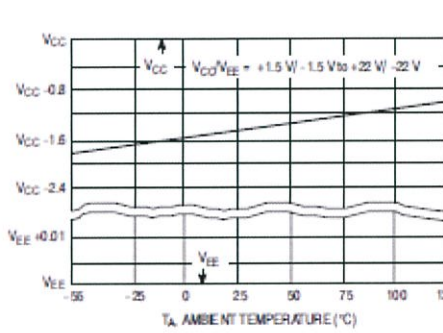


Figure 6. Input Common Mode Voltage Range versus Temperature

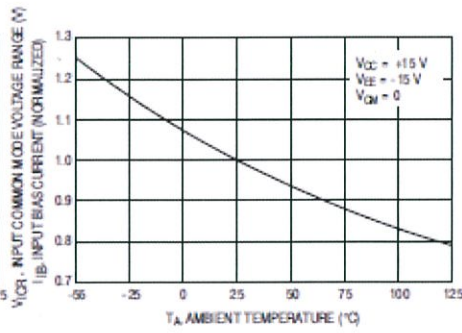


Figure 7. Normalized Input Bias Current versus Temperature

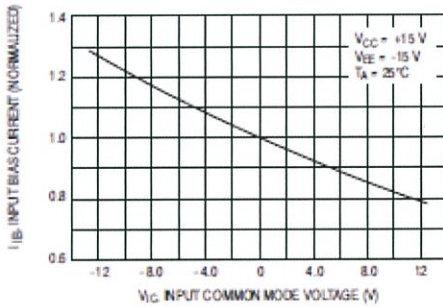


Figure 8. Normalized Input Bias Current versus Input Common Mode Voltage

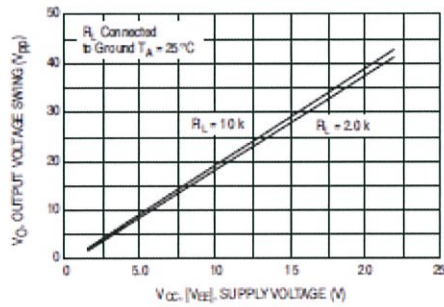


Figure 9. Split Supply Output Voltage Swing versus Supply Voltage

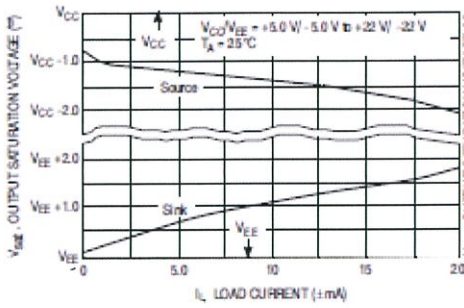


Figure 10. Single Supply Output Saturation versus Load Current

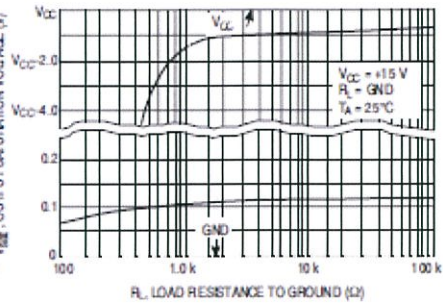


Figure 11. Split Supply Output Saturation versus Load Resistance

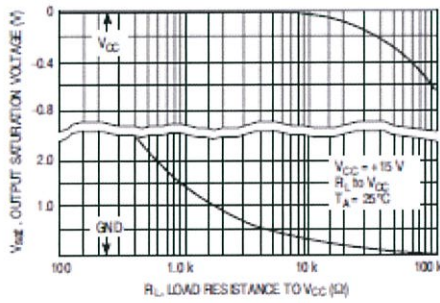


Figure 12. Single Supply Output Saturation versus Load Resistance to Ground

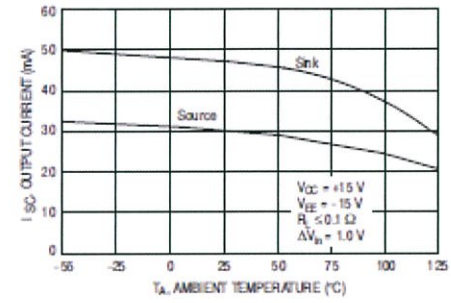


Figure 13. Output Short Circuit Current versus Temperature

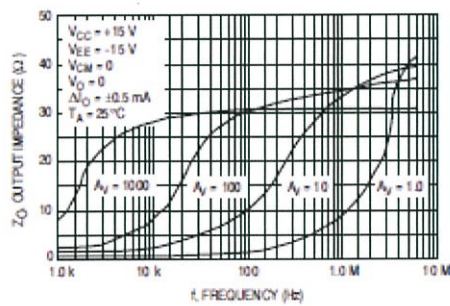


Figure 14. Output Impedance versus Frequency

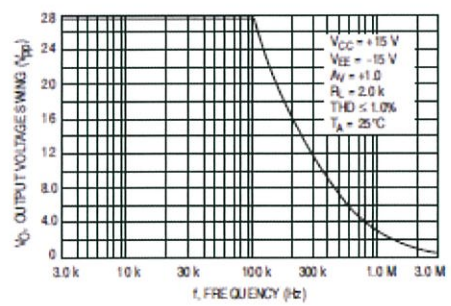


