

การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

DESIGN OF SOLAR CHARGER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2557

การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

DESIGN OF SOLAR CHARGER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ **ปีการศึกษา 2557** นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF SOLAR CHARGER



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT FOR
THE DEGREE OF BACHELOR OF ELECTRICAL ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อปี 2014 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2557

การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์



อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ศึกษาที่ **เจ็ดนาแสน** ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2557

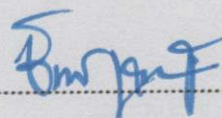
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

ผู้จัดทำ

- 
1. นางสาวสรลรัตน์ ศรีสุนันท์
 2. นายสุขสันต์ กุลบุญ
 3. นายสุธี ประสงค์วรากิจ
 4. นายสุภณ มานะกิติวิภาต



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.ชัยยันต์ เจตนาเสน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

นางสาว สรลรัตน์ ศรีสุนันท์

นาย สุขสันต์ กุลบุญ

นาย สุธี ประสงค์วารากิจ

นาย สุภณ มานะกิติวิภาต

ผศ.ดร.ชัยยันต์ เจตนาเสน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2557

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันประชากรโดยส่วนใหญ่ จำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีต่างๆในการดำรงชีวิต เช่น โทรศัพท์มือถือ แท็บเล็ต เป็นต้น ซึ่งเทคโนโลยีเหล่านี้ล้วนจำเป็นต้องใช้พลังงานไฟฟ้าโดยเฉพาะพลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ชนิดลิเทียม-ไอออน โดยแบตเตอรี่อาจจะหมดไปในระหว่างการใช้งานนอกสถานที่ การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์นี้จะเป็นการตอบสนองความต้องการการใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้ ซึ่งพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานจากธรรมชาติที่ไม่เสียต้นทุนด้านเชื้อเพลิงที่ใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการศึกษาและวิเคราะห์ระบบส่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ โดยการสร้างแบบจำลองวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์โดยใช้โปรแกรม Pspice ในการสร้างแบบจำลอง หลักการทำงานของวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ประกอบด้วย วงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) และ วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ซึ่งในวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์นี้มีมอสเฟตทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซิ่ง และ HCPL-3120 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ PWM ให้มีขนาดเท่ากับ $\pm 15V$ เพื่อใช้ในการขับมอสเฟตโดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4550 ในการประมวลผลและสั่งการให้วงจรทำงานตามที่ต้องการในแต่ละช่วงการทำงาน เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการทำงานเทียบเท่ากับอุปกรณ์ชาร์จจากแหล่งพลังงานไฟฟ้า ซึ่งวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ช่วยแก้ปัญหาแบตเตอรี่หมดระหว่างวันได้และเป็นการตอบสนองความต้องการการใช้พลังงานที่เพิ่มมากขึ้นทุกที่ทุกเวลาในปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF SOLAR CHARGER

| | | |
|---------------------------------|----------------|---------|
| Sarunrat | Srisununt | |
| Suksan | Koonlaboon | |
| Supon | Manakitivipart | |
| Sutee | Prasongwarakit | |
| Asst.Prof.Dr.Chaiyan Jettanasen | | Advisor |
| Year | 2014 | |

ABSTRACT

Nowadays, most people are involved with electric consumption based technology in daily life such as mobile phone, tablet, and etc. These technologies usually require electric power from the battery, for example, a lithium-ion one. The battery may be exhausted during the day. The design of solar charger will support to the use of electric devices. Solar energy is the natural energy source that is free and can be used to produce electricity. This is why, it has been studied and analyzed for the power transmission from the PV. The modeling of solar charger circuit can be carried out in Pspice software to reach effective design. In this study, the solar charger circuit consists of a buck converter, a gate driver circuit and microcontroller circuit. In the charging circuit, MOSFET acts as a switching device, and HCPL-3120 is used for amplifying the PWM pulse to $\pm 15V$ for driving MOSFET. Additionally, the PIC18F4550 microcontroller is employed to process and function the circuit as desired in each operation mode to attain an equivalent performance compared to the charger from the conventional power source. The Li-ion battery charger circuit from solar cells can solve the running out of battery problem during the day and meet the demand for energy increasing everywhere today.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยการช่วยเหลือจากหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบพระคุณต่อความกรุณาที่ ผศ.ดร.ชัยยันต์ เจตนาเสนและรศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย ตลอดจนอาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ได้ให้คำแนะนำให้ความรู้ในด้านต่างๆและให้การช่วยเหลืออันเป็นประโยชน์ต่อการทำโครงการด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณ พี่จักรกฤษณ์ จิรประเสริฐวงศ์และพี่เจตนาภัทร ไพรสุวรรณา รุ่นพี่นักศึกษา ปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำในการทำโครงการ

ขอขอบคุณ คุณนครศักดิ์ เจ้าหน้าที่ประจำห้องปฏิบัติการ ภาควิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ความร่วมมือในการขออนุญาตใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ตลอดจนเจ้าหน้าที่ประจำห้องธุรการ ภาควิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้คำแนะนำและให้การดูแลเกี่ยวกับค่าใช้จ่ายในการทำโครงการ

ขอขอบคุณเพื่อนร่วมห้องปฏิบัติการ (Lab) ที่คอยเอาใจใส่ คอยเป็นที่ปรึกษา คอยให้กำลังใจ และให้ความช่วยเหลือเรื่องอุปกรณ์ในการทำโครงการ

สุดท้ายนี้คณะผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และครอบครัว ที่คอยส่งเสริมและให้กำลังใจในการจัดทำโครงการจึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ | I |
| ABSTRACT | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญรูป | VI |
| สารบัญตาราง | X |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ | 2 |
| 1.3 ขอบเขตการดำเนินงาน | 2 |
| 1.4 วิธีการใช้ในโครงการ | 2 |
| 1.5 ตารางการดำเนินโครงการ | 2 |
| 1.6 ประโยชน์ที่ได้รับ | 3 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง | 4 |
| 2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ | 4 |
| 2.1.1 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ | 5 |
| 2.1.2 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ | 6 |
| 2.1.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ | 7 |
| 2.1.4 การต่อร่วมกันของเซลล์แสงอาทิตย์ | 11 |
| 2.1.5 เทคโนโลยีเซลล์แสงอาทิตย์ | 12 |
| 2.1.6 ลักษณะสมบัติเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ | 17 |
| 2.2 การประจุแบตเตอรี่ | 20 |
| 2.2.1 วิธีการประจุแบตเตอรี่สามารถแบ่งได้ 4 วิธี | 20 |
| 2.3 วงจรทอนระดับแรงดันหรือวงจร Buck Converter | 21 |
| 2.3.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจร Buck Converter | 21 |
| 2.3.2 หลักการทำงานของวงจร Buck Converter | 22 |
| 2.4 ทฤษฎีและหลักการชาร์จแบตเตอรี่ | 25 |
| 2.5 ตัวตรวจจับกระแส (Current Sensor) | 28 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| 2.5.1 หลักการทำงาน Hall Effect Sensor | 28 |
| 2.6 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า (Voltage Divider) | 29 |
| 2.6.1 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้า (Unloaded Voltage Divider) | 29 |
| 2.6.2 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบมีภาระไฟฟ้า (Loaded Voltage Divider) | 30 |
| 2.7 ตัวอย่างวงจรชาร์จในงานวิจัย | 32 |
| 2.8 ตัวอย่างอุปกรณ์ไฟฟ้าที่สามารถชาร์จได้โดยโซลาร์เซลล์ | 36 |
| บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจรและการออกแบบวงจร | 38 |
| 3.1 บทนำ | 38 |
| 3.2 การออกแบบและการจำลองของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) | 39 |
| 3.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) | 39 |
| 3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) | 39 |
| 3.3 การจำลองวงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) | 53 |
| 3.4 การจำลองวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) | 54 |
| 3.5 หลักการทำงานของวงจรรวม | 55 |
| บทที่ 4 การทดลองวัดประสิทธิภาพการทำงานของวงจรชาร์จ | 56 |
| 4.1 ผลการทดลองการชาร์จโดยใช้อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด | 57 |
| 4.2 ผลการทดลองการชาร์จโดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ | 60 |
| บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ | 67 |
| 5.1 สรุปผลการทดลอง | 67 |
| 5.2 ข้อเสนอแนะ | 68 |
| เอกสารอ้างอิง | 69 |
| ภาคผนวก | 70 |
| ภาคผนวก ก | 71 |
| ภาคผนวก ข | 76 |
| ภาคผนวก ค | 128 |
| ประวัติผู้เขียน | 144 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ | 4 |
| 2.2 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ | 5 |
| 2.3 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์อุดมคติ | 6 |
| 2.4 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ในทางปฏิบัติ | 7 |
| 2.5 กราฟคุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ | 7 |
| 2.6 การพิจารณากราฟคุณลักษณะเฉพาะ เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงค่าฟิลแพกเตอร์ และกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อค่าฟิลแพกเตอร์มีค่าสูง | 9 |
| 2.7 การพิจารณากราฟคุณลักษณะเฉพาะ เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงค่าฟิลแพกเตอร์ และกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อค่าฟิลแพกเตอร์มีค่าต่ำ | 9 |
| 2.8 กราฟคุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ที่สภาวะต่างๆ (ก) เมื่อปริมาณแสงเปลี่ยนในขณะที่อุณหภูมิคงที่ (ข) เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนในขณะที่ปริมาณกระแสคงที่ | 10 |
| 2.9 การต่อเซลล์แสงอาทิตย์แบบขนาน | 11 |
| 2.10 การต่อเซลล์แสงอาทิตย์แบบอนุกรม | 12 |
| 2.11 เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำมาจากผลึกเดี่ยวซิลิคอน (Single crystalline silicon solar cell) | 12 |
| 2.12 เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดที่ทำมาจากผลึกรวมซิลิคอน (Polycrystalline silicon solar cell) | 13 |
| 2.13 เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดฟิล์มบางอะมอร์ฟัสซิลิคอน (Amorphous silicon solar cell) | 14 |
| 2.14 เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำอื่นๆ (ก) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดผลึกแกลเลียมอาร์เซไนด์ (ข) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดฟิล์มบางของสารประกอบตระกูลทองแดงอินเดียมแกลเลียมอาร์เซไนด์ และตระกูลแคดเมียมเทลลูไรด์ | 14 |
| 2.15 ตารางแสดงขนาดพื้นที่ของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ต้องใช้ในการผลิตกำลังไฟฟ้า 1 kW | 15 |
| 2.16 ทิศทางที่เหมาะสมในการติดตั้งแผงเซลล์แสงอาทิตย์ | 16 |
| 2.17 มุมที่เหมาะสมในการติดตั้งแผงเซลล์แสงอาทิตย์ | 16 |
| 2.18 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ทั่วไป | 18 |
| 2.19 ลักษณะสมบัติเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ทั่วไป | 19 |
| 2.20 วงจร Buck Converter | 22 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 2.21 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส | 23 |
| 2.22 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส | 24 |
| 2.23 ทิศทางของกระแสที่ไหลขณะทำการชาร์จ | 26 |
| 2.24 วงจรที่มีความต้านทาน R_c ต่ออยู่เพื่อจำกัดกระแส | 27 |
| 2.25 หลักการของ Hall effect sensor | 28 |
| 2.26 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้า | 29 |
| 2.27 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบมีภาระไฟฟ้า | 30 |
| 2.28 โมเดลการจำลองวงจรแปลงแรงดันกระแสตรง | 32 |
| 2.29 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรในงานวิจัย | 33 |
| 2.30 ส่วนประกอบของวงจรชาร์จแบตเตอรี่จากเซลล์แสงอาทิตย์ | 34 |
| 2.31 หลักการทำงานของวงจรชาร์จ | 35 |
| 2.32 แบตเตอรี่ Power Bank | 36 |
| 2.33 แบตเตอรี่ Ipod nano | 36 |
| 2.34 แบตเตอรี่ Iphone | 37 |
| 3.1 แผนภาพการทำงานของ การประจุไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์ | 38 |
| 3.2 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 48 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 41 |
| 3.3 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 48 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 41 |
| 3.4 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 48 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 42 |
| 3.5 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 48 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100. μ F | 42 |
| 3.6 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 100 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 43 |
| 3.7 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 100 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 43 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| | |
|--|----|
| 3.8 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 100 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 44 |
| 3.9 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 100 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 44 |
| 3.10 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 150 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 45 |
| 3.11 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 150 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 45 |
| 3.12 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 150 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 46 |
| 3.13 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 150 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 46 |
| 3.14 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 200 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 47 |
| 3.15 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 200 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 47 |
| 3.16 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 200 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 48 |
| 3.17 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 200 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 48 |
| 3.18 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 49 |
| 3.19 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 64 μ F | 49 |
| 3.20 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 50 |
| 3.21 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μ H และตัวเก็บประจุขนาด 100 μ F | 50 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| | |
|--|----|
| 3.22 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า | 51 |
| 3.23 กราฟของแรงดันขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออก | 52 |
| 3.24 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจร | 52 |
| 3.25 วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) | 53 |
| 3.26 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) | 54 |
| 3.27 หลักการทำงานของวงจรรวม | 55 |
| 4.1 อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด | 57 |
| 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสขาเข้าแบตเตอรี่ (A) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาท) โดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด | 59 |
| 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ (V) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาท) โดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด | 59 |
| 4.4 วงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์ | 61 |
| 4.5 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ประมวลผลและควบคุมวงจร | 61 |
| 4.6 วงจรไฟเลี้ยงเซนเซอร์และไมโครคอนโทรลเลอร์ | 62 |
| 4.7 วงจรขับเคลื่อนและวงจร DC to DC Converter | 62 |
| 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่เข้าแบตเตอรี่ (A) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาท) โดยใช้วงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ | 64 |
| 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ (V) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาท) โดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ | 64 |
| 4.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่เข้าแบตเตอรี่ (V) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาท) โดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ | 65 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|---|------|
| 1.1 แผนการดำเนินการ | 2 |
| 4.1 บันทึกการชาร์จโดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด | 58 |
| 4.2 บันทึกการชาร์จโดยวงจรชาร์จพลังงานจากโซลาร์เซลล์ | 63 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น "ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันความต้องการพลังงานในการดำรงชีวิตนั้นมีมากขึ้นเนื่องจากหลายปัจจัย เช่น การเติบโตทางด้านเศรษฐกิจของแต่ละประเทศ ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีที่ช่วยให้การดำรงชีวิตในยุคปัจจุบันมีความสะดวกสบายมากยิ่งขึ้น เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นต้องเพิ่มกำลังการผลิตไฟฟ้าภายในประเทศโดยวิธีต่างๆในปัจจุบัน เช่น การผลิตไฟฟ้าจากเชื้อเพลิงฟอสซิล การผลิตไฟฟ้าจากก๊าซธรรมชาติ และการผลิตไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานทดแทน เป็นต้น แต่พลังงานจากแหล่งอื่นๆไม่ใช่พลังงานทดแทนนั้นมีวันหมดไปไม่ยั่งยืนเท่าที่ควรในระยะยาว จึงต้องอาศัยการผลิตไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานทดแทน เช่น พลังงานลม พลังงานน้ำ และพลังงานแสงอาทิตย์ เป็นต้น ซึ่งเป็นแหล่งพลังงานที่ไม่มีวันหมดไป มีความยั่งยืนในระยะยาว และเมื่อดูจากศักยภาพในการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทดแทนต่างๆ จะพบว่าประเทศไทยนั้นมีศักยภาพในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์สูงที่สุด พลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์จึงเป็นทางเลือกที่ดีที่จะนำมาตอบสนองความต้องการพลังงานไฟฟ้าของประเทศไทยในอนาคต

จากเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้มีอุปกรณ์ใหม่ๆ เช่น โทรศัพท์สมาร์ทโฟน และแท็บเล็ต กลายมาเป็นส่วนหนึ่งในการใช้ชีวิตประจำวันของผู้คนทุกเพศทุกวัยที่จะใช้งานเทคโนโลยี ซึ่งเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าในปัจจุบันทำให้ทุกคนสามารถเรียนรู้ ทำงาน และกิจกรรมอื่นๆได้ทุกที่ทุกเวลา ซึ่งอุปกรณ์ต่างๆจะต้องใช้พลังงานไฟฟ้าในการทำงานโดยมีแบตเตอรี่เป็นแหล่งสะสมพลังงาน ซึ่งในปัจจุบันการสะสมพลังงานให้แก่แบตเตอรี่นั้นจะสามารถทำได้จากแหล่งจ่ายไฟในที่อยู่อาศัย หรือสำนักงาน หรือการสะสมแบตเตอรี่ไว้ในแบตเตอรี่สำรองซึ่งอาจไม่เพียงพอต่อการใช้งานระหว่างวัน ซึ่งหากมีจุดที่สามารถชาร์จพลังงานให้อุปกรณ์ต่างๆได้ในสถานที่สาธารณะระหว่างวันโดยไม่เสียค่าใช้จ่าย ก็จะทำให้การทำกิจกรรมต่างๆ เช่น การเรียนรู้ การทำงานมีความสะดวกสบายมากยิ่งขึ้น จึงเป็นสาเหตุให้เกิดแนวคิดของโครงการการออกแบบวงจรชาร์จจากพลังงานแสงอาทิตย์ขึ้นเพื่อแก้ปัญหาอุปกรณ์ที่ใช้งานแบตเตอรี่หมดระหว่างวัน และเพื่อตอบสนองความต้องการการใช้พลังงานที่เพิ่มมากขึ้นทุกที่ทุกเวลาในปัจจุบัน อีกทั้งยังศึกษาปัญหาเกี่ยวกับการรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆของระบบเซลล์แสงอาทิตย์ ทำให้พลังงานมีความมั่นคงและยั่งยืนยิ่งขึ้นในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อออกแบบสถานีจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์ในที่สาธารณะ
2. สร้างแบบจำลองการชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์
3. ศึกษาและวิเคราะห์ระบบส่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์
4. เพื่อตอบสนองความต้องการการใช้เทคโนโลยีอย่างต่อเนื่องโดยลดความกังวลเรื่องแบตเตอรี่หมดระหว่างวัน

1.3 ขอบเขตการดำเนินงาน

ขอบเขตในการศึกษาปริญญาโทฉบับนี้ คือ การสร้างแหล่งผลิตไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์ให้สามารถชาร์จอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ในที่ที่มีแสงอาทิตย์เพียงพอต่อการผลิตไฟฟ้าในที่สาธารณะ

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

1. ศึกษาวงจรประจุแบตเตอรี่จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์
2. จำลองวงจรประจุแบตเตอรี่ในโปรแกรม psim
3. ศึกษาวิธีการติดตั้งเมื่อประจุแบตเตอรี่เต็ม
4. ศึกษาการเขียนโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์

1.5 ตารางการดำเนินโครงการ

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินการ

| ขั้นตอน | ภาคเรียนที่1 | | | | ภาคเรียนที่2 | | | | | |
|---|--------------|------|------|------|--------------|------|------|-------|-------|------|
| | ส.ค. | ก.ย. | ต.ค. | พ.ย. | ธ.ค. | ม.ค. | ก.พ. | มี.ค. | เม.ย. | พ.ค. |
| 1.ศึกษาคุณสมบัติและประเภทของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ | ←→ | | | | | | | | | |
| 2.ศึกษาการใช้งานแผงเซลล์แสงอาทิตย์และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง | ←→ | → | | | | | | | | |
| 3.ศึกษาข้อมูลของวงจรประจุไฟจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ | ←→ | → | | | | | | | | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | | | | | | | | | |
|---|--|---|---|---|--|---|---|--|---|
| 4.ศึกษาวงจรDC to DC converter ประเภทต่างๆ | | ↔ | | | | | | | |
| 5.จำลองวงจรเซลล์แสงอาทิตย์ ต่อกับวงจรชาร์จและคอนเวอร์เตอร์โดยโปรแกรม Pspice | | | ↔ | | | | | | |
| 6.ทำการออกแบบและสร้างวงจรชาร์จและวงจรคอนเวอร์เตอร์ | | | | ↔ | | | | | |
| 7.ทำการออกแบบและสร้างวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์โดยโปรแกรม PIC C Compiler | | | | | | ↔ | | | |
| 8. บันทึกผลการทดลอง | | | | | | | ↔ | | |
| 9.เรียบเรียงและจัดทำรูปเล่มปริญญานิพนธ์ | | | | | | | | | ↔ |

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับ

- 1.ทำให้สามารถเข้าใจหลักการทำงานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์
- 2.ทำให้สามารถใช้โปรแกรมออกแบบ วิเคราะห์ และคาดคะเนผลที่จะเกิดขึ้นได้
- 3.ทำให้สามารถเข้าใจหลักการทำงานของวงจรประจุพลังงานจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์
- 4.ทำให้สามารถแก้ปัญหาเฉพาะหน้าที่เกิดขึ้นระหว่างการทำงานได้
- 5.ได้รับประสบการณ์จากการศึกษาและทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่ถูกคิดค้นขึ้นเพื่อใช้ในการแปรรูปพลังงานจากแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้า โดยพลังงานแสงอาทิตย์จะประกอบด้วยอนุภาคโฟตอน (Photon) เมื่อแสงอาทิตย์ตกกระทบกับเซลล์แสงอาทิตย์ โฟตอนจะส่งผ่านพลังงานให้กับอิเล็กตรอนที่อยู่ในสารกึ่งตัวนำภายในเซลล์แสงอาทิตย์จนเปลี่ยนสถานะไปอยู่ในสถานะกระตุ้น (Excited state) และเมื่ออิเล็กตรอนได้รับพลังงานจากโฟตอนมากพอจะทำให้อิเล็กตรอนหลุดจากวงโคจรของอะตอมและสามารถเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ และเมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่ครบวงจรก็จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้น โดยกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนั้นเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ขั้วไฟฟ้า (Electrode) ที่เคลื่อนที่ออกนั้นจะเรียกว่า “ขั้วลบ” ส่วนขั้วไฟฟ้าที่ตรงข้ามกันจะเรียกว่า “ขั้วบวก”

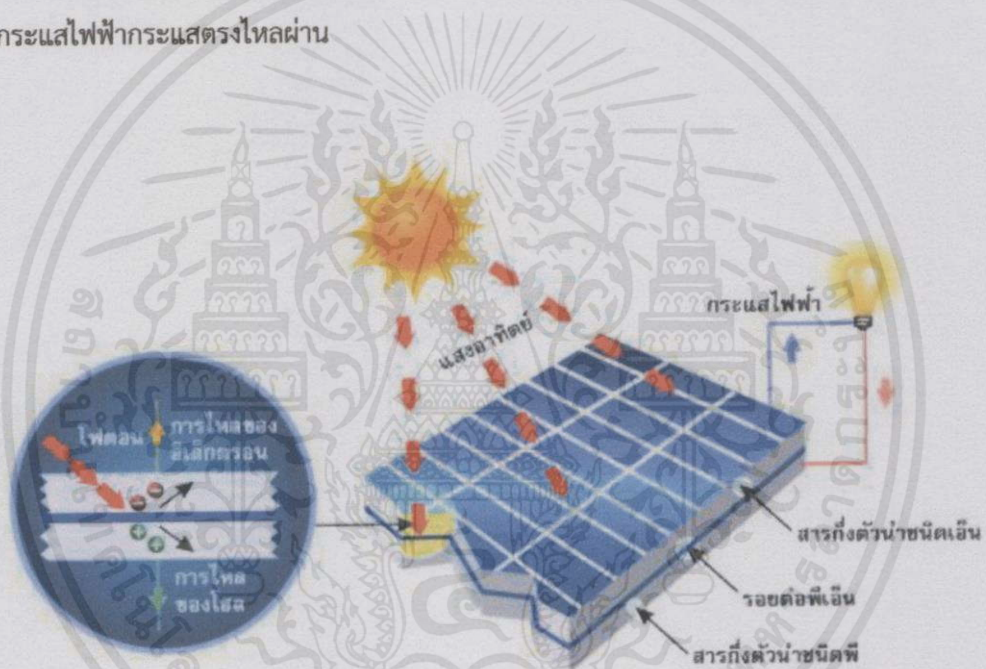


รูปที่ 2.1 เซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

เมื่อมีแสงอาทิตย์มาตกกระทบแผ่นเซลล์แสงอาทิตย์ สารกึ่งตัวนำในเซลล์แสงอาทิตย์จะได้รับการถ่ายทอดพลังงานจากแสงอาทิตย์ซึ่งประพัตต์ัวเป็นอนุภาค ซึ่งอนุภาคนั้นเรียกว่า อนุภาคโฟตอน อนุภาคโฟตอนในแสงอาทิตย์จะมาชนอิเล็กตรอนทำให้อิเล็กตรอนหลุดจากวงโคจรของอะตอมในสารกึ่งตัวนำและเกิดเป็นอิเล็กตรอนอิสระ (Free electron) ขึ้นที่ชั้น N-type Silicon แต่การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระจะทำให้เกิดช่องว่างขึ้น ซึ่งช่องว่างที่เกิดขึ้นนั้นเรียกว่า โฮล (Hole) ซึ่งโฮลนั้นจะเกิดขึ้นที่ชั้น P-type Silicon เมื่อมีพลังงานสูงพอจะทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่เพื่อไปจับคู่กับโฮล โดยอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ผ่านทางขั้วลบไปยังขั้วบวกเมื่อมีการจ่ายโหลดที่ขาออกของเซลล์แสงอาทิตย์ จึงทำให้เกิดกระแสไฟฟ้ากระแสตรงไหลผ่าน