Figure 15. Output Voltage Swing versus Frequency

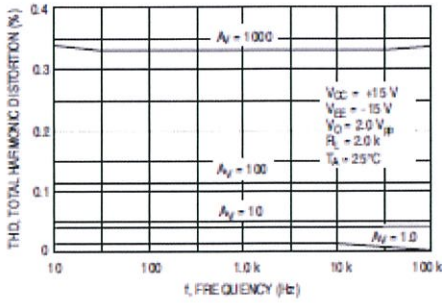


Figure 16. Total Harmonic Distortion versus Frequency

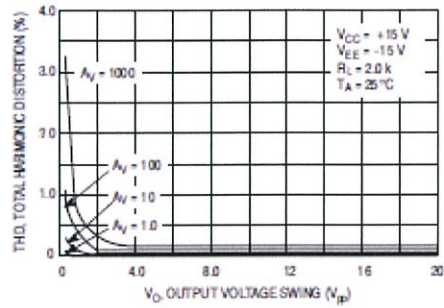


Figure 17. Total Harmonic Distortion versus Output Voltage Swing

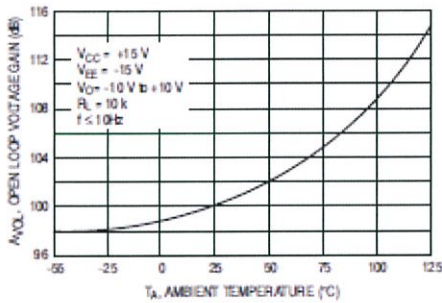


Figure 18. Open Loop Voltage Gain versus Temperature

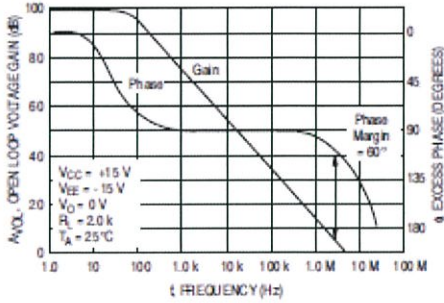


Figure 19. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

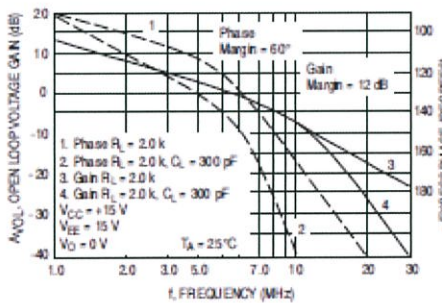


Figure 20. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

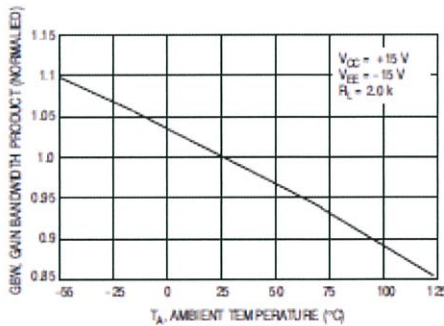


Figure 21. Normalized Gain Bandwidth Product versus Temperature

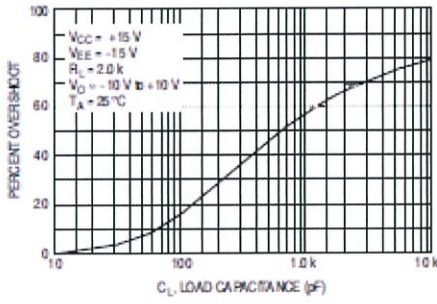


Figure 22. Percent Overshoot versus Load Capacitance

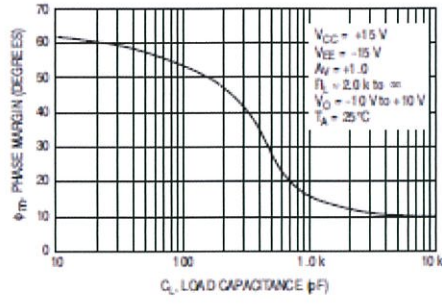


Figure 23. Phase Margin versus Load Capacitance

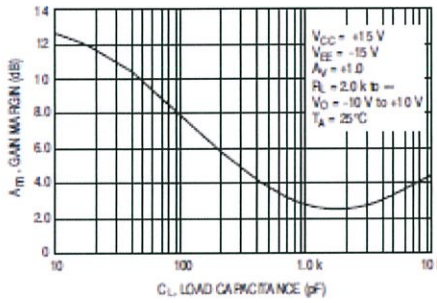


Figure 24. Gain Margin versus Load Capacitance

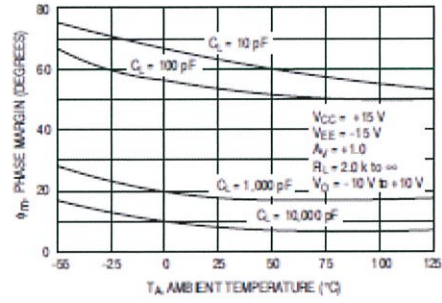


Figure 25. Phase Margin versus Temperature

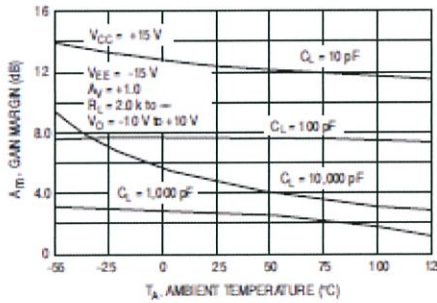


Figure 26. Gain Margin versus Temperature

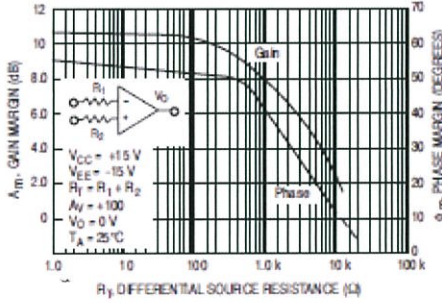


Figure 27. Phase Margin and Gain Margin versus Differential Source Resistance

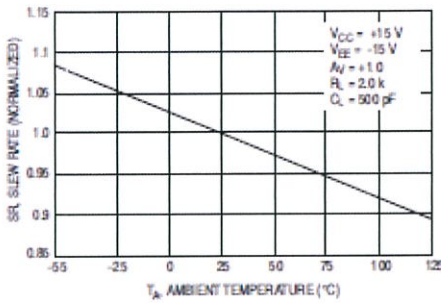


Figure 28. Normalized Slew Rate versus Temperature

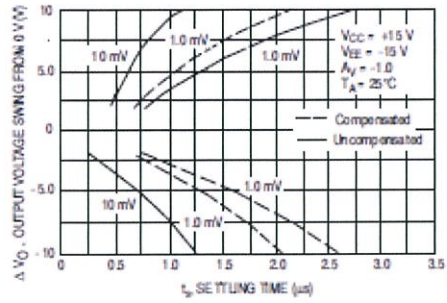


Figure 29. Output Settling Time

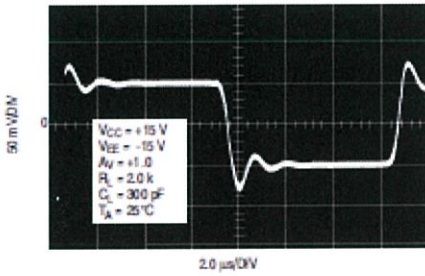


Figure 30. Small Signal Transient Response

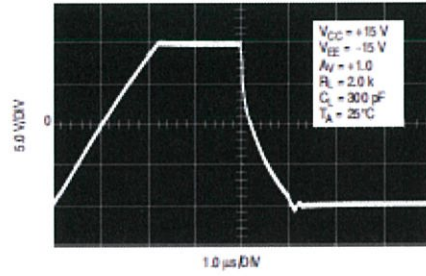


Figure 31. Large Signal Transient Response

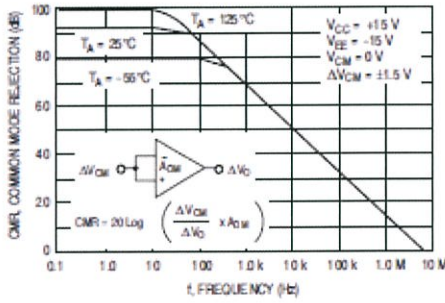


Figure 32. Common Mode Rejection versus Frequency

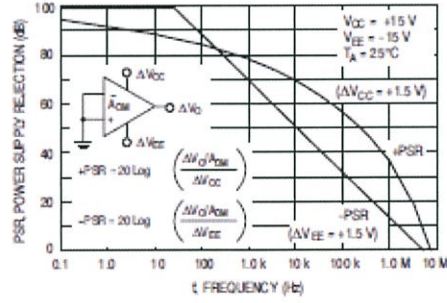


Figure 33. Power Supply Rejection versus Frequency

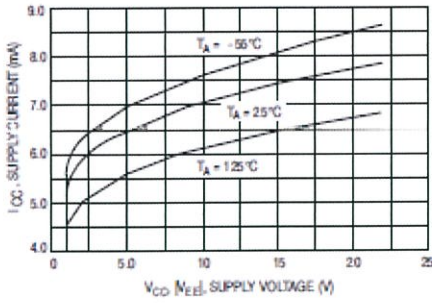


Figure 34. Supply Current versus Supply Voltage

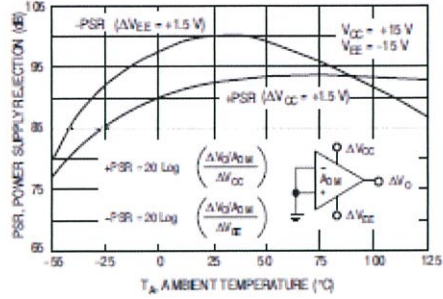


Figure 35. Power Supply Rejection versus Temperature