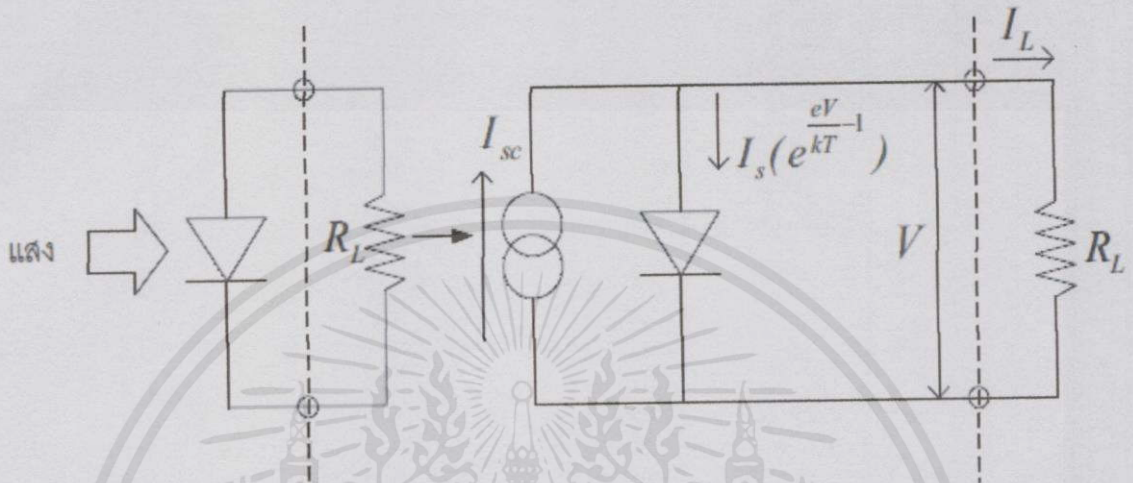


รูปที่ 2.2 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์แทนได้ด้วยวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ดังรูป



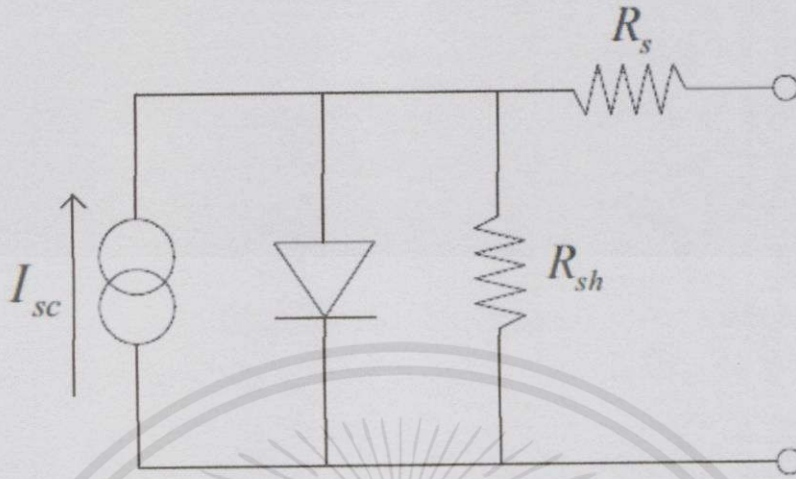
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์อุดมคติ

วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์อุดมคติจะแทนได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant current source) ต่อขนานกับรอยต่อพีเอ็น แต่ในความเป็นจริงประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าต่ำกว่า ที่ควรจะเป็น โดยมีสาเหตุต่างๆ ดังนี้

1. การสะท้อนกลับของแสงอาทิตย์
2. การรวมตัว (Recombination) ของพาหะและการจับ (Trap) พาหะในเนื้อสารและผิวสัมผัส
3. ความสูญเสีย (Power dissipation) เนื่องจากความต้านทานของเซลล์แสงอาทิตย์ (เนื้อวัสดุ, ขั้วไฟฟ้าของโลหะ)

ดังนั้นวงจรสมมูลทางไฟฟ้าในทางปฏิบัติของเซลล์แสงอาทิตย์จะประกอบด้วยตัวต้านทานอนุกรม (Series resistance, R_s) ซึ่งแทนความสูญเสียที่เกิดจากการรวมตัวในเนื้อสารและการสูญเสียพาหะ ซึ่งเคลื่อนที่ในทิศทางกับพื้นที่หน้าตัดของรอยต่อและไม่เคลื่อนไปสู่ขั้วไฟฟ้า และตัวต้านทานขนาน (Shunt resistance, R_{sh}) ซึ่งแทนความสูญเสียที่เกิดจากเหตุผลข้างต้น

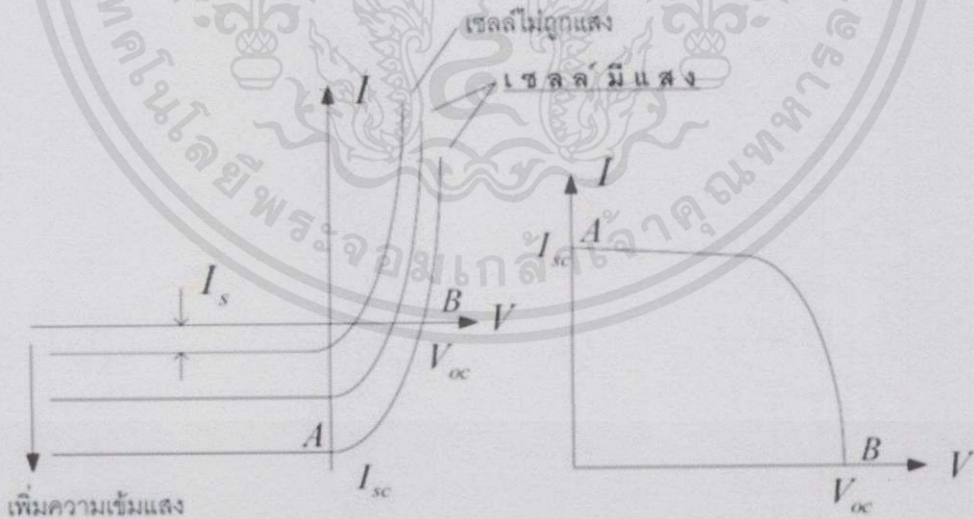
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ในทางปฏิบัติ

2.1.3 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์

คุณลักษณะทางไฟฟ้า (IV Characteristic) ของเซลล์แสงอาทิตย์นั้นสามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสซึ่งไหลผ่านเซลล์แสงอาทิตย์และแรงดันที่ปลายทั้งสองของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อไม่มีแสงแดดมาตกกระทบคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับรอยต่อพีเอ็นของสารกึ่งตัวนำทั่วไป แต่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์ถูกแสงแดดคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงไปดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.5 กราฟคุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟคุณลักษณะกระแสกับแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์ จะพบว่า เซลล์จะจ่ายกระแสออกมามากที่สุดเมื่อเซลล์ถูกลัดวงจรซึ่งให้ค่าเป็น i_{sc} แรงดันเอาต์พุตจะเป็นศูนย์ และ เซลล์จะจ่ายแรงดันไฟฟ้ามากที่สุด เมื่อเซลล์ถูกเปิดวงจรออก ซึ่งให้ V_{oc} กระแสเอาต์พุตเป็นศูนย์เมื่อพิจารณาพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์ ซึ่งเป็นผลคูณระหว่างกระแสและแรงดันแล้ว จะพบว่าจะมีอยู่จุดหนึ่งที่มีค่าผลคูณของกระแสและแรงดันมีค่าสูงสุด จุดนี้จะเรียกว่าจุดพลังงานสูงสุดที่เซลล์ จ่ายออกมาให้กระแสและแรงดันที่จุดนี้มีค่าเป็น i_m และ V_m ตามลำดับถ้าเรานำไปให้กับแหล่งรับพลังงานหรือโหลด ที่มีความต้านทานพอดีกับจุดนี้ เซลล์จะจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้โหลดมีค่าสูงสุด ค่าความต้านทานของโหลดที่เหมาะสมนี้จะคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่าง V_m ต่อ i_m เพราะฉะนั้นค่าความต้านทานโหลดคือ V_m/i_m

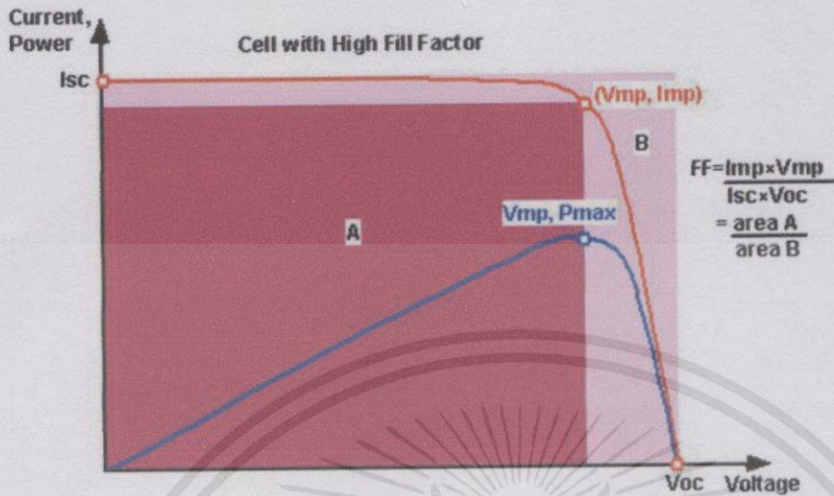
ผลคูณของกระแสและแรงดันที่จุดพลังงานสูงสุดจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความชันในกราฟ คือ ถ้ากราฟมีความชันมากลักษณะกราฟที่ได้จะใกล้เคียงกับสี่เหลี่ยมมาก ผลคูณของกระแสและแรงดันก็จะมีค่ามากตามไปด้วย การที่กราฟของเซลล์แสงอาทิตย์มีความชันแตกต่างกันนั้นเป็นผลมาจากความต้านทานภายในเซลล์แสงอาทิตย์แต่ละเซลล์ที่มีความแตกต่างกัน จากกราฟคุณสมบัติของเซลล์นี้จะมีค่า ค่าหนึ่งซึ่งแสดงให้เห็นว่าเซลล์สามารถจะจ่ายพลังงานไฟฟ้าออกมาใกล้เคียงกับค่าในอุดมคติมากเท่าใด ค่านี้จะเรียกว่าค่า “ฟิลแฟกเตอร์” (F.F. : Fill Factor) ของเซลล์ ซึ่งคิดมาจากอัตราส่วนระหว่างพลังงานสูงสุดที่ได้จากเซลล์จริงๆต่อพลังงานสูงสุดที่ได้จากเซลล์ในทางอุดมคติ

$$F.F = \frac{P_m}{P_o} = \frac{i_m \cdot V_m}{i_{sc} \cdot V_{oc}} \quad (2.1)$$

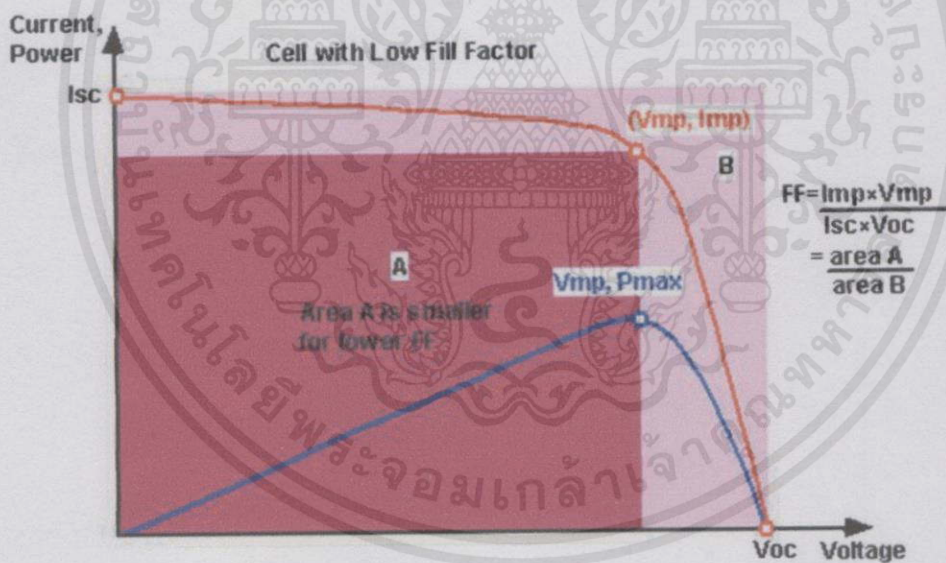
| | | | |
|-------|----------|-----|--|
| เมื่อ | F.F. | คือ | ค่าฟิลแฟกเตอร์ของเซลล์แสงอาทิตย์ |
| | P_m | คือ | พลังงานสูงสุดที่ได้รับจากเซลล์จริงๆ |
| | i_m | คือ | กระแสสูงสุดที่ได้รับจากเซลล์ |
| | V_m | คือ | แรงดันสูงสุดที่ได้รับจากเซลล์ |
| | P_o | คือ | พลังงานสูงสุดที่ได้รับจากเซลล์ในทางอุดมคติ |
| | i_{sc} | คือ | ค่ากระแสลัดวงจร |
| | V_{oc} | คือ | แรงดันขณะวงจรเปิด |

จะเห็นได้ว่าค่าฟิลแฟกเตอร์มีค่าสูงสุดไม่เกิน 1 ถ้าค่าฟิลแฟกเตอร์มีค่าใกล้เคียง 1 มาก แสดงว่า เซลล์สามารถจ่ายพลังงานไฟฟ้าออกมาใกล้เคียงกับเซลล์แสงอาทิตย์ทางอุดมคติมาก โดยพลังงานจะอยู่ในฟังก์ชันของแรงดันภายใต้ I - V curve ค่ากำลังที่ได้สูงสุดนั้นจะอยู่ภายในสี่เหลี่ยมผืนผ้าของพื้นที่ใต้โค้งนั้นที่จุดกำลังสูงสุด (P_{mp}) , กระแสสูงสุด (i_{mp}) และแรงดันสูงสุด (V_{mp}) ในอุดมคติเซลล์ควรจะทำงานภายใต้ค่า ณ จุดกำลังสูงสุดนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



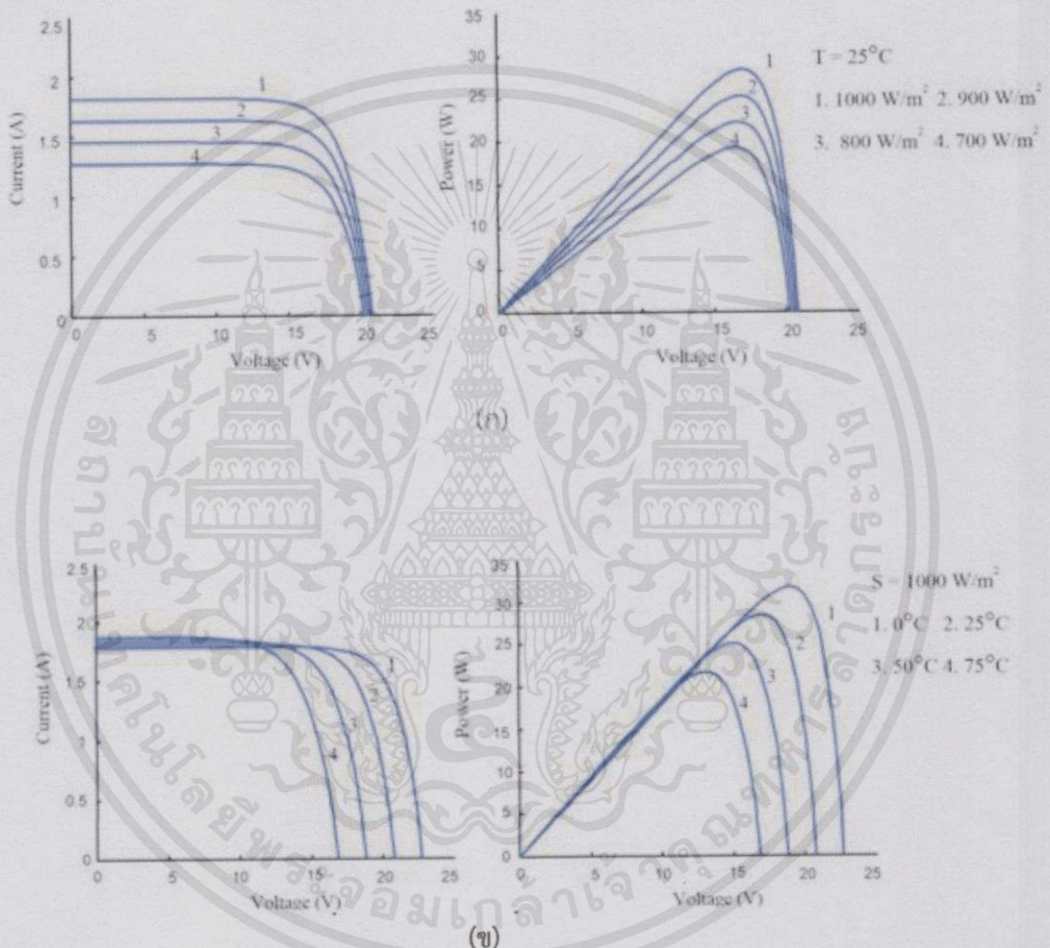
รูปที่ 2.6 การพิจารณารูปคุณลักษณะเฉพาะ เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงค่าฟิลแฟกเตอร์ และกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อค่าฟิลแฟกเตอร์มีค่าสูง



รูปที่ 2.7 การพิจารณารูปคุณลักษณะเฉพาะ เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงค่าฟิลแฟกเตอร์ และกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อค่าฟิลแฟกเตอร์มีค่าต่ำ

นอกจากนั้นยังพบว่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ยังขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ปริมาณแสงที่ตกกระทบบนเซลล์แสงอาทิตย์ และโหลดที่ต่อเข้ากับวงจร โดย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูอาจารย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะมีผลให้ค่าแรงดันขาออกของเซลล์อาทิตย์มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่ปริมาณแสงที่ตกกระทบบนเซลล์แสงอาทิตย์จะมีผลทำให้ค่ากระแสของเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเปลี่ยนแปลงไป การเพิ่มค่าแรงดันขาออกนั้นทำได้โดยการนำเซลล์แสงอาทิตย์มาต่ออนุกรมกัน ส่วนการเพิ่มค่ากระแสทำได้โดยการนำเซลล์แสงอาทิตย์มาต่อขนานกัน



รูปที่ 2.8 กราฟคุณลักษณะทางไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ที่สภาวะต่างๆ (ก) เมื่อปริมาณแสงเปลี่ยนในขณะที่อุณหภูมิคงที่ (ข) เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนในขณะที่ปริมาณกระแสคงที่

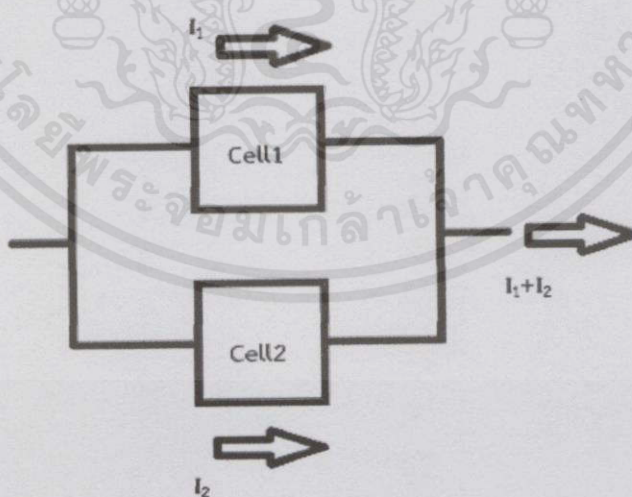
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 การต่อร่วมกันของเซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์เมื่อถูกนำไปใช้งานจะถูกต่อร่วมกันเป็นโมดูล และหลายๆโมดูลจะถูกต่อเป็นอาร์เรย์ โมดูลแต่ละโมดูลจะประกอบด้วยเซลล์ที่ต่อแบบขนานและอนุกรมกันเพื่อให้ได้แรงดันที่ต้องการ และอาร์เรย์จะประกอบด้วยหลายๆโมดูลที่นำมาต่อกันแบบอนุกรมและขนานกัน สำหรับการบ่งชี้โมดูลหรือเซลล์ที่จะต่อแบบอนุกรมจะถูกกำหนดด้วยค่าแรงดัน และเมื่อต่อแบบขนานกระแสจะเป็นตัวกำหนด ถ้าไม่มีการระบุลักษณะเฉพาะของเซลล์ และโมดูลจะเป็นการยากมากในการวิเคราะห์ระบบไฟฟ้าแสงอาทิตย์ตามความต้องการของโหลดภาระ

การต่อเซลล์ในลักษณะเป็นโมดูลมาตรฐานทำให้สะดวกในการใช้งาน และการผลิตเป็นอุตสาหกรรมก็สามารถควบคุมกระบวนการผลิตให้ได้มาตรฐานแน่นอน โมดูลจะถูกนำมาประกอบโดยการเชื่อมต่อเซลล์ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นและต่อสายไฟออกมาภายนอก ตัวโมดูลถูกประกบด้วยชั้นพลาสติกกับกระจกปิดทับพร้อมก็นำไปใช้งานได้ การต่อเซลล์ในรูปแบบอนุกรม/ขนาน หรือขนาน/อนุกรม นั้นจะต้องคำนึงถึงข้อจำกัดที่สำคัญอันหนึ่ง คือความน่าเชื่อถือ อาจกล่าวได้อีกทางหนึ่งว่าจะต้องแน่ใจว่าแผงเซลล์มีความปลอดภัยและใช้งานได้แน่นอน ถึงแม้จะใช้งานสนามเซลล์ในกรณีที่เลวร้าย เช่น เซลล์บางตัวเกิดชำรุด (มีการเปิดวงจรหรือลัดวงจร) หรือเกิดเงาบังเซลล์บางส่วนของแถวลำดับเซลล์แสงอาทิตย์

ในวงจรที่มีเซลล์ต่อแบบอนุกรมและขนาน ชุดของเซลล์ที่ติดต่อดังในรูปที่ 2.9 เมื่อนำมาต่ออนุกรมเพิ่มขึ้นจำนวนหนึ่งจนได้แรงดันมาตรฐานดังที่กล่าวมาแล้วเรียกว่า โมดูลอัดเข้าแผงได้ ก็เช่นเดียวกันเซลล์จำนวนหนึ่งต่อขนานกันเรียกว่า ชับโมดูล เอาชับโมดูลจำนวนหนึ่งต่ออนุกรมกันจนได้แรงดันมาตรฐานเรียกว่า โมดูลหรือสตริง(string) ดังในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 การต่อเซลล์แสงอาทิตย์แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดที่ทำมาจากผลึกรวมซิลิคอน (Multi-crystalline Silicon Solar Cell, Polycrystalline Silicon Solar Cell) เป็นเซลล์แสงอาทิตย์ที่ถูกนำมาใช้งานมากที่สุดในปัจจุบัน ผลิตมาจากแผ่นเวเฟอร์ชนิดผลึกรวมซิลิคอน หนาประมาณ 180-220 ไมครอน โดยเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพในการเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานไฟฟ้าที่ประมาณ 12% -15%



รูปที่ 2.12 เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดที่ทำมาจากผลึกรวมซิลิคอน (Polycrystalline silicon solar cell)

3) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดฟิล์มบางอะมอร์ฟัสซิลิคอน (Amorphous Silicon Solar Cell) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดนี้มีลักษณะเป็นฟิล์มบางๆ หนาประมาณ 0.5-1.0 ไมครอน ตัวอย่างการใช้งานเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดนี้คือ เซลล์แสงอาทิตย์ในเครื่องคิดเลข มีสีม่วงอมน้ำตาล มีความบางเบา มีราคาถูก สามารถผลิตให้เป็นขนาดเล็กๆ ไปจนถึงขนาดใหญ่ถึงหลายตารางเมตรได้ โดยเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพในการเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานไฟฟ้าที่ประมาณ 6% - 8%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

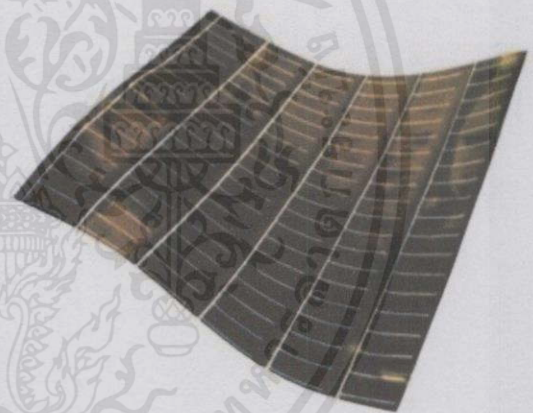


รูปที่ 2.13 เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดฟิล์มบางอะมอร์ฟิซิลิคอน (Amorphous silicon solar cell)

4) เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำอื่นๆ เช่น ผลึกแกลเลียมอาร์เซไนด์ แคดเมียมเทลลูไรด์ และคอปเปอร์อินเดียมไดเซเลไนด์ เป็นต้น



(ก)








(ข)

รูปที่ 2.14 เซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำอื่นๆ (ก) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดผลึกแกลเลียมอาร์เซไนด์ (ข) เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดฟิล์มบางของสารประกอบตระกูลทองแดงอินเดียมแกลเลียมอาร์เซไนด์และตระกูลแคดเมียมเทลลูไรด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดต่างๆมาเปรียบเทียบโดยกำหนดให้มีขนาดของกำลังไฟฟ้า
 ขาออกเท่ากับ 1 kW ผลปรากฏว่า ต้องใช้เซลล์แสงอาทิตย์ขนาดต่างกันในแต่ละชนิดเพื่อผลิตกำลังไฟฟ้า
 ขนาด 1 kW ดังรูป

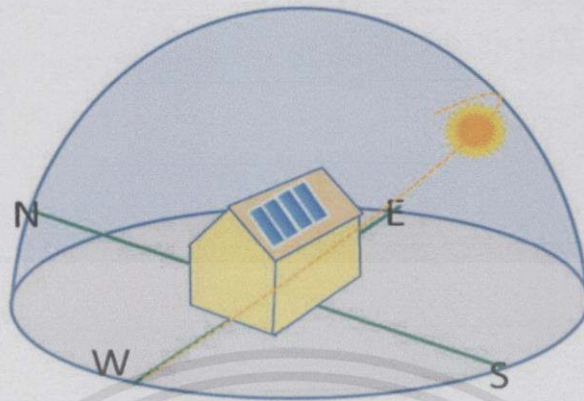
Area requirement of PV systems
 Source: Solarpraxis/DGS Berlin BRB

| Cell material | Required PV area for 1kW _p | |
|--|--|--|
| Mono-crystalline High performance cells | 7m ² -9m ² 6m ² -7m ² |  |
| Polycrystalline | 7.5m ² -10m ² |  |
| Copper-indium diselenide (CIS) | 9m ² -11m ² |  |
| Cadmium telluride (CdTe) | 12m ² -17m ² |  |
| Amorphous silicon | 14m ² -20m ² |  |

รูปที่ 2.15 ตารางแสดงขนาดพื้นที่ของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ต้องใช้ในการผลิตกำลังไฟฟ้า 1 kW

ในส่วนของการติดตั้งเซลล์แสงอาทิตย์นั้น ควรที่จะติดตั้งให้อยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสม
 คือ มีแสงแดดส่องถึงอย่างเพียงพอ และติดตั้งในทิศทางและมุมที่เหมาะสม เพื่อที่จะทำให้เซลล์
 แสงอาทิตย์สามารถผลิตกำลังไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด สำหรับประเทศไทยนั้นการติดตั้งควร
 ติดตั้งให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์หันหน้าไปทางทิศใต้เหตุผลเนื่องมาจากประเทศไทยนั้นตั้งอยู่ในเขตของซีก
 โลกเหนือ แนวเส้นทางของดวงอาทิตย์นั้นจะขึ้นจากทิศตะวันออกและไปตกในทิศตะวันตกซึ่งจะเป็นแนว
 อ้อมใต้ นอกจากนั้นควรที่จะติดตั้งเซลล์แสงอาทิตย์ให้ทำมุมประมาณ 20 - 10 องศา จากพื้นดินตามแนว
 องศาละติจูดของพื้นที่ เพื่อให้แสงที่มาตกกระทบตั้งฉากกับเซลล์แสงอาทิตย์ ในเวลาเที่ยงตรงมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ทิศทางที่เหมาะสมในการติดตั้งแผงเซลล์แสงอาทิตย์



รูปที่ 2.17 มุมที่เหมาะสมในการติดตั้งแผงเซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 ลักษณะสมบัติเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์

พารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้อธิบายลักษณะสมบัติเอาต์พุต (output characteristics) ของเซลล์แสงอาทิตย์ มีดังนี้

1) ประสิทธิภาพการแปลงพลังงาน (Energy conversion efficiency) คืออัตราส่วนของกำลังไฟฟ้า

เอาต์พุตสูงสุดต่อพลังงานของแสงที่ตกกระทบเซลล์แสงอาทิตย์ อาจเรียกสั้นๆ ว่าประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์และใช้สัญลักษณ์ว่า η เขียนเป็นสูตรได้ว่า

$$\text{ประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์} = \frac{\text{กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด}}{\text{พื้นที่รับแสง} \times \text{กำลังของแสงที่ตกกระทบเซลล์}} \times 100\%$$

$$\eta = \frac{P_{max}(w)}{\text{Area}(m^2) \times P_{in}(w)} \times 100\% \quad (2.2)$$

2) กระแสไฟฟ้าลัดวงจร (Short Circuit Current)

ถ้าเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์อยู่ในสภาวะลัดวงจร เราเรียกกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรว่ากระแสไฟฟ้าลัดวงจร (short circuit current : I_{sc})

รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ทั่วไป ถ้าเซลล์แสงอาทิตย์ไม่ถูกส่องด้วยแสงความเข้มระหว่างกระแสไฟฟ้ามืด I_0 และแรงดันไฟฟ้า V ของเซลล์แสงอาทิตย์ในสภาวะมืดจะมีรูปเหมือนกับสมการของกระแสไฟฟ้าของไดโอด กล่าวคือ

$$I = I_0 \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (2.3)$$

$$I_0 = qA \left(\frac{D_h P_n}{L_h} + \frac{D_e n_p}{L_e} \right) \quad (2.4)$$

โดยที่ I_0 เรียกว่า กระแสไฟฟ้าย้อนอิมิตัว และ n คือค่าแฟกเตอร์อุดมคติของไดโอด ดังนั้นกระแสไฟฟ้า I_{out} ที่ไหลออกสู่วงจรภายนอกจะเท่ากับผลต่างระหว่างกระแสไฟฟ้ามืด I_0 และกระแสไฟฟ้าโฟโต I_{ph} ($=I_{sc}$) ดังนี้

$$I_{out} = I - I_{ph} \quad (2.5)$$

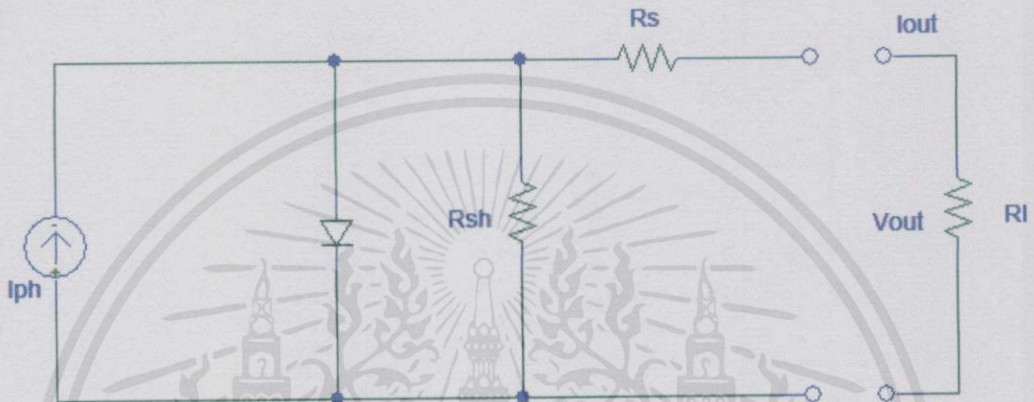
ในที่นี้ I_{ph} ($=I_{sc}$) และถ้าให้ A คือพื้นที่รับแสง จะได้ว่า

$$I_{sc} = qA \int_0^{\infty} F(\lambda) d\lambda \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพิจารณาความต้านทานภายในของเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งได้แก่ ความต้านทานอนุกรม R_s และความต้านทานขนั้ด R_{sh} ด้วย จะทำให้กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต I_{out} มีค่าดังนี้

$$I_{out} = I_0 \left\{ \exp\left[\frac{q(V - IR_s)}{nkT}\right] - 1 \right\} + \frac{V - IR_s}{R_{sh}} - I_{ph} \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลของเซลล์แสงอาทิตย์ทั่วไป

3) แรงดันไฟฟ้าวงจรมืด (Open Circuit Voltage)

ถ้าเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์อยู่ในสภาพวงจรมืด (open circuit) แรงดันไฟฟ้าที่วัดได้เรียกว่าแรงดันไฟฟ้าวงจรมืด (open circuit voltage : V_{oc}) ค่า V_{oc} คำนวณได้จากสมการที่ (2.8) โดยแทนค่า $I_{out} = 0$ ดังนั้นจึงได้ว่า

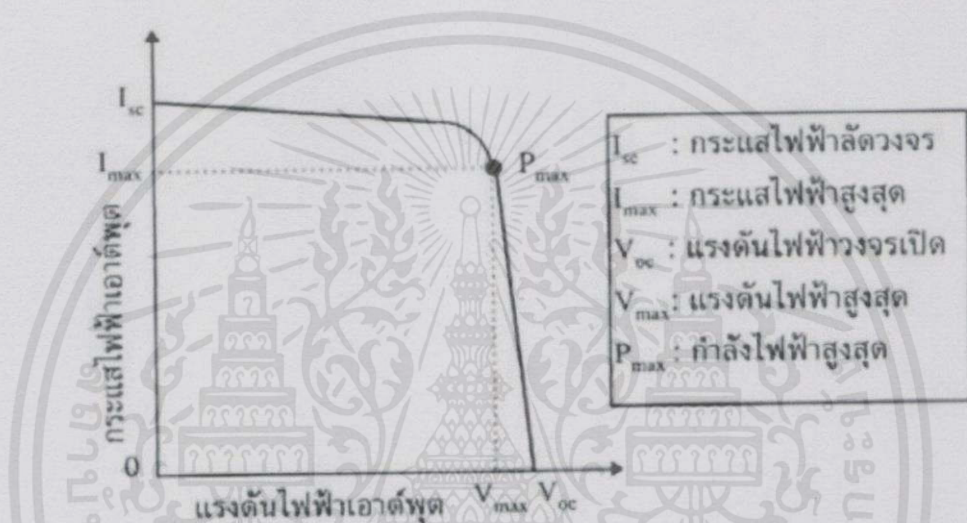
$$V_{oc} = \frac{nkT}{q} \ln\left(\frac{I_{sc}}{I_0} + 1\right) \quad (2.8)$$

รูปที่ 2.19 แสดงตัวอย่างลักษณะสมบัติเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ จุดที่กราฟตัดแกนแรงดันไฟฟ้า คือ แรงดันไฟฟ้าวงจรมืด จุดที่กราฟตัดแกนกระแสไฟฟ้าคือกระแสไฟฟ้าลัดวงจร ในการใช้งานเซลล์-แสงอาทิตย์ กำลังไฟฟ้าสูงสุด P_{max} (maximum power) ที่เราจะได้จากเซลล์แสงอาทิตย์จะเท่ากับพื้นที่สี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใหญ่ที่สุดภายในกราฟลักษณะสมบัตินี้ซึ่งแสดงด้วยเส้นไขปลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.19 ถ้าให้ V_{max} (maximum voltage) และ I_{max} (maximum current) คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าสูงสุดตามลำดับที่จะให้กำลังไฟฟ้าสูงสุด ดังนั้น $P_{max} = V_{max} \times I_{max}$

เราสามารถคำนวณหาค่า V_{max} ได้ด้วยการหาค่าอนุพันธ์ของ P_{max} เทียบกับ V_{max} และ กำหนดให้ $\frac{\partial P_{max}}{\partial V_{max}} = 0$ ผลลัพธ์คือ



รูปที่ 2.19 ลักษณะสมบัติเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ทั่วไป

$$\exp\left(\frac{qV_{max}}{nkT}\right)\left(1 + \frac{qV_{max}}{nkT}\right) = \left(\frac{I_{sc}}{I_0} + 1\right) \quad (2.9)$$

ด้วยวิธีการคำนวณในทำนองเดียวกัน I_{max} จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{max} = \frac{(I_{sc} + I_0) \frac{qV_{max}}{nkT}}{1 + \frac{qV_{max}}{nkT}} \quad (2.10)$$

สมการที่ (2.9) และสมการที่ (2.10) ชี้ให้เราทราบว่า P_{max} จะมีค่ามากเมื่อ I_0 มีค่าน้อย (นั่นก็คือ ช่องว่างพลังงานของสารกึ่งตัวนำควรมีค่ากว้างพอสมควร) และ n มีค่าน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 'ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า' ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การประจุแบตเตอรี่

2.2.1 วิธีการประจุแบตเตอรี่สามารถแบ่งได้ 4 วิธี

1) การประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่ (Constant current charging)

การประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่นับว่าเป็นการประจุที่มีประสิทธิภาพมากกว่าการประจุแบตเตอรี่แบบแรงดันคงที่ แต่การประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่นี้จะใช้ระยะเวลาในการประจุนานกว่าการประจุแบตเตอรี่แบบแรงดันคงที่ เพราะการประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่จะถูกจำกัดปริมาณการประจุของกระแสจากเครื่องประจุเข้าวงจรแบตเตอรี่เป็นจำนวนแอมแปร์ต่อชั่วโมง ดังนั้นแบตเตอรี่จะได้รับกระแสในการประจุเป็นไปตามที่กำหนด หากตั้งให้กระแสในการประจุสูงขึ้นจะทำให้เวลาในการประจุน้อยลงแต่จะทำให้เกิดความเสียหายขึ้นกับตัวแบตเตอรี่คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นภายในเซลล์แบตเตอรี่จะสูงขึ้นตามปริมาณของกระแสที่ทำการประจุ และในที่สุดแผ่นธาตุของแบตเตอรี่ที่เป็นวัสดุแอคทีฟ (Active material) ของเซลล์แบตเตอรี่จะเกิดการคอง แดก หรือเกิดรอยร้าว เนื่องจากความร้อนนี้ การประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่มีข้อดีต่อแบตเตอรี่ คือ ทำให้เซลล์แบตเตอรี่ได้รับการประจุกระแสในสัดส่วนเท่ากันตลอดชุดของแบตเตอรี่ ซึ่งในการประจุด้วยกระแสคงที่นี้ทำให้การคำนวณหาค่าความจุของแบตเตอรี่ง่ายและสะดวกยิ่งขึ้น

ดังนั้นการประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่สรุปได้ดังนี้คือ การประจุจะทำอย่างรวดเร็วไม่ได้ เพราะจะต้องถูกจำกัดปริมาณของกระแสในการประจุที่คงตัวตามที่ข้อมูลของแบตเตอรี่ชนิดนั้นกำหนดมา และอีกสิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือความร้อนที่จะเกิดขึ้นภายในเซลล์ของแบตเตอรี่ ตลอดจนค่าความจุของแบตเตอรี่ด้วย

2) การประจุแบตเตอรี่แบบแรงดันคงที่ (Constant voltage charging)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วถึงการประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่ จะทำการประจุอย่างรวดเร็วไม่ได้ ต่อไปจะศึกษาการประจุแบตเตอรี่แบบแรงดันคงที่ การประจุแบบนี้จะใช้เวลาในการประจุน้อยกว่าการประจุแบบกระแสคงที่ หรือทำการประจุได้อย่างรวดเร็วกว่านั่นเอง ระยะเวลาในการประจุขึ้นอยู่กับความสามารถของเครื่องอัดประจุว่าจ่ายกระแสออกมายังวงจรแบตเตอรี่ได้มากน้อยเพียงใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปเครื่องอัดประจุจะต้องจ่ายกระแสออกมาได้ 50 เปอร์เซ็นต์ของค่าความจุแบตเตอรี่ที่จะนำมาทำการประจุ

3) การประจุโดยวิธีการเปลี่ยนระดับกระแส (Tapered current charging)

เป็นวิธีการประจุแบตเตอรี่ที่ไม่ซับซ้อน วงจรการอัดประจุประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง วงจรเรียงกระแส และค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับจำกัดกระแส แต่วิธีนี้ไม่เหมาะสมในการอัดประจุแบตเตอรี่ตะกั่วกรดชนิดเปียก เนื่องจากกระแสที่ใช้อัดประจุจะกระเพื่อมตามแรงดันไลน์ ซึ่งจะทำให้แรงดันแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ สามารถลดผลนี้ได้โดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังที่มีแรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิสูงกว่าแรงดันแบตเตอรี่และเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมให้กับกระแส การประจุชนิดนี้สามารถใช้แทนการประจุแบบกระแสคงที่ได้ โดยเฉพาะอัดประจุแบตเตอรี่หลายๆลูกในคราวเดียวกันเท่านั้น ยังสามารถใช้ในการประจุแบบทริกเกิล (Trickle charging) ได้ด้วย

4) การประจุแบตเตอรี่โดยวิธีร่วม (Combination Charging Two – Step)

เกิดจากการรวม 2 วิธีคือ การประจุแบบกระแสคงที่และการประจุแบบแรงดันคงที่เข้าด้วยกัน โดยขั้นแรกจะใช้วิธีการอัดประจุเร็ว และขั้นที่ 2 จะอัดประจุด้วยกระแสต่ำๆ การสวิตช์จากขั้นแรกไปขั้นที่ 2 อาจทำได้หลายวิธีเช่น ตรวจสอบแรงดันที่แบตเตอรี่ ควบคุมเวลาในการอัดประจุ หรือตรวจสอบกระแสในการอัดประจุ เป็นต้น

2.3 วงจรทอนระดับแรงดันหรือวงจร Buck Converter

วงจรทอนระดับแรงดันหรือวงจร Buck Converter คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก มีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแสตรงมากๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรแบบ LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ผกผันกับกำลังสองของความถี่

2.3.1 เงื่อนไขการทำงานของ วงจร Buck Converter

การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Buck Converter ในช่วงที่เป็นสภาวะอยู่ตัว (Steady State) จะมีการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจร Buck Converter ดังนี้

1) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (2.11)$$

หมายถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันในทุกคาบเวลา

2) แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2.12)$$

หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา (volt-second) ในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

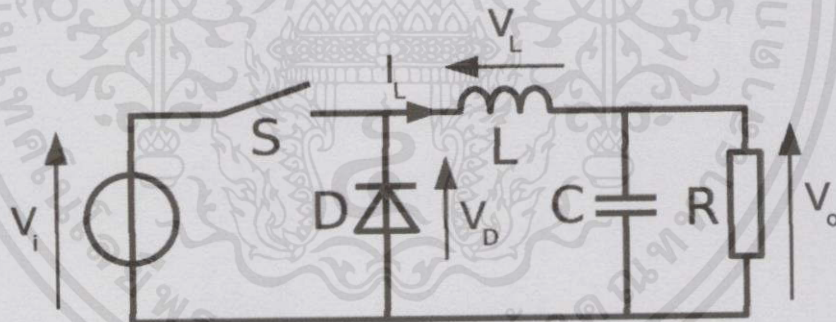
3) กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(t) dt = 0 \quad (2.13)$$

4) กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

$$P_s = P_o \quad (2.14)$$

กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรประสิทธิภาพของวงจรจึงเท่ากับ 100%



รูปที่ 2.20 วงจร Buck Converter

2.3.2 หลักการทำงานของวงจร Buck Converter

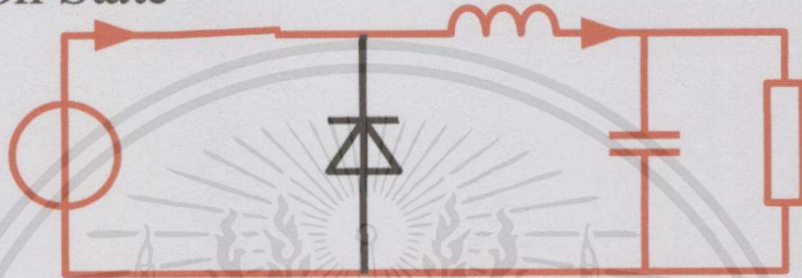
หลักการทำงานของวงจร Buck Converter เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในแต่ละคาบเวลา มีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.21 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวประจุ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

On-State



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + v_L + V_o = 0 \quad (2.15)$$

$$v_L = V_s - V_o \quad (2.16)$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.17)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.18)$$

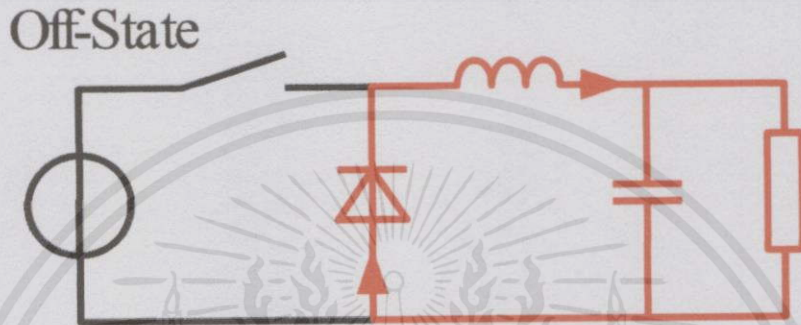
dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้า (Forward Bias) ให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้



รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

$$v_L = -v_o \quad (2.20)$$

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.21)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.22)$$

ความหมายของสมการที่ (2.22) คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆ มีค่าลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1 - D)T$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.22) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right) (1 - D)T \quad (2.23)$$

จากเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ (2.11) กล่าวคือ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส จะมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น เท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส หรือ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจจะกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (2.19) และสมการที่ (2.23) จะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.24)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right) DT + \left(-\left(\frac{V_o}{L}\right) (1 - D)T\right) = 0 \quad (2.25)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right) DT - \left(\frac{V_o}{L}\right) (1 - D)T = 0 \quad (2.26)$$

$$(V_s - V_o)D - V_o(1 - D) = 0 \quad (2.27)$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0 \quad (2.28)$$

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

จากสมการที่ (2.29) อัตราการขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจร Buck Converter เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง เช่น แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีวงจร Buck Converter ก็จะสามารถปรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ตั้งแต่ศูนย์ โวลต์ถึงหนึ่งร้อยโวลต์ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถปรับได้ถึง 100 โวลต์ เพราะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จริงมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์

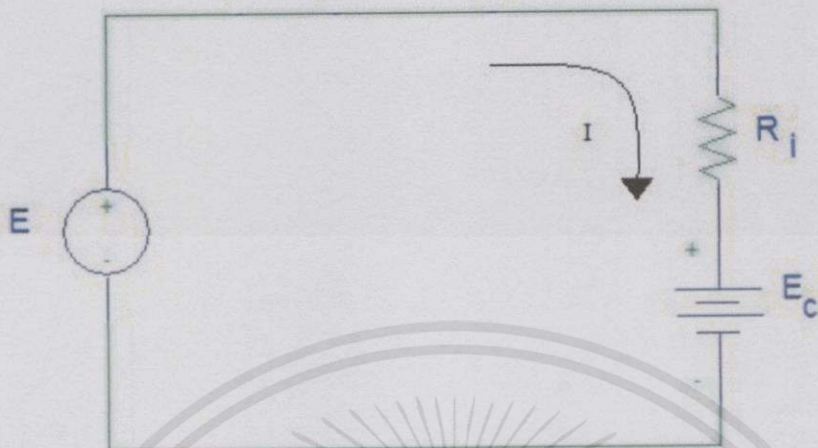
2.4 ทฤษฎีและหลักการชาร์จแบตเตอรี่

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะจ่ายระดับแรงดันไฟฟ้าที่สูงกว่าระดับแรงดันของแบตเตอรี่ในขณะที่มีการคายประจุ ในการชาร์จแบตเตอรี่จะให้ขั้วบวกของเครื่องชาร์จต่อเข้ากับขั้วบวกของแบตเตอรี่ และขั้วลบของเครื่องชาร์จต่อเข้ากับขั้วลบของแบตเตอรี่โดยที่กระแสที่ทำการชาร์จจะมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่แบตเตอรี่ได้ทำการจ่ายออกมา จากรูป 2.23 เป็นวงจรการชาร์จแบตเตอรี่อย่างง่าย

โดยที่ E คือ แรงดันที่ทำการชาร์จ

E_c คือ แรงดันที่ขั้วของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ คือ ความรู้ด้านงานภายในแบตเตอรี่เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 ทิศทางของกระแสที่ไหลขณะทำการชาร์จ

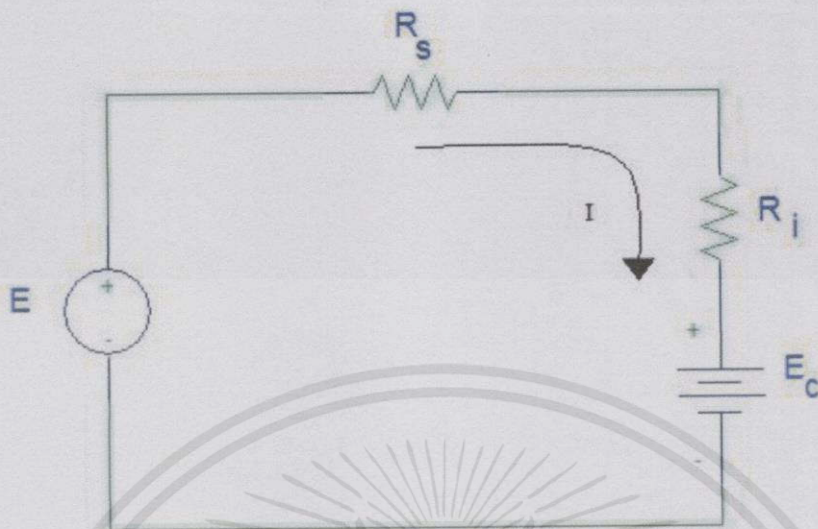
จากรูปที่ 2.23 จะได้สมการ

$$E = E_c + I R \quad (2.30)$$

$$I = \frac{E - E_c}{R} \quad (2.31)$$

เมื่อแรงดันที่แบตเตอรี่ (E_c) มีค่าเท่ากับแรงดันที่ชาร์จ จะไม่มีกระแสไหลในวงจร ถ้าแรงดันที่แบตเตอรี่มีค่าต่ำกว่าแรงดันที่ชาร์จจะทำให้มีกระแสไหล เพื่อเข้าไปชาร์จแบตเตอรี่ แต่ถ้าแรงดันที่แบตเตอรี่สูงกว่าแรงดันที่ชาร์จจะทำให้กระแสนอนกลับจากแบตเตอรี่ ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ส่วนมากจะมีค่าน้อยซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์ม โดยจะมีค่าเปลี่ยนแปลง ในขณะที่มีการชาร์จแบตเตอรี่ โดยจะมีผลต่อปริมาณกระแสที่ทำการชาร์จว่ามากหรือน้อย ถ้ากระแสในการชาร์จมีปริมาณมากกว่าที่แบตเตอรี่จะทนได้ อาจจะทำให้แบตเตอรี่เกิดความเสียหายได้ การจะลดปริมาณของกระแสที่ชาร์จแบตเตอรี่ให้ต่ำลง ทำได้โดยเอาความต้านทานต่ออนุกรมเข้าไป เพื่อจำกัดปริมาณของกระแสที่ไหลได้ตามต้องการ ซึ่งวงจรจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 วงจรมีความต้านทาน R_s ต่ออยู่เพื่อจำกัดกระแส

จากรูปที่ 2.24 เราจะหาค่าความต้านทานจำกัดกระแสได้จากสมการ R_s

$$I = \frac{E - E_c}{R_i + R_s} \quad (2.32)$$

$$R_s = \frac{E - E_c}{I} - R_i \quad (2.33)$$

แบตเตอรี่แบบทุติยภูมิ อัตราการชาร์จหรือดิสชาร์จจะขึ้นอยู่กับความจุของแบตเตอรี่ พิกัดของกระแสชาร์จแบตเตอรี่บอกไว้เป็นชั่วโมง ดังนั้นค่าของกระแสหาได้จากค่าความจุซึ่งมีหน่วยเป็น แอมแปร์-ชั่วโมง (Ah) ทหารด้วยจำนวนชั่วโมง ในทำนองเดียวกันถ้าเรารู้กระแส จำนวนชั่วโมงจะหาได้จาก ความจุ(Ah) ทหารด้วยกระแสจะได้เป็นจำนวนชั่วโมงในการชาร์จนี้จะไม่แปรผันตามตลอด เช่น แบตเตอรี่ 100 Ah จ่ายกระแส 5 แอมแปร์ ในเวลา 20 ชั่วโมง แต่ถ้าจ่ายกระแส 10 แอมแปร์ อาจจะจ่ายได้ในเวลา เพียง 7 ชั่วโมง หรืออาจจะจ่ายกระแส 20 แอมแปร์ได้ในเวลา 3 ชั่วโมง เป็นต้น

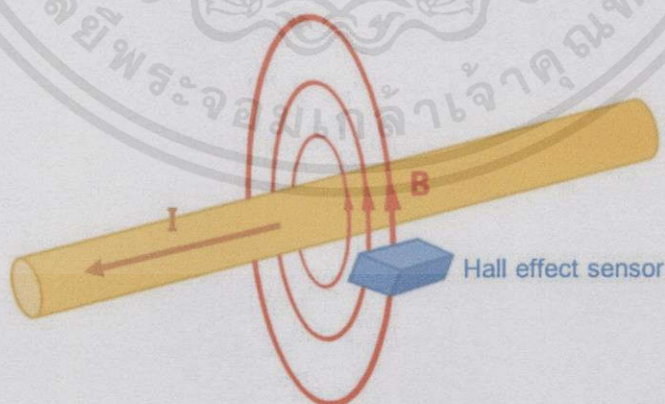
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ตัวตรวจจับกระแส (Current Sensor)

2.5.1 หลักการทำงาน Hall Effect Sensor

แผ่นตัวนำที่มีกระแสไหลผ่านเมื่อมีฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux) มากระทำในทิศทางตั้งฉากกับแผ่นตัวนำ จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าหรือแรงดันเรียกว่าแรงดันฮอลล์ (Hall Voltage) ขึ้นที่ตัวนำในทิศทางตั้งฉากกับกระแสและฟลักซ์แม่เหล็ก เมื่อจ่ายกระแสคงที่ให้แผ่นตัวนำจะทำให้กระแสไหลผ่านแผ่นตัวนำอย่างคงที่ โดยอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่จากซ้ายไปขวา เมื่อมีฟลักซ์แม่เหล็กมากระทำกับแผ่นตัวนำในทิศทางตั้งฉากจะทำให้ประจุพาหะ (Charge Carrier) ของตัวนำเบี่ยงเบนไปด้านบนของตัวนำ ประจุพาหะเป็นอิเล็กตรอนมีประจุเป็นประจุลบทำให้อ่างบนของแผ่นตัวนำมีขั้วไฟฟ้าเป็นลบ ส่วนด้านล่างของแผ่นตัวนำจะมีขั้วตรงข้ามกับด้านบนนั่นคือมีประจุบวก เมื่อวัดความต่างศักย์ระหว่างด้านบนกับด้านล่างทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าออกมาเป็นแรงดันลบ โดยขนาดของแรงดันที่วัดได้จะขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กที่มากระทำ หากความเข้มสนามแม่เหล็กมากก็จะทำให้เกิดแรงดันมาก และถ้าความเข้มสนามแม่เหล็กน้อย แรงดันก็จะน้อยตามไปด้วย ส่วนกรณีที่มีการกลับขั้วแม่เหล็กจะทำให้แรงดันเอาต์พุตกลับขั้วกับกรณีทีกล่าวมา ตัวนำที่มีประจุพาหะเป็นอิเล็กตรอนได้แก่ตัวนำไฟฟ้าทั่วไป สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-Type) ส่วนตัวนำที่มีประจุพาหะเป็นประจุบวก ได้แก่ สารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ปัจจุบันฮอลล์เอฟเฟกต์จะอยู่ในรูปของวงจรรวมหรือ IC (Integrated Circuit) ที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ เนื่องจากสารกึ่งตัวนำจะให้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าตัวนำไฟฟ้าทั่วไป

Hall effect sensor เป็นการวัดกระแสทางอ้อม เมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าทั้ง DC และ AC จะทำให้เกิดเส้นสนามแม่เหล็กรอบสายไฟ เมื่อเซ็นเซอร์ Hall effect อยู่ในบริเวณเส้นสนามแม่เหล็กของสายไฟ จะส่งสัญญาณออกมา ตามระดับสนามแม่เหล็กที่วัดได้



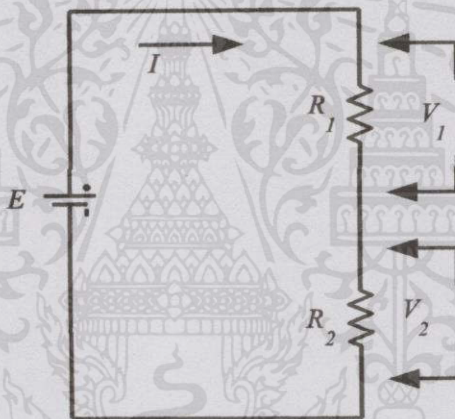
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครู ใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.25 หลักการของ Hall effect sensor
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า (Voltage Divider)

วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าเป็นวงจรที่ทำหน้าที่แบ่งแรงดันไฟฟ้าออกเป็นระดับต่าง ๆ ตามความต้องการ วงจรมีลักษณะเป็นวงจรแบบอนุกรมสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือวงจร แบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้า(Unloaded Voltage Divider)และวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบมีภาระไฟฟ้า(Loaded Voltage Divider)

2.6.1 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้า(Unloaded Voltage Divider)

วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้าเป็นวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าที่ยังไม่ได้ต่อภาระไฟฟ้าเราสามารถที่จะออกแบบการแบ่งแรงดันไฟฟ้าได้ตามความต้องการใช้งานในการคำนวณจึงไม่ต้องนำค่าภาระไฟฟ้ามาคำนวณด้วย



รูปที่ 2.26 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้า

จากรูป R_1 และ R_2 ทำหน้าที่แบ่งแรงดันไฟฟ้าออกเป็น 2 ช่วงคือ V_1 และ V_2 การคำนวณหาค่า V_1 และ V_2 ถ้าใช้สูตรการคำนวณแบบวงจรอนุกรมจำเป็นต้องคำนวณหาความต้านทานรวม (R_T) และกระแสไฟฟ้า (I_T) ของวงจรเสียก่อน ซึ่งทำให้เสียเวลา เราสามารถประยุกต์สูตรที่ใช้ในการคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ตัวต้านทานมาใช้ในการคำนวณหาค่า V_1 และ V_2 ได้โดยไม่ต้องใช้ค่าของกระแสไฟฟ้าของวงจรได้ดังนี้

$$V_1 = IR_1 \quad \text{เมื่อ} \quad I = \frac{E}{R_T} \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $I = \frac{E}{R_T}$ ในสมการจะได้,

$$V_1 = \frac{E}{R_T} R_1 \quad (2.35)$$

แต่ $R_T = R_1 + R_2$

แทนค่า $R_T = R_1 + R_2$ ในสมการจะได้

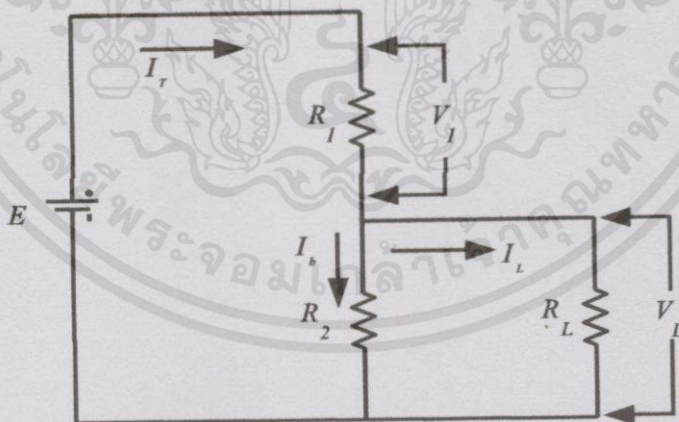
$$V_1 = E \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.36)$$

ทำนองเดียวกัน

$$V_2 = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.37)$$

2.6.2 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบมีภาระไฟฟ้า (Loaded Voltage Divider)

วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบมีภาระไฟฟ้าจะคล้ายกับวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไม่มีภาระไฟฟ้าเพียงแต่มีการต่อภาระไฟฟ้าเข้าไปในส่วนที่แบ่งแรงดันไฟฟ้าไว้ ดังนั้นการคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าในวงจรจึงต้องคำนึงถึงค่าความต้านทานของภาระไฟฟ้าที่นำไปต่อด้วย โดยการให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวต้านทานที่ต่อขนานกับภาระไฟฟ้านั้นมีค่าประมาณ 10% - 20 % ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระไฟฟ้าทั้งหมด



รูปที่ 2.27 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าแบบมีภาระไฟฟ้า

จากวงจรยู่รวม R_T และ R_L ได้ดังสูตร

$$R_T = \frac{R_2 \times R_L}{R_2 + R_L} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $R_T = \frac{R_2 \times R_L}{R_2 + R_L}$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่า R_T ได้จากสูตร

$$R_T = R_1 + R_T \quad (2.39)$$

จากสูตรการคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าในวงจร

$$I_T = \frac{E}{R_T} = \frac{E}{R_1 + R_T} \quad (2.40)$$

$$V_L = I_T R_T \quad (2.41)$$

แทนค่า I_T ในสูตร $V_L = I_T R_T$ จะได้

$$V_L = \frac{E}{R_1 + R_T} \times R_T \quad (2.42)$$

$$V_L = E \times \frac{R_T}{R_T} \quad (2.43)$$

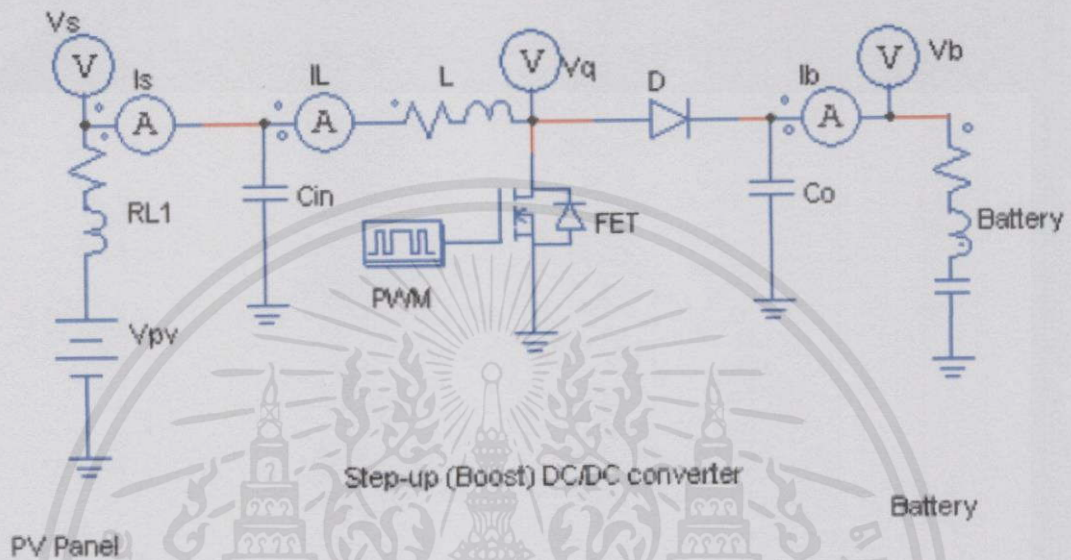
เมื่อ $R_T = R_1 + R_T$

ดังนั้นจึงสามารถใช้สูตร $V_L = E \times \frac{R_T}{R_T}$ คำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าของภาระไฟฟ้าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 ตัวอย่างวงจรชาร์จในงานวิจัย

1) Design of a Solar Powered Battery Charger



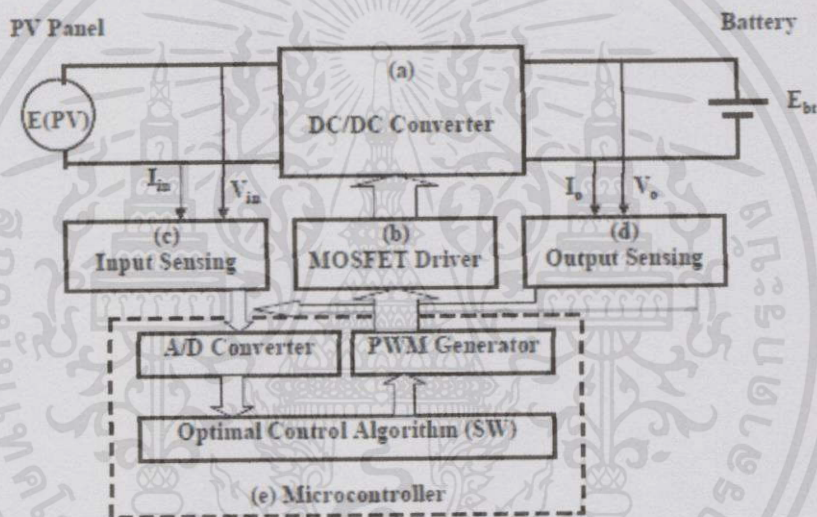
รูปที่ 2.28 โมเดลการจำลองวงจรแปลงแรงดันกระแสตรง

การจำลองวงจรแปลงแรงดันกระแสตรง (DC to DC Converter) ตามที่แรงดันในแผงวงจรโซลาร์เซลล์ 24V และแรงดันแบตเตอรี่ 36V ที่ใช้วงจรระดับแรงดัน จะมีอุปกรณ์พวก มอสเฟตกำลัง ไดโอด ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ การจำลองแผงโซลาร์เซลล์จะใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแทน ส่วนแบตเตอรี่จะใช้ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแทน โดยมอสเฟตจะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ PWM ที่จะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมไปกำหนดแรงดันขาออก กระแสขาออกและกำลังไฟฟ้าขาออก ตัวเซ็นเซอร์จะนำมาวัดค่าแรงดันขาเข้า กระแสขาเข้า กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ แรงดันขาออกและกระแสขาออก

หลักการการทำงานเริ่มจากการวัดแรงดันขาเข้าและกระแสขาเข้า เพื่อนำไปคำนวณกำลังไฟฟ้า ตัวควบคุมกำลังไฟฟ้าจะเปลี่ยนค่ากระแสใหม่จนได้ค่ากำลังไฟฟ้าที่ต้องการ เมื่อได้ค่ากระแสที่ต้องการแล้วโปรแกรมจะทำการคำนวณแล้วทำการสร้างสัญญาณ PWM ไปยังอุปกรณ์แปลงไฟกระแสตรง (DC to DC converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

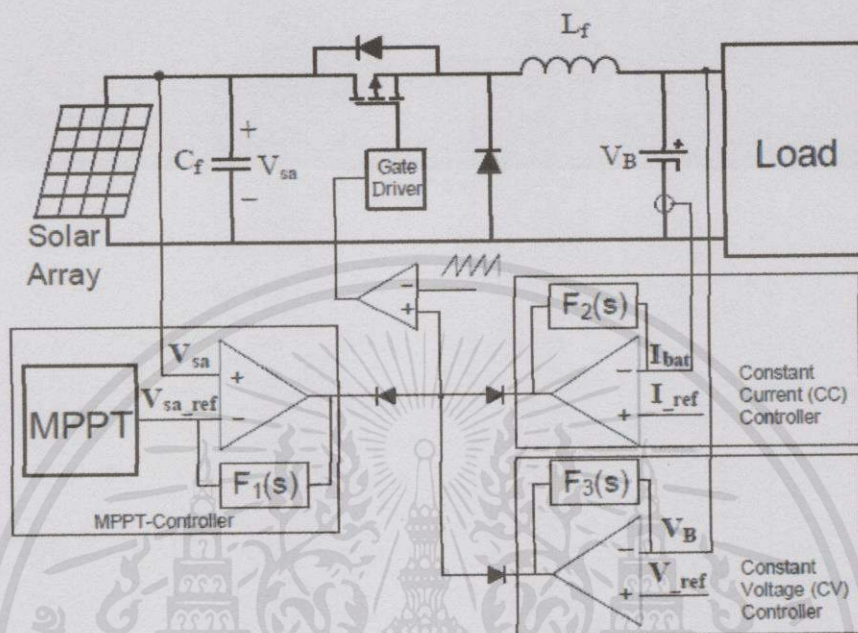
ขั้นตอนการควบคุมกำลังไฟฟ้าจะอยู่ในการทำงานของโปรแกรมบนไมโครคอนโทรลเลอร์รูปที่ 2.29 ซึ่งแสดงผังงานการควบคุม โดยตัวแปรอินพุตคือค่าแรงดันและค่ากระแสของโซลาร์เซลล์ และค่าเอาต์พุตคือค่ากระแส set-point แต่ครั้งที่ทำการวัดค่าแรงดันขาออก ค่ากระแสขาออก และค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณ การเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าในรอบระบบจะทำการตัดสินใจว่าจะเปลี่ยนค่ากระแส set-point อย่างไร ถ้ากำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น ค่ากระแส set-point จะเปลี่ยนค่าไปตามการทำงานก่อนหน้านี้ ฉะนั้นทิศทางการเปลี่ยนของกระแส set-point จะย้อนกลับ ระบบนั้นจะทำการเปลี่ยนค่ากระแส set-point ไปจนแน่ใจว่าได้ค่ากำลังไฟฟ้าที่ต้องการ เมื่อค่าแรงดันขาออก ของแบตเตอรี่เทียบกับค่าที่จำกัดไว้เพื่อดูว่าแบตเตอรี่ชาร์จเต็มหรือไม่ ถ้าคำตอบคือ “ใช่” ระบบจะทำการนำค่ากระแส set-point มาใช้



รูปที่ 2.29 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรในงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) State Estimator Design for Solar Battery Charger

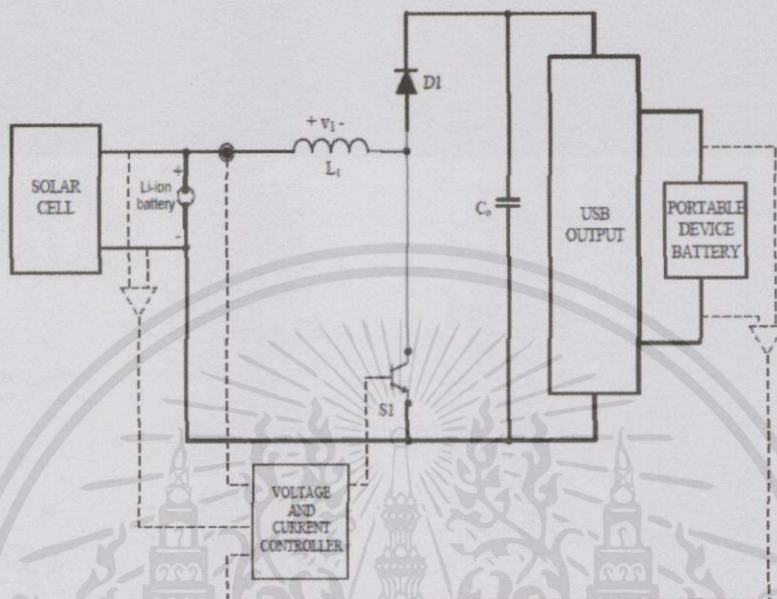


รูปที่ 2.30 ส่วนประกอบของวงจรชาร์จแบตเตอรี่จากเซลล์แสงอาทิตย์

ส่วนประกอบในการควบคุมในตัวโซล่าชาร์จเจอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ 1. ส่วนของตัวควบคุมกำลังไฟฟ้าหรือเรียกว่า MPPT ที่ช่วยในเรื่องของการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ออกมาจากแผงโซล่าเซลล์ให้มีประสิทธิภาพเพียงพอต่อความต้องการ และส่วนที่ 2. ส่วนของตัวควบคุมในการชาร์จแบตเตอรี่ให้ได้ตามที่ต้องการ โดยในส่วนนี้จะควบคุมด้วยกระแสคงที่ (Constant Current) และควบคุมด้วยแรงดันคงที่ (Constant Voltage) หลักการทำงานในส่วนนี้คือเมื่อกระแสที่ดึงจากแผงโซล่าเซลล์มีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าที่ต้องการจะควบคุมด้วยกระแสคงที่ (Constant Current) คือทำงานเพื่อรักษาระดับกระแสให้ได้ตามที่ต้องการ และในทำนองเดียวกัน แรงดันในแบตเตอรี่ก็จะมีการรักษาระดับแรงดันด้วยการควบคุมแรงดันคงที่ (Constant Voltage) ให้ได้ระดับแรงดันที่เราต้องการ ในการทำงานทั้งสามส่วนนี้ คือ MPPT, Constant Current, Constant Voltage นี้จะเชื่อมต่อกันด้วย ไดโอดและจะส่งเป็นสัญญาณ PWM ไปสั่งซึบมอสเฟตต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) Solar Power Charger with Universal USB Output



รูปที่ 2.31 หลักการทำงานของวงจร

วงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่แสดงในรูปที่ 2.31 โดยปกติวงจรทระดับแรงดันจะวางอยู่ระหว่างแผงโซล่าเซลล์และพอร์ทยูเอสบีเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรโดยที่

L_1 คือตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับแรงดัน

S_1 คือสวิตช์กำลัง

D_1 คือไดโอดกำลังขาออก

C_0 คือตัวเก็บประจุขาออก

ส่วนแผงโซล่าเซลล์ แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน ยูเอสบีขาออก และอุปกรณ์พกพาที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5 ระบบการควบคุมจะตรวจจับกระแสขาเข้า แรงดันขาเข้าและแรงดันขาออก และจะสร้างสัญญาณสวิตช์ซึ่ง S_1 เพื่อใช้ในวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ชั้นแรกวงจรจะทำการตรวจจับแรงดันขาเข้า กระแสขาเข้า และแรงดันขาออก จากนั้นก็จะทำการสร้างสัญญาณไปควบคุมสวิตช์ S_1 (ในที่นี้คือทรานซิสเตอร์) เพื่อใช้ในวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนแผงโซล่าเซลล์นั้นจะต้องมีการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้สม่ำเสมอด้วยการใช้วงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าสูงสุดหรือเรียกอีกอย่างว่า

MPPT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

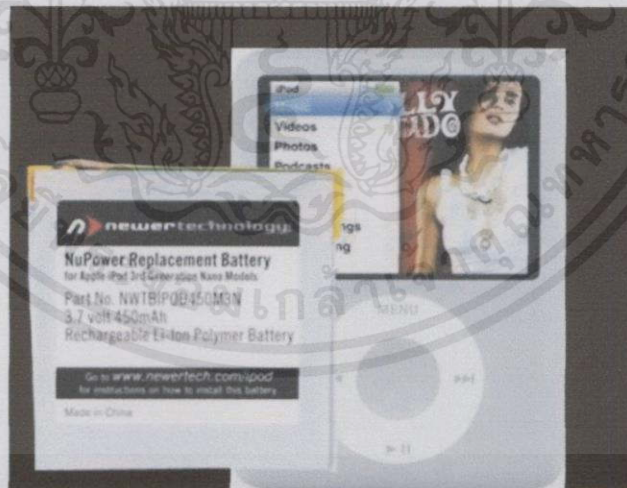
2.8 ตัวอย่างอุปกรณ์ไฟฟ้าที่สามารถชาร์จได้โดยโซลาร์เซลล์

1) Power Bank : Input DC 5V/1A Capacity 20000 mAh



รูปที่ 2.32 แบตเตอรี่ Power Bank

2) Ipod nano : Input 3.7 Volt Capacity 450 mAh



รูปที่ 2.33 แบตเตอรี่ Ipod nano

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) Iphone : Input 3.8 Volt

Capacity 1507 mAh



รูปที่ 2.34 แบตเตอรี่ Iphone

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

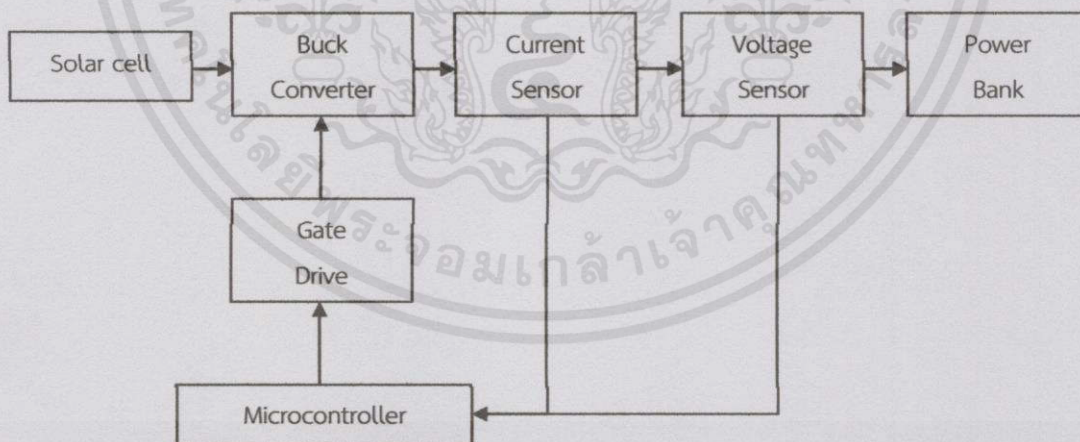
หลักการการทำงานของวงจรและการออกแบบวงจร

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการอธิบายหลักการการทำงานของวงจรประจุไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งประกอบด้วย วงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) และ วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ซึ่งในวงจรนี้มีมอสเฟตที่ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งควบคุมโดยแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในการขับเคลื่อน ทำให้สามารถปรับ duty cycle ได้ตามต้องการ โดยในโครงงานนี้จะใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน (Lithium-ion) เป็นโหลดในการประจุพลังงานไฟฟ้า เช่น โทรศัพท์มือถือ แบตเตอรี่สำรอง เครื่องเล่นเพลง เป็นต้น โดยการจำลองระบบจะแบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ

- ตอนที่1 การออกแบบและการจำลองวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)
- ตอนที่2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อน (Gate Drive)
- ตอนที่3 การออกแบบวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)
- ตอนที่4 หลักการทำงานของวงจรรวม

โดยในโครงงานนี้จะใช้วงจร Buck converter ในการปรับระดับแรงดัน โดยจะใช้โปรแกรม Pspice ในการสร้างแบบจำลองดังกล่าว



รูปที่ 3.1 แผนภาพการทำงานของวงจรประจุไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษามาก่อน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบและการจำลองของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)

การออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) นั้นต้องมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรให้เหมาะสม โดยในโครงการนี้จะออกแบบค่าพารามิเตอร์จากเงื่อนไขการใช้งานของวงจร โดยค่าที่กำหนดต่างๆมีค่าดังนี้

$$V_{in} = 12 - 22 \text{ V}$$

$$V_{out} = 5 - 7.5 \text{ V}$$

$$\text{Switching Frequency} = 25 \text{ kHz}$$

$$\text{Duty cycle} = 0.2 - 0.7$$

$$R = 3 \text{ Ohms}$$

ค่ากระแสกระเพื่อมในกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าประมาณ 40%

ค่าแรงดันกระเพื่อมในแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าประมาณไม่เกิน 1%

3.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) นั้นอาศัยหลักการของการทำงานที่โหมดกระแสต่อเนื่อง ค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรยังคงทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องมีค่า

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (3.1)$$

โดยใช้ค่าตัวดีไซเคิลมีค่าเท่ากับ 0.2 ในการหาค่าความเหนี่ยวนำ จะได้ค่าความเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่วงจรยังคงทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องมีค่าเท่ากับ $48 \mu\text{H}$ และใช้ค่าตัวดีไซเคิลมีค่าเท่ากับ 0.7 ในการหาค่าความเหนี่ยวนำ จะได้ค่าความเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดมีค่าเท่ากับ $18 \mu\text{H}$

3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)

การออกแบบตัวเก็บประจุในวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้านั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือการรักษาระดับแรงดันขาออกให้มีค่าคงที่ จึงต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุมากๆ แต่การใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่ามากมีข้อเสียคือจะทำให้ต้องใช้พื้นที่มาก อีกทั้งตัวเก็บประจุจะมีราคาแพง จึงต้องออกแบบให้ตัวเก็บประจุมีขนาดที่เหมาะสม โดยหลักการคือการรักษาให้อัตราการล่อกลืนของแรงดันขาออกมีค่าน้อยกว่า 1% โดยสมการการหาค่าตัวเก็บประจุคือ

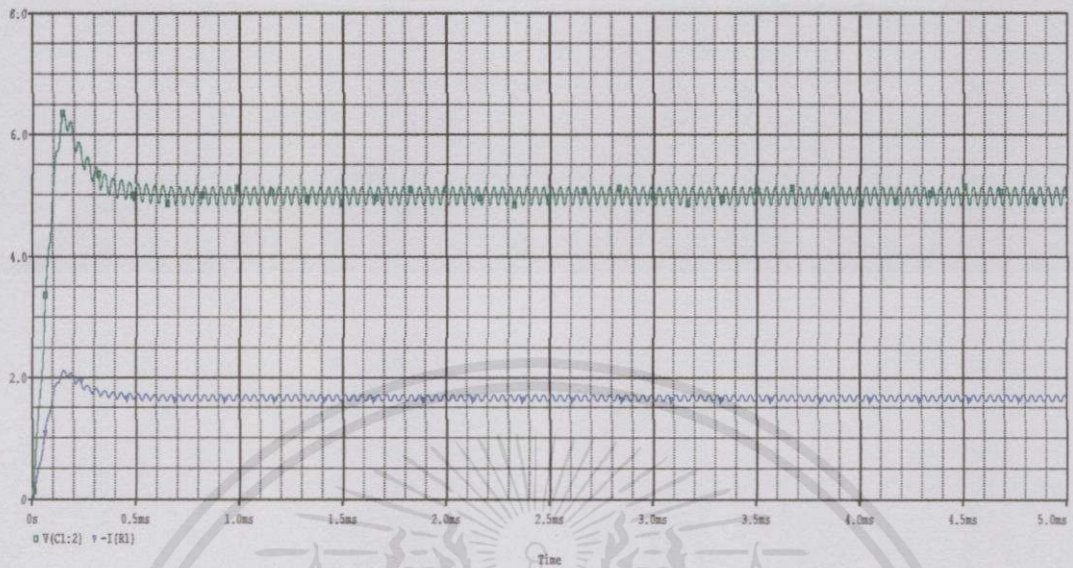
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \frac{(1-D)V_0}{8Lf^2 \Delta V_0} \quad (3.2)$$

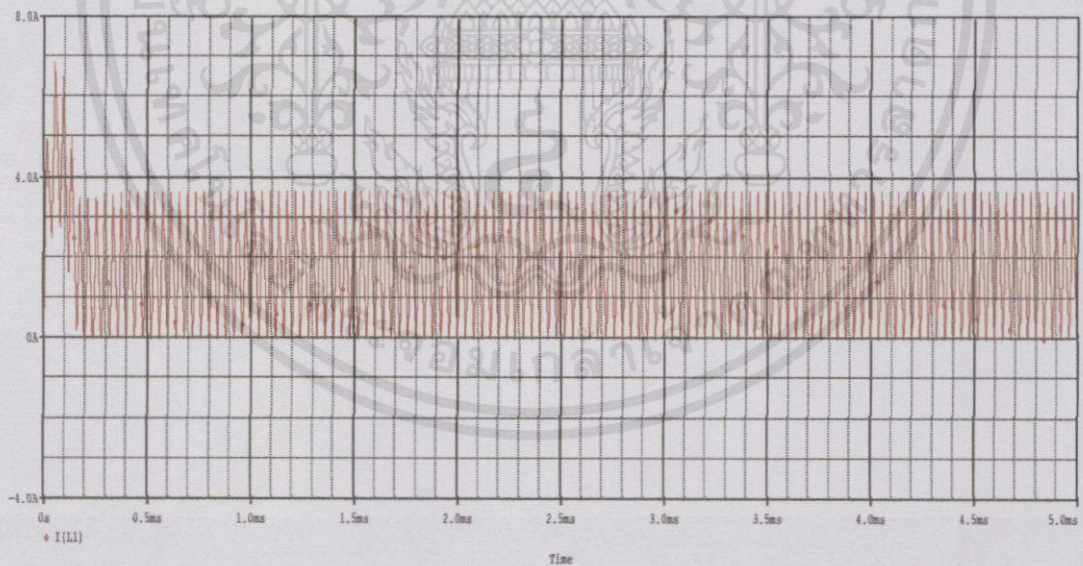
โดยใช้ค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0.2 ในการคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้า จะได้ค่าความจุไฟฟ้าต่ำที่สุดที่ทำให้แรงดันขาออกมีระลอกคลื่นของแรงดันน้อยกว่า 1% มีขนาดเท่ากับ 64 μF และเมื่อใช้ค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0.7 ในการคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้า จะได้ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้ามีขนาด 24 μF

ในบทนี้เราจะจำลองการทำงานของวงจรชาร์จซึ่งใช้วงจร DC to DC Converter ชนิด Buck Converter ในการชาร์จประจุไฟฟ้า โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ในวงจรคือ ปรับเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ และปรับเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า จากนั้นทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE เพื่อดูผลลัพธ์ที่ได้จากวงจรคือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก และค่ากระแสไฟฟ้าขาออก โดยจากผลลัพธ์ที่ได้จะนำมาวิเคราะห์ค่าของระลอกคลื่นของแรงดันขาออก และระลอกคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ เพื่อนำไปเลือกค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุไฟฟ้าที่เหมาะสมกับการใช้งานวงจรชาร์จในโครงการนี้ โดยคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบไว้จะต้องมีระลอกคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำประมาณไม่เกิน 40% ของกระแสไฟฟ้าในวงจร และค่าระลอกคลื่นแรงดันขาออกไม่เกิน 1% โดยจะจำลองค่าความเหนี่ยวนำระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ได้คำนวณไว้ข้างต้นมีขนาด 48 μH และค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่น้อยที่สุดที่ได้คำนวณไว้มีขนาด 64 μF จากนั้นจะเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำขึ้นจนถึงค่าที่เหมาะสมที่ทำให้ระลอกคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าตามที่กำหนดไว้ และเพิ่มค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าขึ้นจนถึงค่าที่เหมาะสมที่ทำให้ค่าระลอกคลื่นของแรงดันขาออกมีค่าตามที่กำหนดไว้ ซึ่งผลการจำลองนั้นสามารถแสดงได้ในกราฟด้านล่างดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



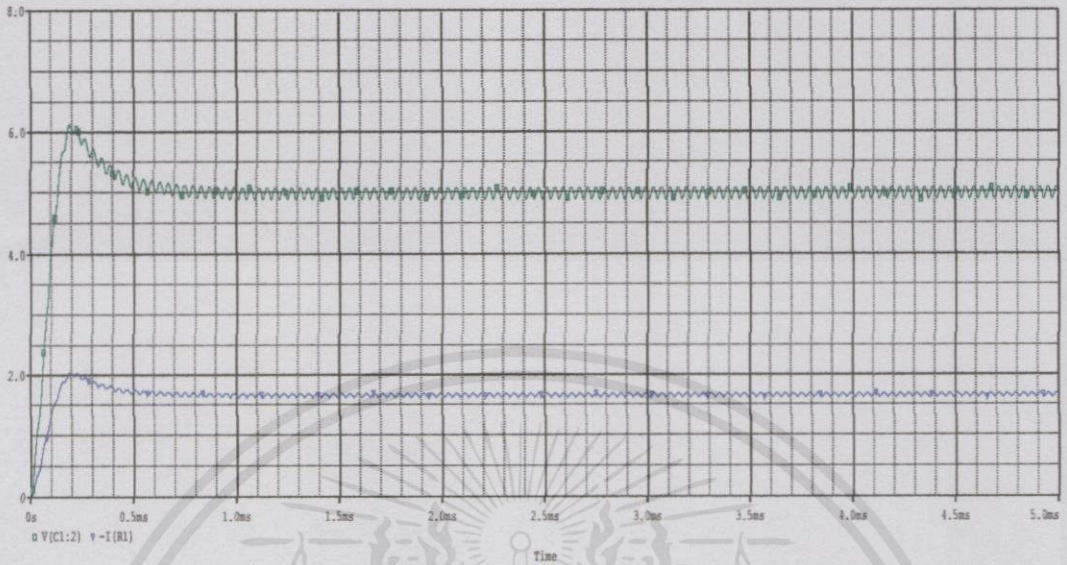
รูปที่ 3.2 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $48 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$



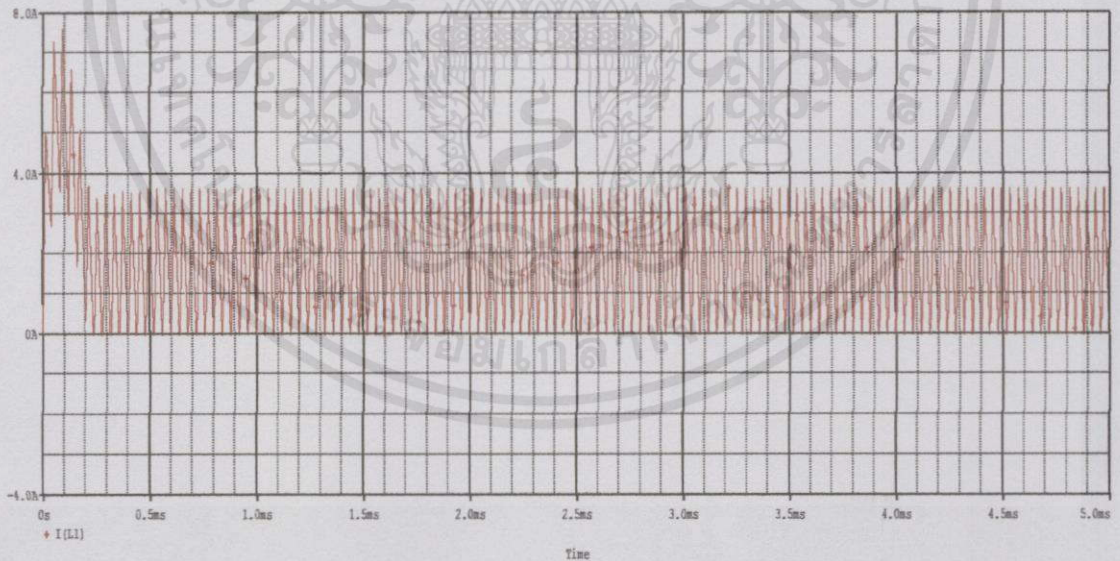
รูปที่ 3.3 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $48 \mu\text{H}$

และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

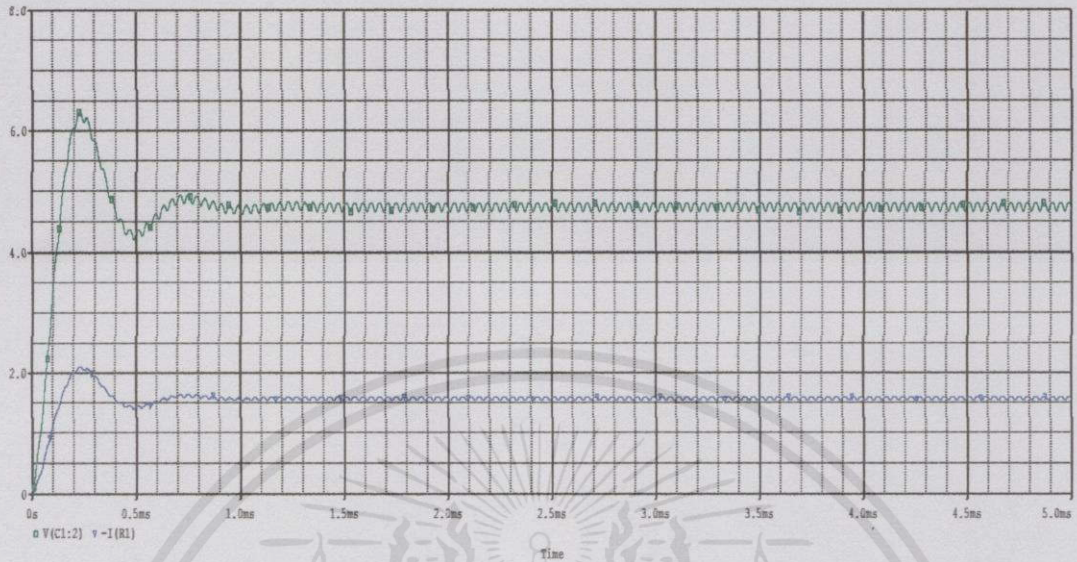


รูปที่ 3.4 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $48 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

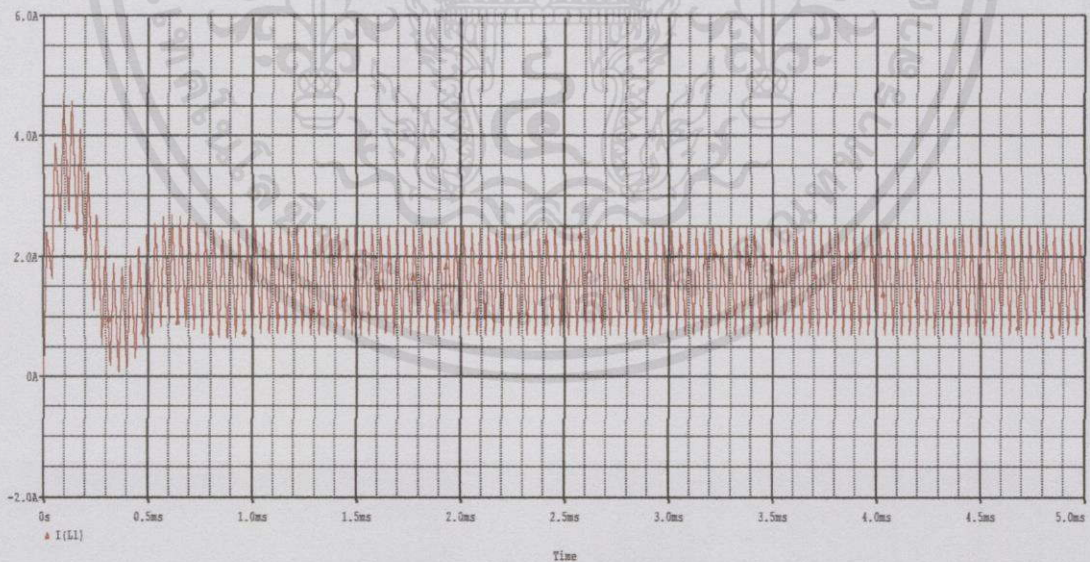


รูปที่ 3.5 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $48 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในของหน่วยงานที่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

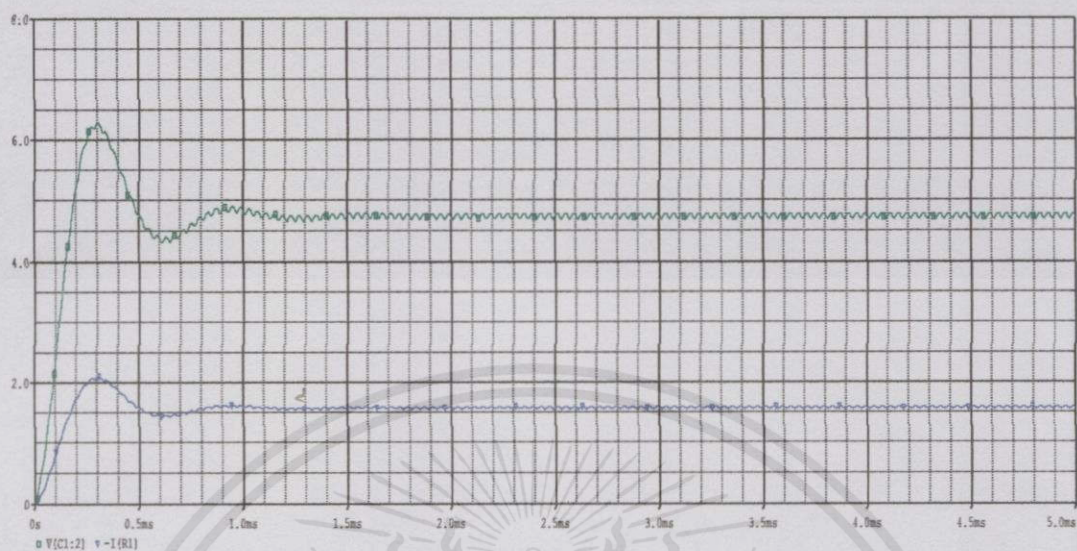


รูปที่ 3.6 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $100\ \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64\ \mu\text{F}$

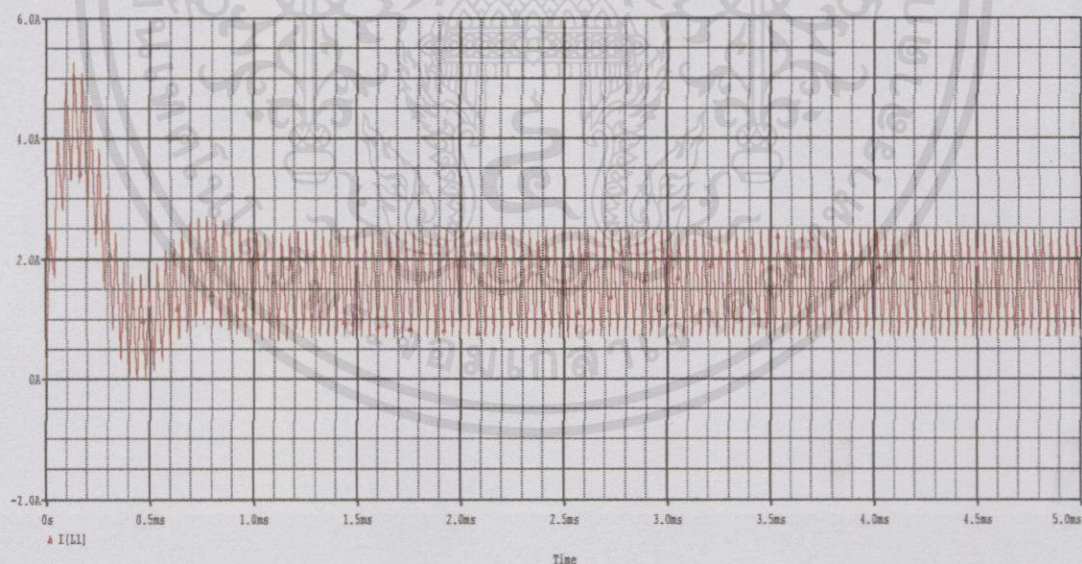


รูปที่ 3.7 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $100\ \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64\ \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในหอประชุมเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

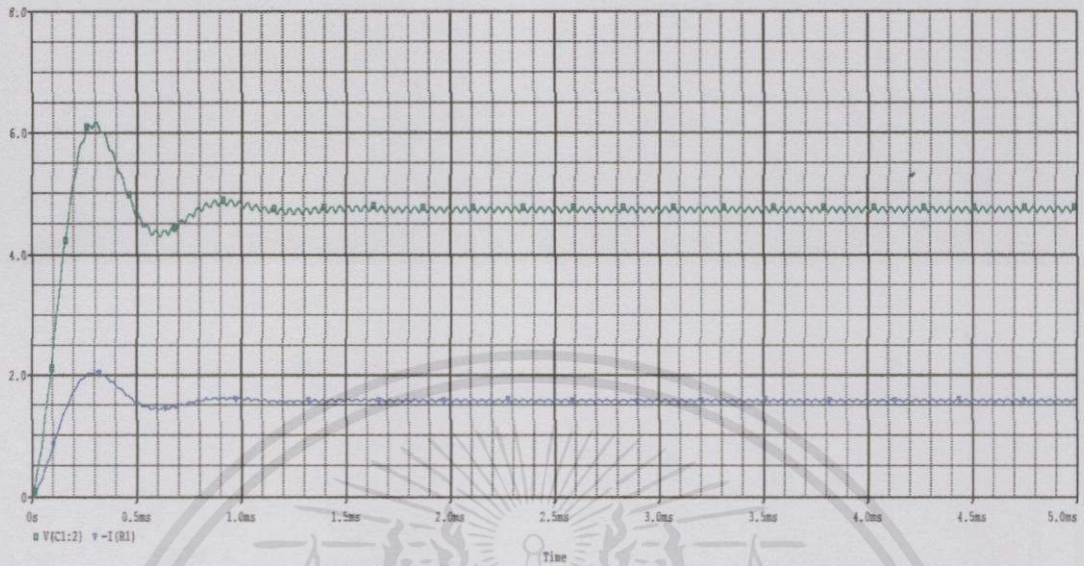


รูปที่ 3.8 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $100 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

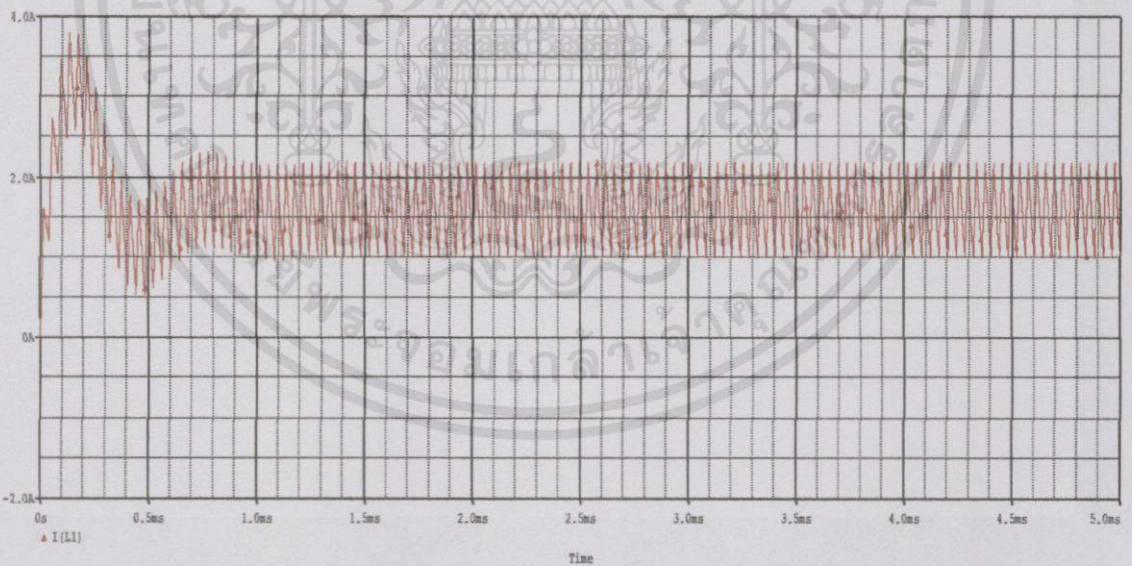


รูปที่ 3.9 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $100 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

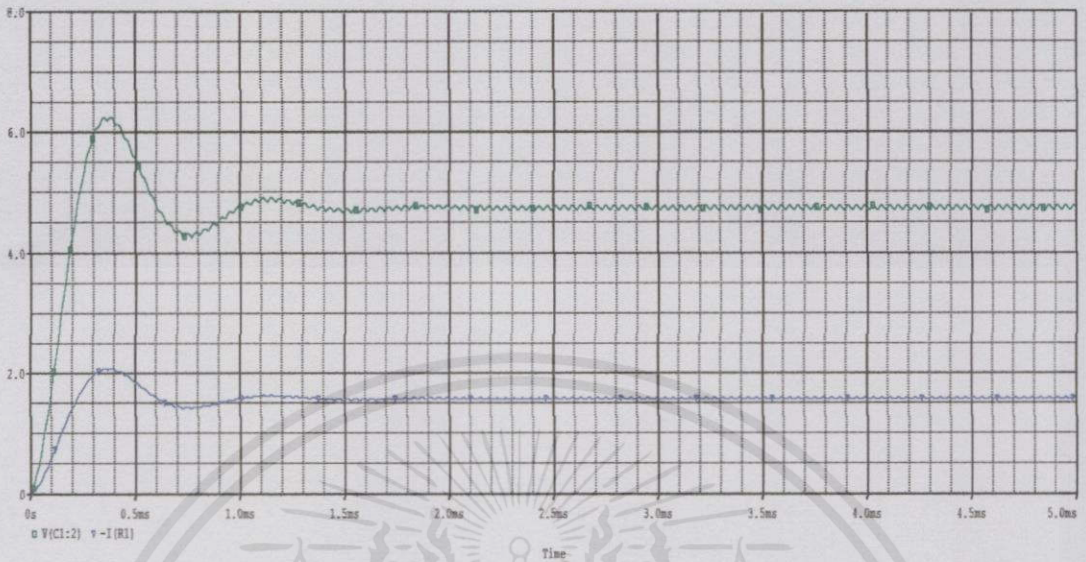


รูปที่ 3.10 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $150 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$

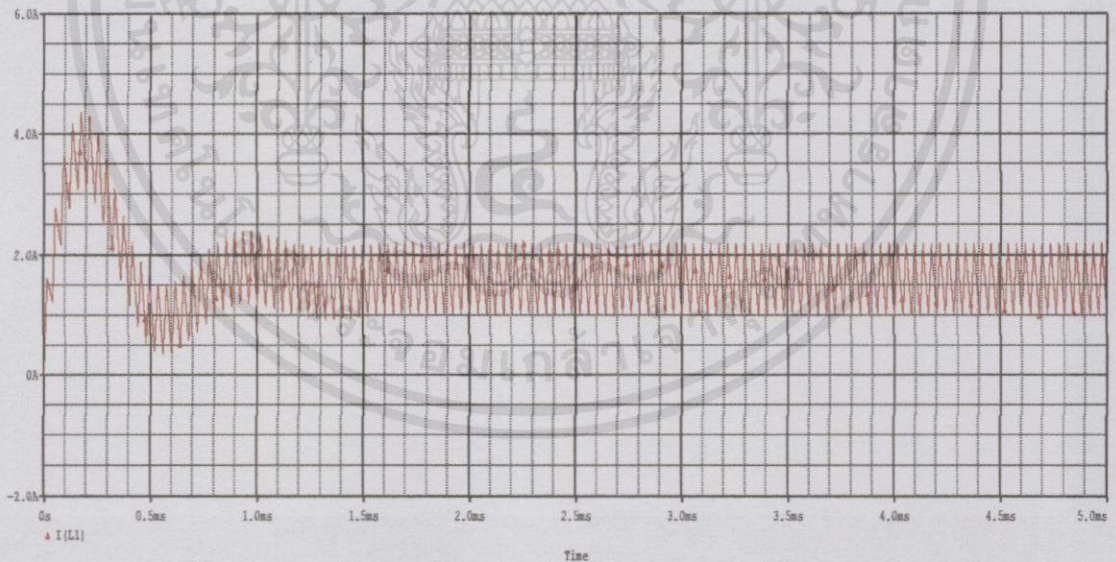


รูปที่ 3.11 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $150 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



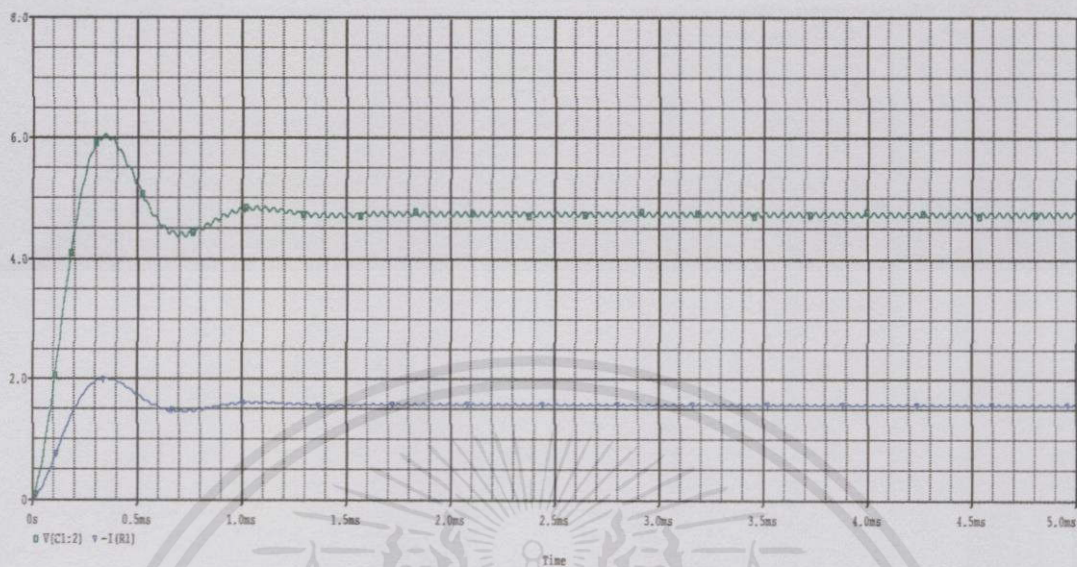
รูปที่ 3.12 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $150 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$



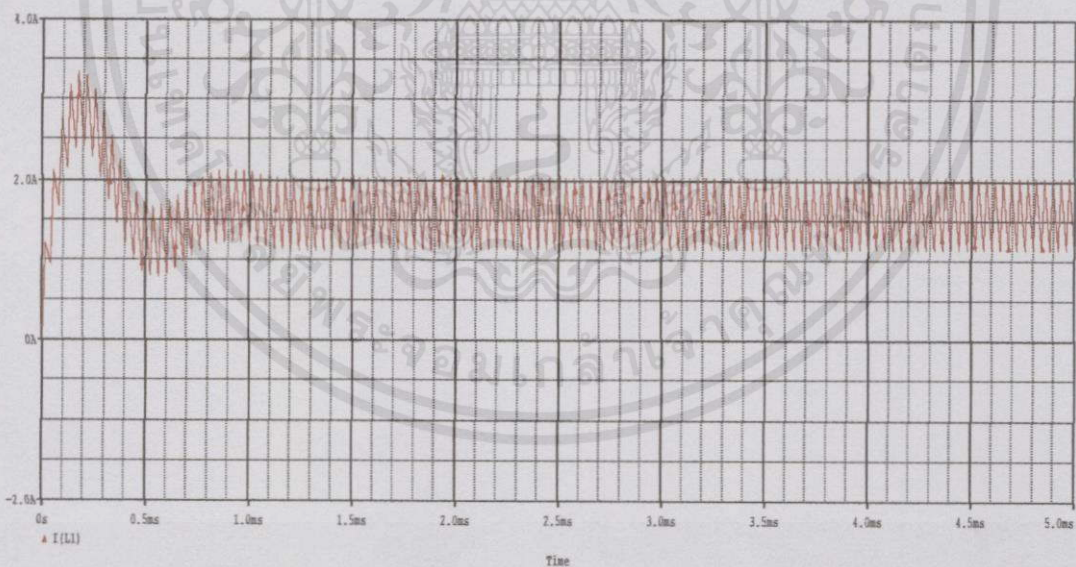
รูปที่ 3.13 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $150 \mu\text{H}$

และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



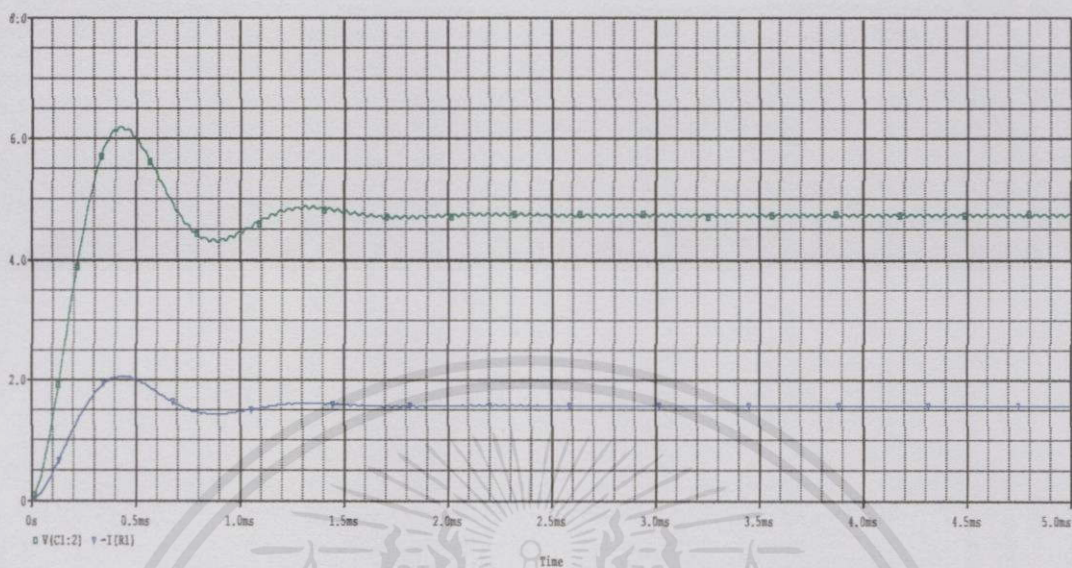
รูปที่ 3.14 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $200 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$



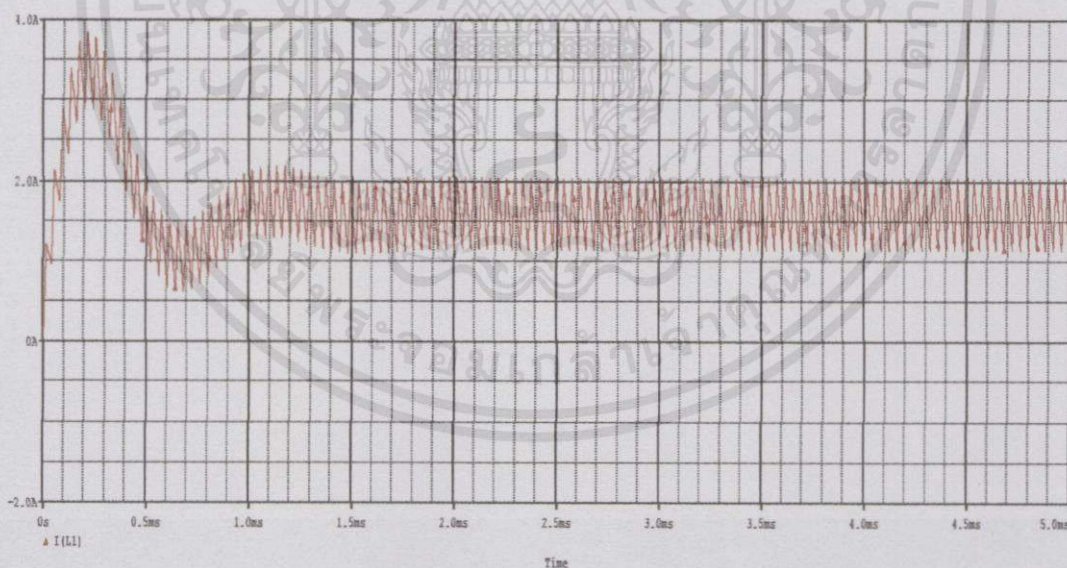
รูปที่ 3.15 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $200 \mu\text{H}$

และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

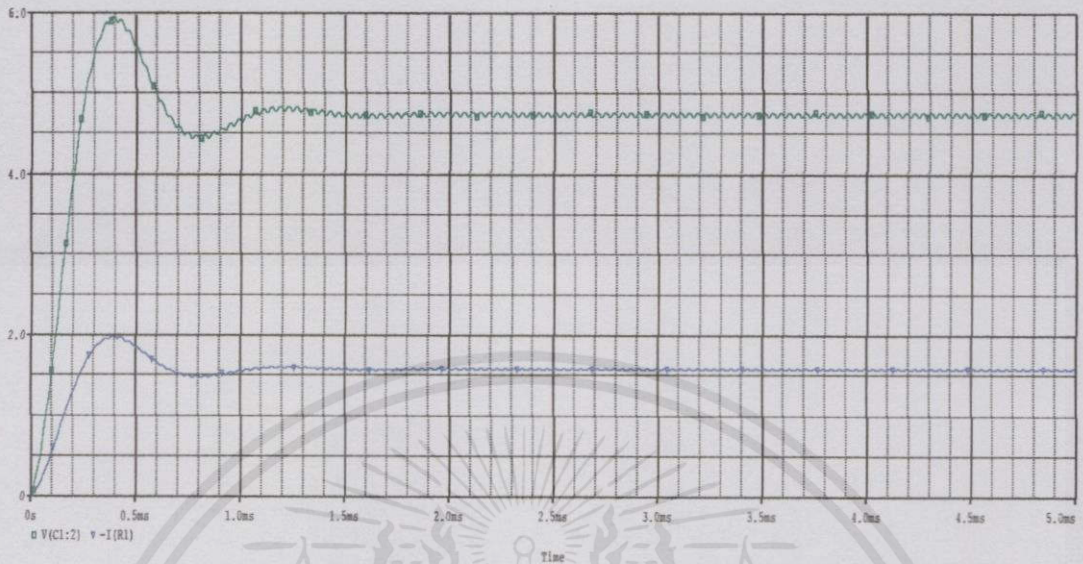


รูปที่ 3.16 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $200 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

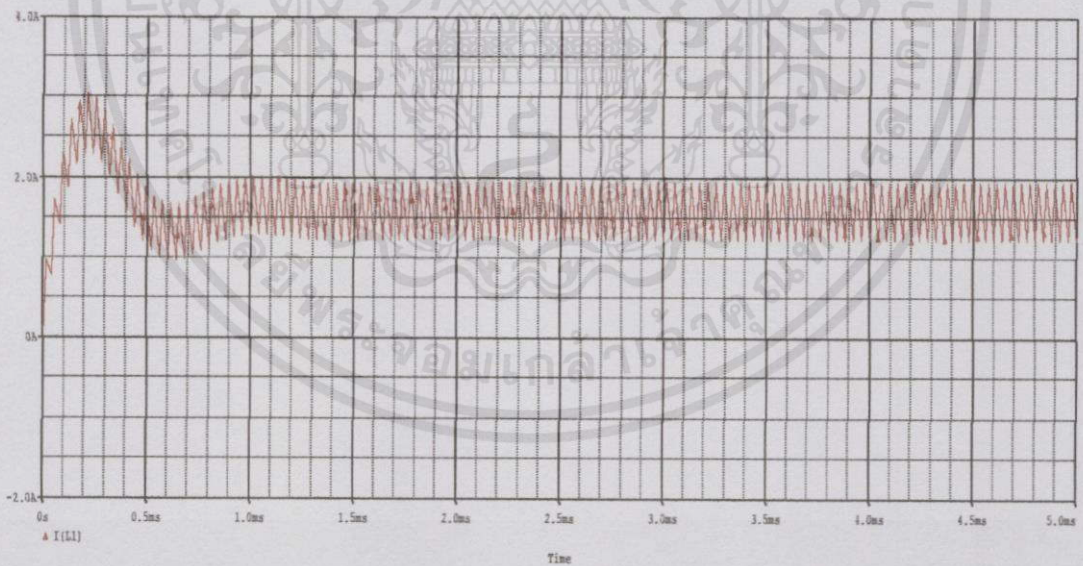


รูปที่ 3.17 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $200 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

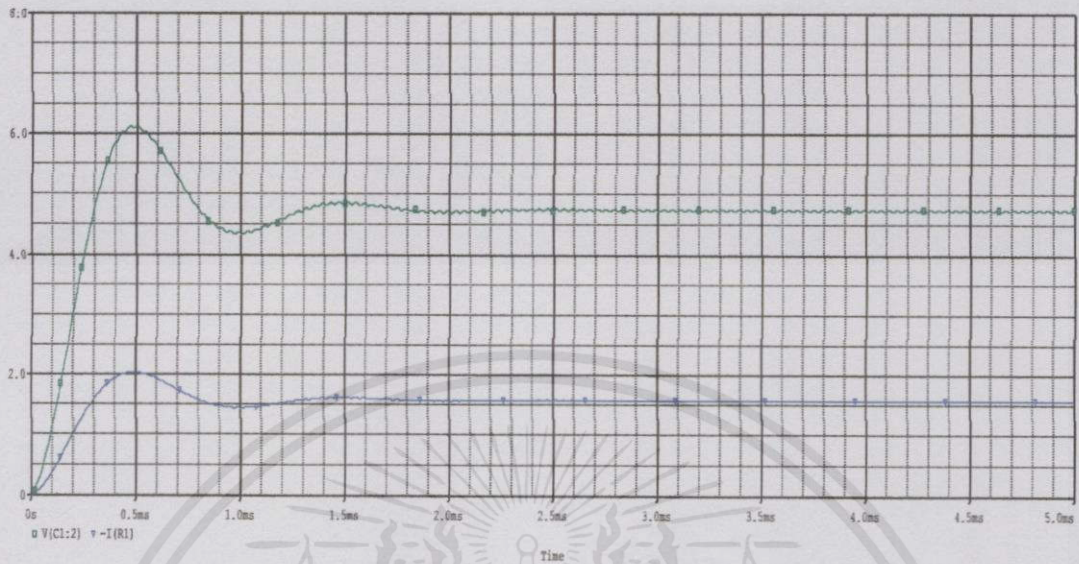


รูปที่ 3.18 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $250 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$

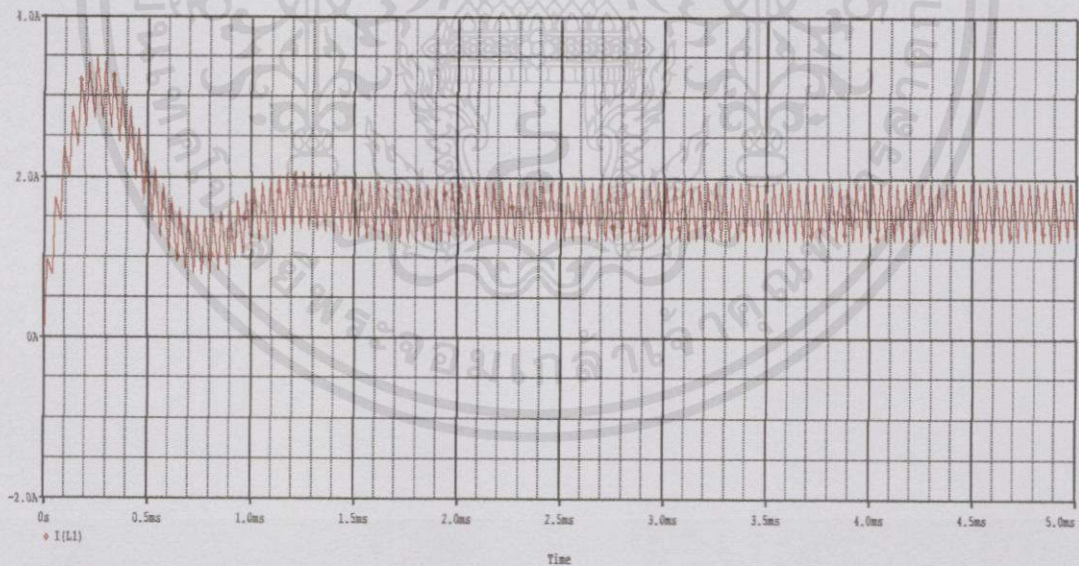


รูปที่ 3.19 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $250 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $64 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเป็นกรณีเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 กราฟของแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $250 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

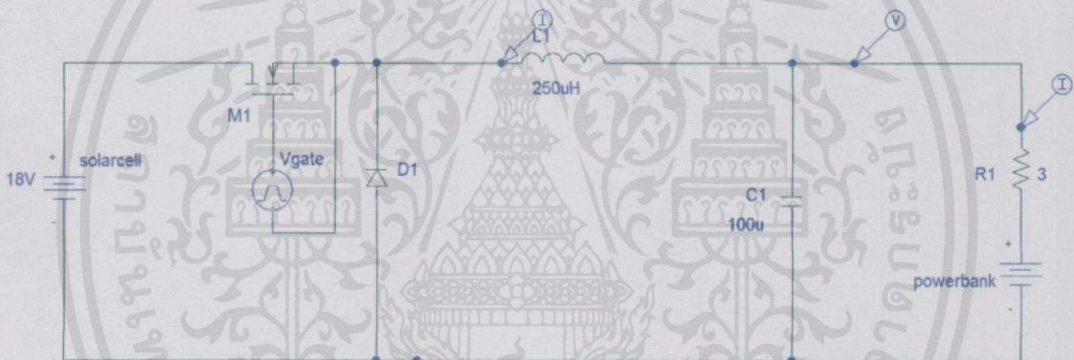


รูปที่ 3.21 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด $250 \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุขนาด $100 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าที่ค่าความเหนี่ยวนำขนาด 250 μH ทำให้ค่าระลอกคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ $\frac{0.65}{1.6} \times 100\% = 40\%$ จึงเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μH ค่าระลอกคลื่นแรงดันขาออกนั้นมีค่าน้อยกว่า 1% จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนาด 100 μF

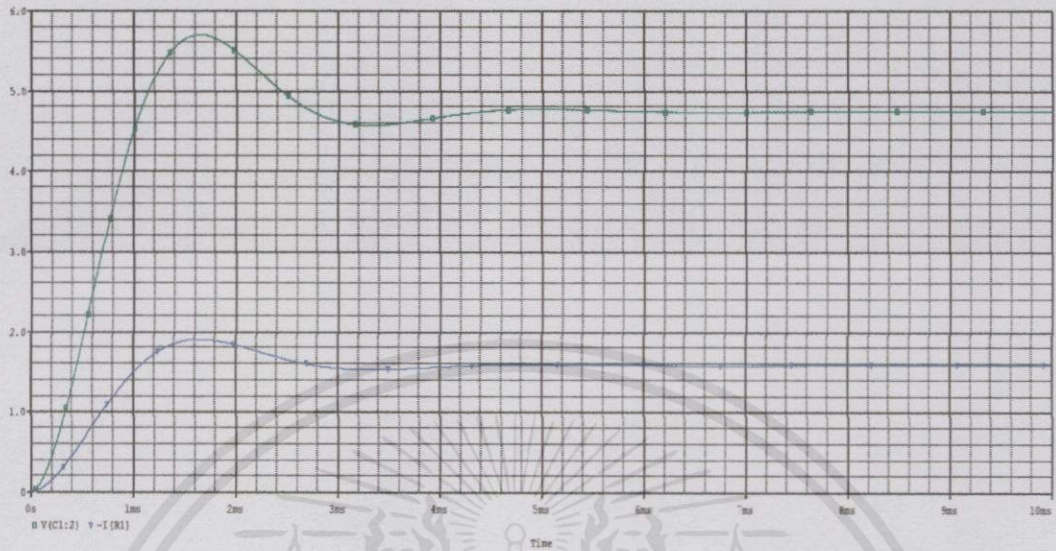
สำหรับการจำลองวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้าจะใช้วงจร DC to DC Converter ชนิด Buck Converter เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการปรับระดับแรงดันไฟฟ้า ให้มีแรงดันขาออก 5 V ตามพิกัดของแบตเตอรี่ที่จะนำมาประจุไฟฟ้า โดยการทำงานของวงจร Buck Converter นี้ จะทำงานตามสัญญาณ PWM ที่สร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วผ่านวงจรขับเกต (Gate Drive) ไปขับให้สวิทช์ MOSFET IRFP460 ทำงาน ซึ่งแรงดันขาเข้าของวงจรนี้คือแรงดันจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ และแรงดันที่ใช้ในการขับมอสเฟตเป็นแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ความถี่ 25 kHz และ duty cycle ปรับตามแรงดันจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์



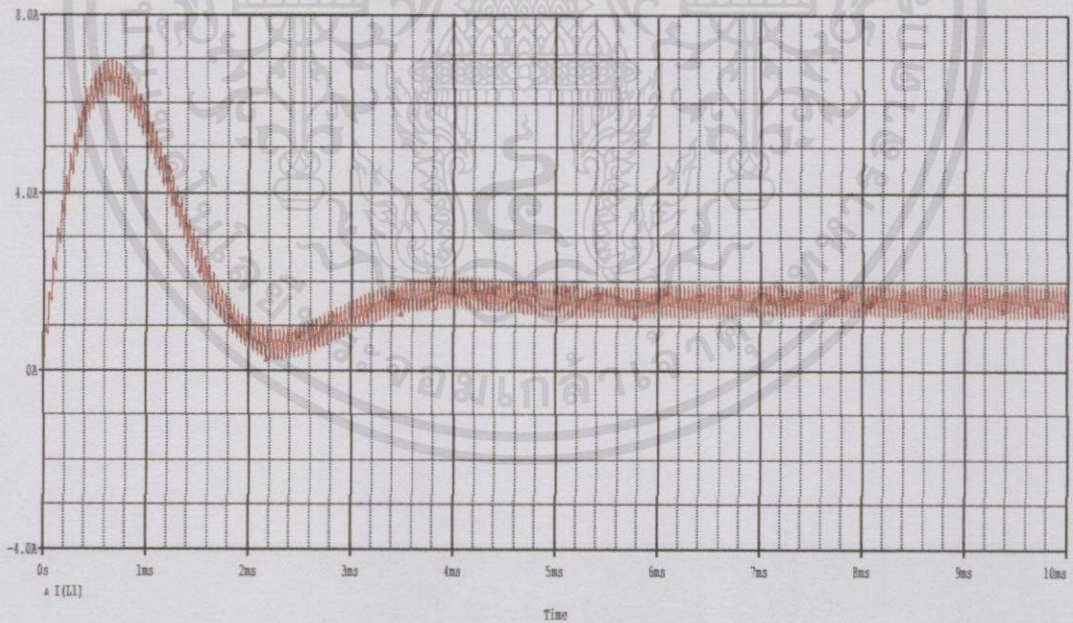
รูปที่ 3.22 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)

ผลการจำลองที่ได้จะพบว่าค่าแรงดันขาออกจะมีค่าคงที่เนื่องจากในวงจรการประจุไฟฟ้ามีวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ แม้ว่าค่าแรงดันขาเข้าจะเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความเข้มแสงที่เปลี่ยนแปลง ตัวอย่างรูปกราฟของแรงดันขาออก กระแสไฟฟ้าขาออก และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจรนั้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.23 และรูปที่ 3.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 กราฟของแรงดันขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออก

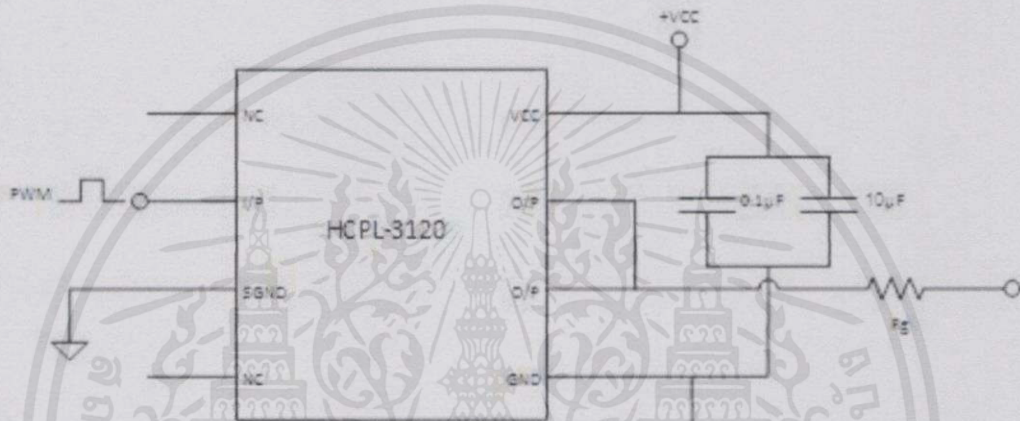


รูปที่ 3.24 กราฟของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การจำลองวงจรขับเกต (Gate Drive)

ในการจำลองวงจรขับเกตใช้ HCPL-3120 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ PWM ให้มีขนาดเท่ากับ $\pm 15\text{V}$ เพื่อใช้ในการขับนำให้แก่อุปกรณ์สวิตช์กำลังคือ MOSFET เบอร์ IRFP460 ซึ่งเป็นสวิตช์ในวงจร Buck Converter โดยต้องใช้แรงดันประมาณ 15V เป็นไฟเลี้ยงจึงจะสามารถทำงานตามที่ต้องการได้

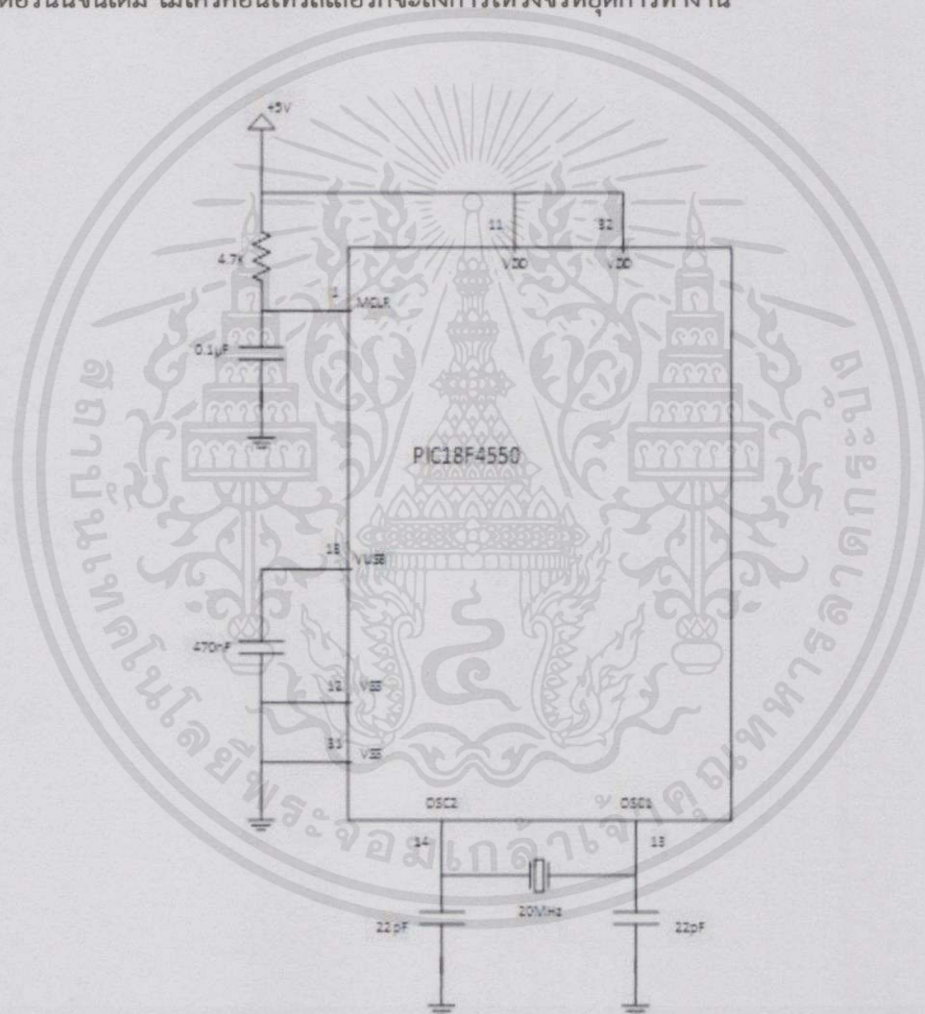


รูปที่ 3.25 วงจรขับเกต (Gate Drive)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การจำลองวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

ในการจำลองวงจรใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4550 ในการประมวลผลและสั่งการให้วงจรทำงานตามที่ต้องการในแต่ละช่วงการทำงาน โดยในช่วงแรกไมโครคอนโทรลเลอร์จะสั่งการให้ควบคุมกระแสของวงจรให้ทำงานในช่วงกระแสคงที่ จากนั้นเมื่อแรงดันของแบตเตอรี่มีค่าเท่ากับค่าที่กำหนดไว้ในโปรแกรม ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะเปลี่ยนช่วงการทำงานไปที่ช่วงแรงดันคงที่ จนกระทั่งกระแสที่ไหลมีค่าน้อยกว่าค่าที่กำหนดไว้ในโปรแกรม นั่นหมายความว่าได้ทำการประจุแบตเตอรี่นั้นจนเต็ม ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะสั่งการให้วงจรหยุดการทำงาน

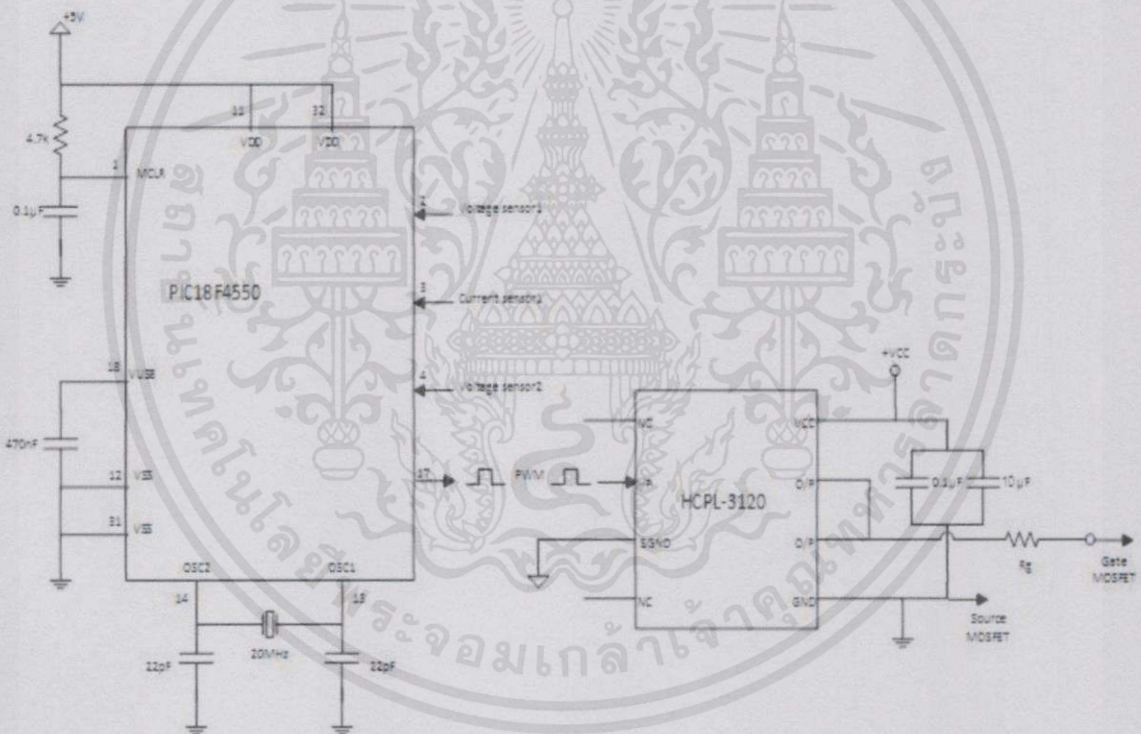


รูปที่ 3.26 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 หลักการทำงานของวงจรรวม

การทำงานของวงจรถอนระดับวงจรไฟฟ้า (Buck Converter) จะเริ่มต้นจากการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เก็บค่าแรงดันและกระแสในวงจรจากเซ็นเซอร์แรงดันและกระแสและทำการประมวลผล จากนั้นทำการจ่ายแรงดันรูปคลื่น PWM ที่ปรับค่าความถี่ได้เกิดตามที่กำหนดไว้ในโปรแกรม จากนั้นนำแรงดันที่ได้ไปเข้าวงจรขับเกต (Gate Drive) เพื่อแยกกราวด์และขยายสัญญาณรูปคลื่น PWM ให้มีขนาดที่เหมาะสมในการขับมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันหรือกระแสขาออกให้มีขนาดตามที่กำหนดไว้ในโปรแกรม จากนั้นเซ็นเซอร์วัดกระแสและแรงดันก็จะส่งค่าที่วัดได้ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ในการปรับค่าความถี่ได้เกิดเป็นวัฏจักรการทำงานของวงจรต่อไป ภาพการทำงานของวงจรรวมแสดงได้ดังรูปด้านล่าง



รูปที่ 3.27 หลักการทำงานของวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองวัดประสิทธิภาพการทำงานของวงจรถาร์จ

การทดลองนี้ออกแบบขึ้นเพื่อศึกษาการชาร์จพลังงานไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบการชาร์จแบตเตอรี่จากวงจรถาร์จพลังงานจากแสงอาทิตย์และการชาร์จจากอุปกรณ์ชาร์จที่มีขายตามท้องตลาด โดยจะทำการเปรียบเทียบระยะเวลาในการชาร์จพลังงานจาก 2 วงจรที่กล่าวมา และทำการบันทึกค่าแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่และค่ากระแสขาเข้าแบตเตอรี่ เพื่อนำมาคำนวณค่า %SOC และ mAh ซึ่งเป็นตัวชี้วัดสถานะของแบตเตอรี่ จากนั้นนำผลการทดลองที่ได้มาวิเคราะห์เพื่อดูประสิทธิภาพของวงจรถาร์จพลังงานจากแสงอาทิตย์เมื่อเทียบกับการชาร์จจากอุปกรณ์ชาร์จที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาดต่อไป

ตัวแปรที่ใช้ในการชี้วัดสถานะการชาร์จของแบตเตอรี่มีด้วยกันหลายค่า แต่ค่าที่สำคัญและใช้กันอย่างแพร่หลายคือ ค่าความจุของแบตเตอรี่ ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงปริมาณประจุที่แบตเตอรี่สามารถจ่ายได้ ก่อนที่แบตเตอรี่จะปล่อยประจุเต็มที่ หน่วย SI ของความจุแบตเตอรี่คือคูลอมป์ (C) แต่หน่วยทั่วไปของความจุแบตเตอรี่คือแอมแปร์-ชั่วโมง (Ah) เมื่อกำหนดให้แบตเตอรี่มีความจุ 20 Ah แสดงว่าแบตเตอรี่สามารถจ่ายกระแสคงที่ 20 A ได้ภายในระยะเวลา 1 ชั่วโมง หรือจ่ายกระแสคงที่ 2 A ภายในระยะเวลา 10 ชั่วโมง หรือจ่ายกระแสคงที่ 1 A ภายในระยะเวลา 20 ชั่วโมง ความจุของแบตเตอรี่ที่เวลาใด ๆ นั้นขึ้นอยู่กับอัตราการปล่อยประจุ (C) สำหรับแบตเตอรี่ความจุ 1.6 Ah หากปล่อยประจุในอัตรา C แสดงว่าแบตเตอรี่จ่ายกระแส 1.6 A ด้วยระยะเวลา 1 ชั่วโมง แต่ถ้ากำหนดอัตรา 0.1C แสดงว่าแบตเตอรี่จ่ายกระแส 0.16 A ด้วยระยะเวลา 10 ชั่วโมงและสำหรับอัตรา 2C แสดงว่าแบตเตอรี่จ่ายกระแส 3.2 A ด้วยระยะเวลา 0.5 ชั่วโมง

อีกตัวแปรหนึ่งที่สำคัญคือ ค่าสถานะของประจุ (State of Charge, SOC) เป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงความจุที่คงเหลือของแบตเตอรี่ สำหรับช่วงเวลาอัดประจุ ด้วยกระแสเท่ากับ ประจุสะสมเต็มที่ของแบตเตอรี่มีค่าดังสมการ

$$Q = \int_{t_0}^T i(t) dt \quad (4.1)$$

เมื่อแบตเตอรี่ปล่อยประจุด้วยกระแส $i(t)$ สมการคำนวณสถานะของประจุที่เวลา t คือ

$$SOC = \frac{\int_{t_0}^t i(t) dt}{Q} \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองจะทำการวัดค่ากระแสที่เข้าแบตเตอรี่ทุกๆ 5 นาที ดังนั้นค่าประจุ (mAh) และค่าเปอร์เซ็นต์ SOC จะสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$\%SOC = \frac{(t_1 - t_0) \times \left(\frac{I_1 + I_0}{2}\right) \times 5 \times 1000}{Cx60} \times 100\% \quad (4.3)$$

ระดับแรงดันไม่ใช่พารามิเตอร์บ่งชี้ค่า SOC ของแบตเตอรี่ ในบางกรณีแรงดัน 12.6 V แบตเตอรี่อาจมีค่า SOC เท่ากับ 100% แต่ที่แรงดัน 12 V อาจพบว่า SOC มีค่าเท่ากับ 0% โดยทั่วไป SOC ของแบตเตอรี่จะถูกควบคุมให้มีค่าอยู่ในช่วง 20 – 95% และไม่ควรต่ำกว่า 40% สำหรับการใช้งานจริง

4.1 ผลการทดลองการชาร์จโดยใช้อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด

การทดลองนี้จะทำการชาร์จอุปกรณ์ไฟฟ้าจากอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด โดยทำการวัดค่าและบันทึกผลกระแสขาเข้าแบตเตอรี่และแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ทุกๆ 5 นาที ตั้งแต่แบตเตอรี่หมดจนกระทั่งแบตเตอรี่เต็มเพื่อนำค่ามาคำนวณสถานะของประจุ (State of charge , SOC) ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความจุที่คงเหลือของแบตเตอรี่ในเวลาต่างๆ ภาพการทดลองแสดงดังรูปดังต่อไปนี้

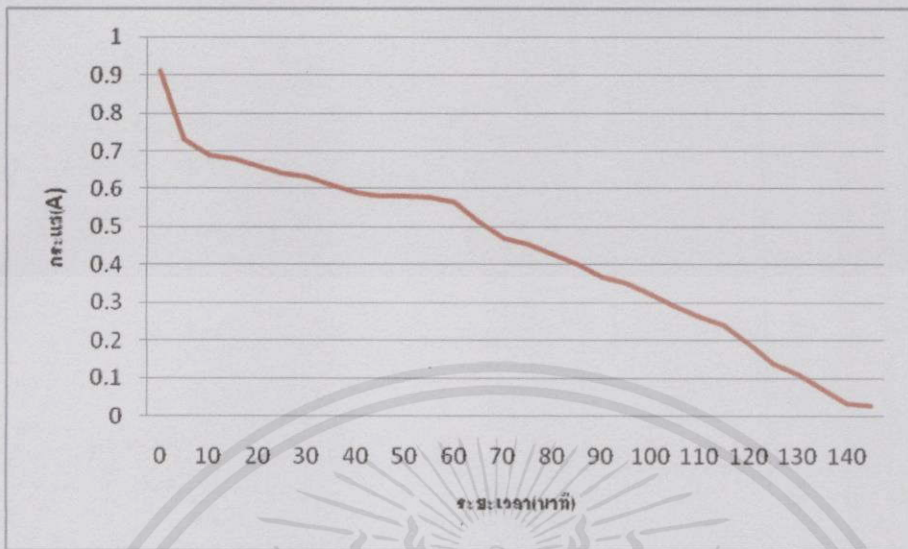


รูปที่ 4.1 อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด

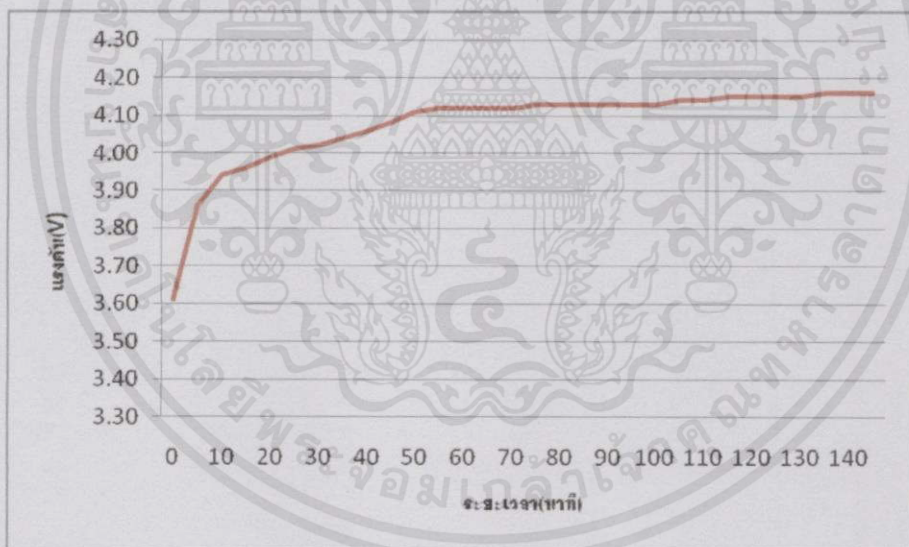
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 บันทึกการชาร์จโดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด

| ระยะเวลา | กระแสขาเข้า แอมป์ | แรงดันขั้ว แอมป์ | mA*h | %SOC | ระยะเวลา | กระแสขาเข้า แอมป์ | แรงดันขั้ว แอมป์ | mA*h | %SOC |
|----------|----------------------|---------------------|---------|---------|----------|----------------------|---------------------|---------|---------|
| 0 | 0.910 | 3.61 | 68.3333 | 6.4722 | 75 | 0.452 | 4.13 | 36.6667 | 76.0409 |
| 5 | 0.730 | 3.86 | 59.1667 | 12.0762 | 80 | 0.428 | 4.13 | 34.5833 | 79.3165 |
| 10 | 0.690 | 3.94 | 57.0833 | 17.4829 | 85 | 0.402 | 4.13 | 32.0833 | 82.3553 |
| 15 | 0.680 | 3.96 | 55.8333 | 22.7712 | 90 | 0.368 | 4.13 | 30.0000 | 85.1967 |
| 20 | 0.660 | 3.99 | 54.1667 | 27.9016 | 95 | 0.352 | 4.13 | 28.1250 | 87.8606 |
| 25 | 0.640 | 4.01 | 52.9167 | 32.9137 | 100 | 0.323 | 4.13 | 25.5833 | 90.2837 |
| 30 | 0.630 | 4.02 | 51.6667 | 37.8073 | 105 | 0.291 | 4.14 | 23.0833 | 92.4701 |
| 35 | 0.610 | 4.04 | 50.0000 | 42.5431 | 110 | 0.263 | 4.14 | 20.9583 | 94.4552 |
| 40 | 0.590 | 4.06 | 48.7500 | 47.1605 | 115 | 0.240 | 4.15 | 18.0000 | 96.1601 |
| 45 | 0.580 | 4.08 | 48.2917 | 51.7345 | 120 | 0.192 | 4.15 | 13.7500 | 97.4624 |
| 50 | 0.579 | 4.11 | 48.2083 | 56.3006 | 125 | 0.138 | 4.15 | 10.2917 | 98.4372 |
| 55 | 0.578 | 4.12 | 47.6250 | 60.8114 | 130 | 0.109 | 4.15 | 7.5000 | 99.1476 |
| 60 | 0.565 | 4.12 | 44.9167 | 65.0657 | 135 | 0.071 | 4.16 | 4.2917 | 99.5541 |
| 65 | 0.513 | 4.12 | 40.8750 | 68.9372 | 140 | 0.032 | 4.16 | 2.4583 | 99.7869 |
| 70 | 0.468 | 4.12 | 38.3333 | 72.5679 | 145 | 0.027 | 4.16 | 2.2500 | 100 |



รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเข้าแบตเตอรี่ (A) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาทื)
โดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด



รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ (V) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาทื)
โดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองชาร์จโดยอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาด เมื่อเริ่มชาร์จวัดแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ได้ 3.3 โวลต์ (แบตเตอรี่หมด) จนกระทั่งแบตเตอรี่เต็มวัดแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ได้ 4.16 โวลต์ (แบตเตอรี่เต็ม) การชาร์จแบตเตอรี่โดยการใช้อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าที่มีขายตามท้องตลาดจะใช้เวลาในการชาร์จ 2 ชั่วโมง 25 นาที กระแสที่เข้าแบตเตอรี่จะเริ่มที่กระแสสูงประมาณ 0.91 แอมป์ แล้วจึงค่อยๆลดลง ส่วนแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนแบตเตอรี่เต็ม

การคำนวณหาค่าของตัวชี้วัดสถานะการชาร์จของแบตเตอรี่นั่นก็คือค่า ความจุ (mAh) และค่าเปอร์เซ็นต์สถานะการชาร์จ (SOC) สามารถคำนวณได้จากสูตรที่กล่าวมาข้างต้นคือ ค่าประจุ (mAh)

$$Q = (t_1 - t_0) \times \left(\frac{I_1 + I_0}{2} \right) \times \frac{5 \times 1000}{60} \quad (4.4)$$

ค่าเปอร์เซ็นต์สถานะการชาร์จ

$$\%SOC = \frac{(t_1 - t_0) \times \left(\frac{I_1 + I_0}{2} \right) \times 5 \times 1000}{C \times 60} \times 100\% \quad (4.5)$$

ตัวอย่างการคำนวณในนาฬิกาที่ 50 ค่าประจุ (mAh)

$$Q_{50} = (55 - 50) \times \left(\frac{0.578 + 0.579}{2} \right) \times \frac{5 \times 1000}{60} = 48.2083 \quad (4.6)$$

ความจุรวม

$$C = Q_0 + Q_5 + \dots + Q_{140} + Q_{145} = 1055.792 \quad (4.7)$$

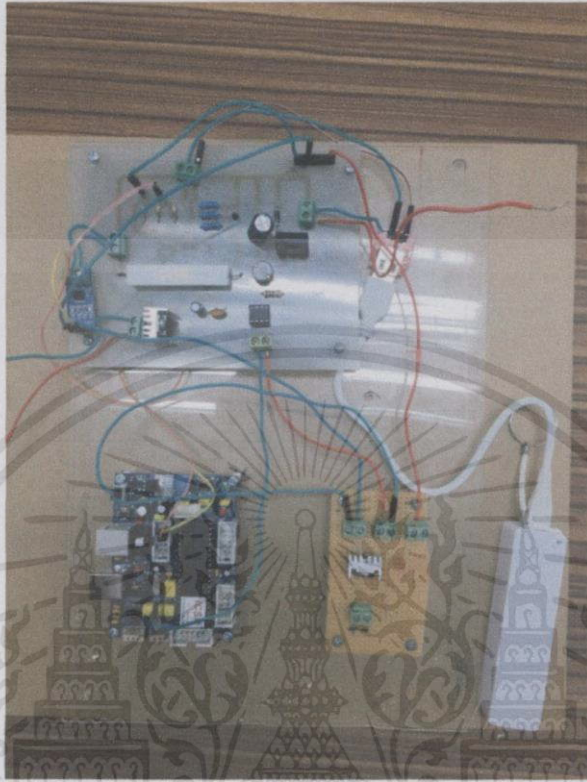
ค่าเปอร์เซ็นต์สถานะการชาร์จ (%SOC)

$$\%SOC = \frac{\sum Q_{50} \times 100\%}{C} = \frac{48.2083}{1055.792} \times 100\% = 56.3006\% \quad (4.8)$$

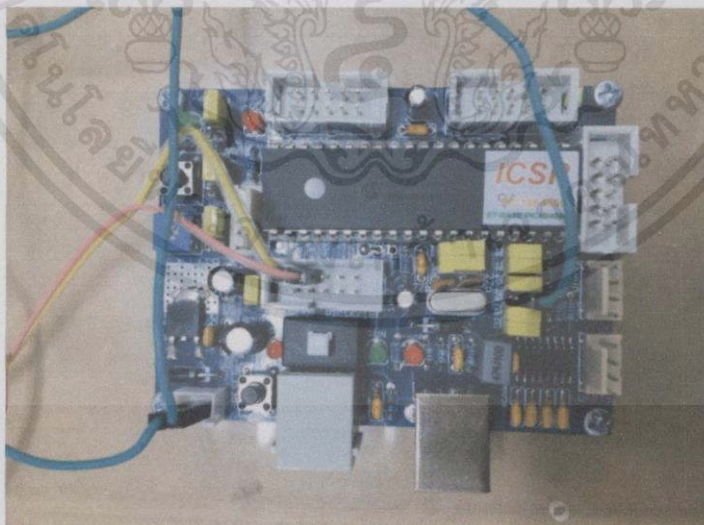
4.2 ผลการทดลองการชาร์จโดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์

การทดลองนี้จะทำการทดสอบการชาร์จแบตเตอรี่โดยใช้วงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์ที่ออกแบบขึ้น เพื่อทดสอบว่าการชาร์จแบตเตอรี่ก่อนเดี๋ยวก่อนกับที่อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าทั่วไปตามท้องตลาดใช้ในการทดลองตอนที่ 4.1 นั้นใช้เวลาเท่าใดในการชาร์จให้เต็ม จากนั้นทำการเปรียบเทียบระยะเวลาในการชาร์จ แล้วนำผลที่ได้ไปวิเคราะห์ต่อไป ภาพวงจรการทำงานแต่ละส่วนนั้นได้แสดงไว้ในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

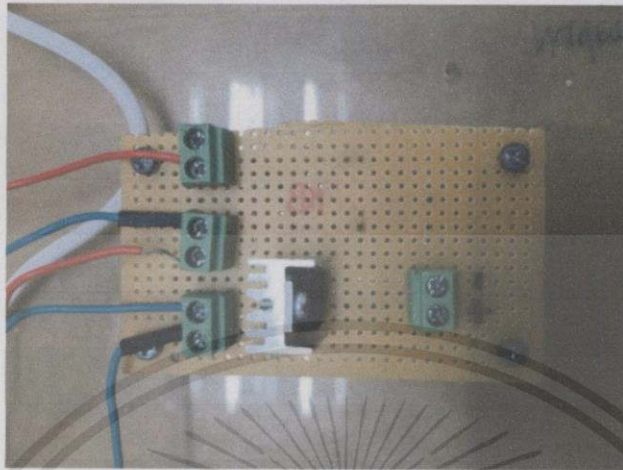


รูปที่ 4.4 วงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์

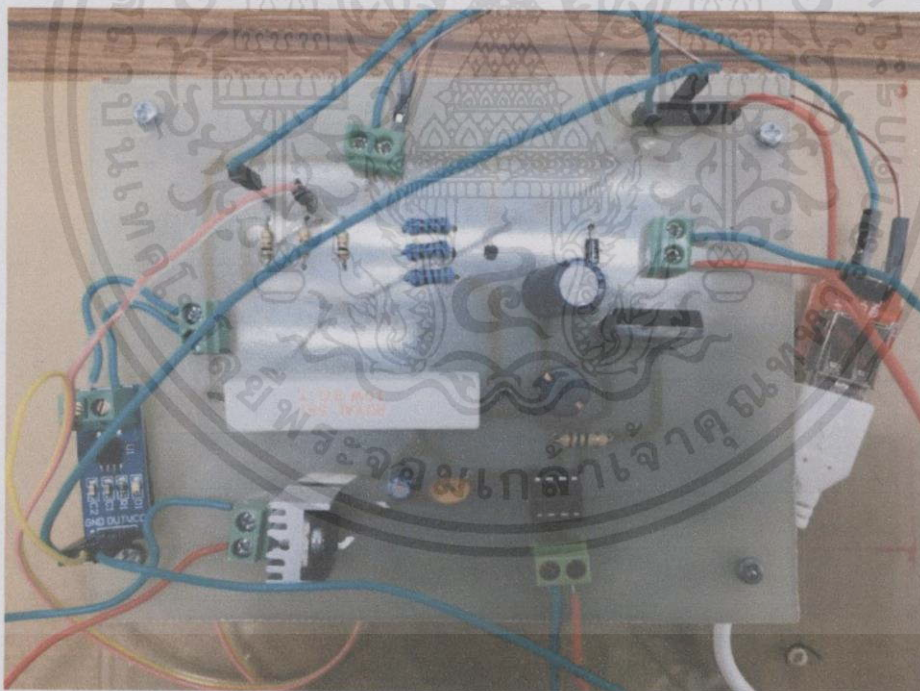


รูปที่ 4.5 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ประมวลผลและควบคุมวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 วงจรไฟเลี้ยงเซนเซอร์และไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 4.7 วงจรขับเคลื่อนและวงจร DC to DC Converter

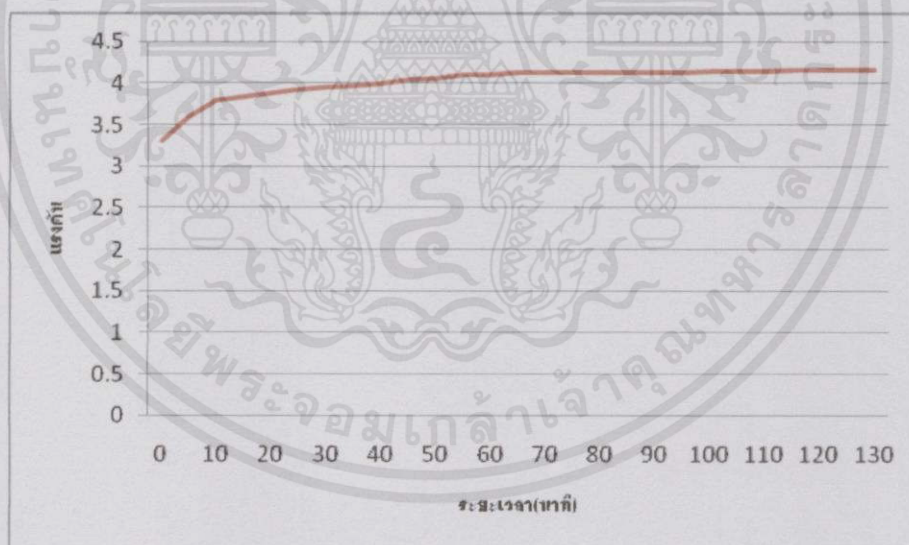
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 บันทึกการชาร์จโดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์

| ระยะเวลา | กระแสขา เข้า แบตเตอรี่ | แรงดันขั้ว แบตเตอรี่ | แรงดันขา ออกของ วงจร | mA*h | %SOC | ระยะเวลา | กระแสขา เข้า แบตเตอรี่ | แรงดันขั้ว แบตเตอรี่ | แรงดันขา ออกของ วงจร | mA*h | %SOC |
|----------|------------------------------|-------------------------|----------------------------|---------|---------|----------|------------------------------|-------------------------|----------------------------|----------|---------|
| 0 | 0.700 | 3.30 | 5.3000 | 57.9167 | 5.5159 | 70 | 0.48 | 4.13 | 5.12 | 38.33333 | 74.3016 |
| 5 | 0.690 | 3.60 | 5.4900 | 56.6667 | 10.9127 | 75 | 0.44 | 4.13 | 4.95 | 35.41667 | 77.6746 |
| 10 | 0.670 | 3.80 | 5.6000 | 56.3333 | 16.2778 | 80 | 0.41 | 4.13 | 4.97 | 34.16667 | 80.9286 |
| 15 | 0.682 | 3.84 | 5.6800 | 55.1667 | 21.5318 | 85 | 0.41 | 4.13 | 4.99 | 33.33333 | 84.1032 |
| 20 | 0.642 | 3.88 | 5.7400 | 53.0833 | 26.5873 | 90 | 0.39 | 4.13 | 5.05 | 32.08333 | 87.1587 |
| 25 | 0.632 | 3.93 | 5.7700 | 53.6667 | 31.6984 | 95 | 0.38 | 4.13 | 5.02 | 30.41667 | 90.0556 |
| 30 | 0.656 | 3.95 | 5.8500 | 54.0000 | 36.8413 | 100 | 0.35 | 4.14 | 4.94 | 27.91667 | 92.7143 |
| 35 | 0.640 | 3.97 | 5.8300 | 54.1667 | 42.0000 | 105 | 0.32 | 4.14 | 4.98 | 24.58333 | 95.0556 |
| 40 | 0.660 | 3.99 | 5.8300 | 54.5833 | 47.1984 | 110 | 0.27 | 4.14 | 5.04 | 21.66667 | 97.1191 |
| 45 | 0.650 | 4.04 | 5.8700 | 54.5833 | 52.3968 | 115 | 0.25 | 4.15 | 5.03 | 16.66667 | 98.7064 |
| 50 | 0.660 | 4.06 | 5.9600 | 54.1667 | 57.5556 | 120 | 0.15 | 4.15 | 5 | 9.166667 | 99.5794 |
| 55 | 0.640 | 4.10 | 5.9300 | 49.5833 | 62.2778 | 125 | 0.07 | 4.16 | 5.05 | 3.416667 | 99.9048 |
| 60 | 0.550 | 4.10 | 5.9400 | 45.4167 | 66.6032 | 130 | 0.012 | 4.16 | 4.95 | 1 | 100 |
| 65 | 0.540 | 4.12 | 5.3000 | 42.5000 | 70.6508 | | | | | | |

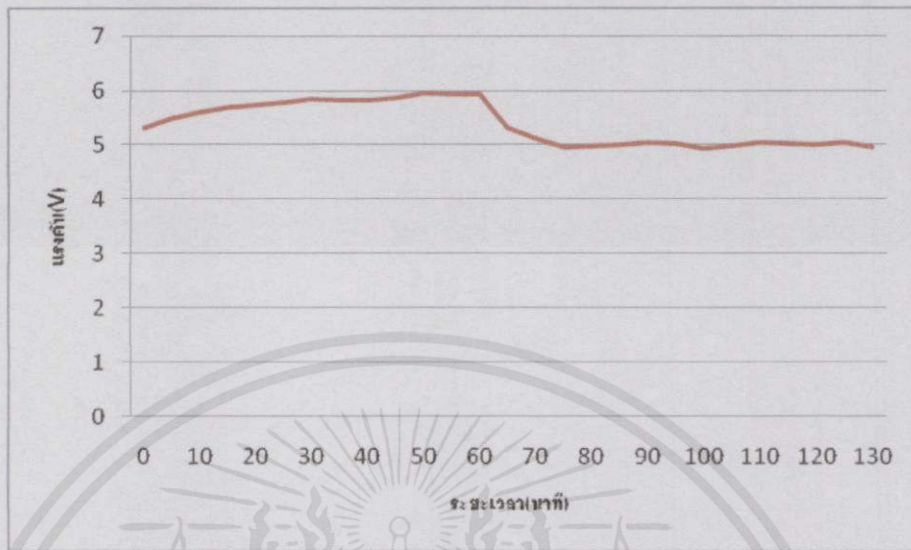


รูปที่ 4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่เข้าแบตเตอรี่ (A) กับระยะเวลาในการชาร์จ (นาที) โดยใช้วงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์



รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่เข้าแบตเตอรี่ (V) กับระยะเวลาในการชาร์จ(นาที) โดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่เข้าแบตเตอรี่(V)กับระยะเวลาในการชาร์จ(นาทื) ที่ชาร์จโดยวงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์

การคำนวณหาค่าของตัวชี้วัดสถานะการชาร์จของแบตเตอรี่นั้นก็คืค่า ความจุ (mAh) และค่าเปอร์เซ็นต์สถานะการชาร์จ (SOC) สามารถคำนวณได้จากสูตรที่กล่าวมาข้างต้นคือ ค่าประจุ (mAh)

$$Q = (t_1 - t_0) \times \left(\frac{I_1 + I_0}{2} \right) \times \frac{5 \times 1000}{60} \quad (4.9)$$

ค่าเปอร์เซ็นต์สถานะการชาร์จ

$$\%SOC = \frac{(t_1 - t_0) \times \left(\frac{I_1 + I_0}{2} \right) \times 5 \times 1000}{C \times 60} \times 100\% \quad (4.10)$$

ตัวอย่างการคำนวณในนาทืที่ 50 ค่าประจุ (mAh)

$$Q_{50} = (55 - 50) \times \left(\frac{0.640 + 0.660}{2} \right) \times \frac{5 \times 1000}{60} = 54.1667 \quad (4.11)$$

ความจรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ภายนอกให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น การค้า

$$C = Q_0 + Q_5 + \dots + Q_{140} + Q_{145} = 1050 \quad (4.12)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเปอร์เซ็นต์สถานะการชาร์จ (%SOC)

$$\%SOC = \frac{\sum Q_{so} \times 100\%}{C} = \frac{54.1667}{1050} \times 100\% = 57.5556\% \quad (4.13)$$

จากการทดลองการชาร์จโดยใช้วงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อเริ่มชาร์จวัตต์แรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ 3.3 โวลต์ (แบตเตอรี่หมด) จนกระทั่งแบตเตอรี่เต็มวัตต์แรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ได้ 4.16 โวลต์ (แบตเตอรี่เต็ม) การชาร์จโดยใช้วงจรชาร์จพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์จะใช้เวลาในการชาร์จ 2 ชั่วโมง 10 นาที กระแสขาเข้าแบตเตอรี่จะเริ่มที่กระแสสูงประมาณ 0.65 - 0.7 แอมแปร์ จากการออกแบบในช่วงแรกจะเป็นช่วงกระแสคงที่ที่เวลาประมาณ 1 ชั่วโมง 15 นาที ต่อจากนั้นจะเป็นช่วงแรงดันคงที่คือแรงดันจะมีค่าคงที่แต่กระแสจะลดลงจนกระทั่งแบตเตอรี่เต็ม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาและจำลองเพื่อออกแบบวงจรประจุไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ โดยวงจรที่ใช้จะประกอบด้วยส่วนของวงจร DC to DC Converter ชนิดวงจรทอนระดับแรงดัน หรือวงจร Buck Converter ส่วนของวงจรขับเคลื่อนซึ่งในโครงการนี้จะใช้ HCPL-3120 เป็นตัวขยายสัญญาณรูปคลื่น PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีขนาด ± 5 V ให้เป็น ± 15 V จากนั้นนำไปขับมอเตอร์ โดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4550 เป็นตัวประมวลผลและควบคุมการทำงานของโปรแกรม หลักการทำงานของรวมของวงจรชาร์จคือ เมื่อเริ่มต้นการชาร์จด้วยวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ (Buck Converter) ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการรับค่าแรงดันและค่ากระแสในวงจรจากเซ็นเซอร์แรงดันและเซ็นเซอร์กระแสมาทำการประมวลผล จากนั้นทำการจ่ายแรงดันรูปคลื่น PWM ที่ปรับค่าดิวิตีซีเคล็ดตามที่กำหนดไว้ในโปรแกรม โดยโปรแกรมที่เขียนนั้นจะประกอบด้วยการทำงานโดยการชาร์จด้วยค่ากระแสคงที่ (Constant Current) ในช่วงแรก และโดยการชาร์จด้วยค่าแรงดันคงที่ (Constant Voltage) ในช่วงหลัง แล้วนำแรงดันรูปคลื่น PWM ที่ได้ไปเข้าวงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) เพื่อแยกกราวด์และขยายสัญญาณรูปคลื่น PWM ให้มีขนาดที่เหมาะสมในการขับมอเตอร์เพื่อควบคุมแรงดันหรือกระแสขาออกให้มีขนาดตามที่กำหนดไว้ในโปรแกรม จากนั้นเซ็นเซอร์กระแสและเซ็นเซอร์แรงดันจะทำการวัดและส่งค่าที่วัดได้ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ในการปรับค่าดิวิตีซีเคล็ดเป็นวัฏจักรต่อไปในการทำงานของวงจร

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองการชาร์จแบตเตอรี่ชนิด Li-on โดยนำวงจรชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ที่ออกแบบขึ้นไปเปรียบเทียบกับกรชาร์จโดยวงจรชาร์จทั่วไปในท้องตลาด โดยใช้แบตเตอรี่สำรองเป็นตัวทดสอบ โดยจะใช้อัตราส่วนระหว่างระยะเวลาที่วงจรชาร์จที่ออกแบบขึ้นใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มกับระยะเวลาที่วงจรชาร์จทั่วไปใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็ม (Charging ratio) เป็นตัวชี้วัด จากการทดลองชาร์จจะได้ว่า ระยะเวลาที่วงจรชาร์จที่ออกแบบขึ้นใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มมีค่าเท่ากับ 2 ชั่วโมง 10 นาที หรือคิดเป็น 130 นาที ส่วนระยะเวลาที่วงจรชาร์จทั่วไปในท้องตลาดใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มมีค่าเท่ากับ 2 ชั่วโมง 25 นาที หรือคิดเป็น 145 นาที จะได้ว่าค่าอัตราส่วนของระยะเวลาการชาร์จมีค่าเท่ากับ

$$\text{charging ratio} = \frac{\text{ระยะเวลาที่วงจรชาร์จที่ออกแบบขึ้นใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็ม}}{\text{ระยะเวลาที่วงจรชาร์จทั่วไปในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็ม}} \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{charging ratio, cr} = \frac{130}{145} = 0.897 < 1 \quad (5.2)$$

จากการคำนวณจะเห็นว่าค่าอัตราส่วนที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 0.793 ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 1 จึงสามารถสรุปได้ว่า วงจรชาร์จแบตเตอรี่จากเซลล์แสงอาทิตย์ที่ออกแบบขึ้นนั้นใช้เวลาในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มเร็วกว่าวงจรชาร