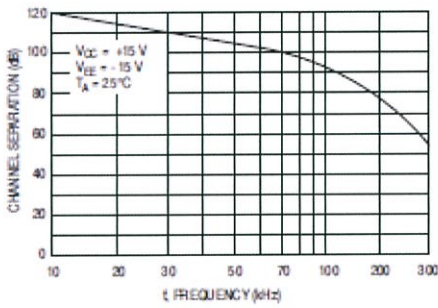


Figure 36. Channel Separation versus Frequency

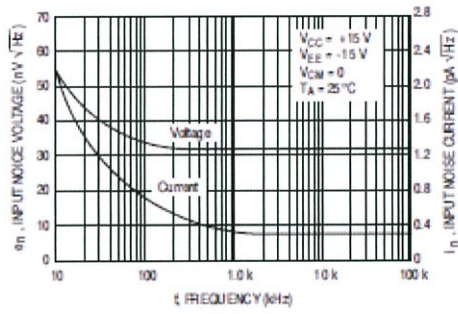


Figure 37. Input Noise versus Frequency

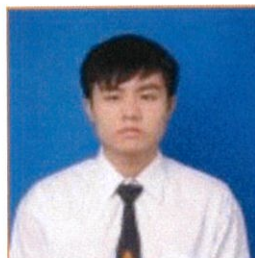
ประวัติผู้เขียน



นายจักรวาล แสงฤทธิ์ รหัส 57010163
เกิดวันที่ 30 ธันวาคม 2358
ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรีภาควิชา
วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายณัฐพล การวิชา รหัส 57010439
เกิดวันที่ 31 มกราคม 2538
ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรีภาควิชา
วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายนันฐภัส วัฒนเวคิน รหัส 57010459
เกิดวันที่ 25 กันยายน 2538
ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรีภาควิชา
วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นายธนมิตร โพธิ์ว รหัส 57010562
เกิดวันที่ 30 ธันวาคม 2538
ที่จังหวัดพิจิตร ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาตรีภาควิชา
วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง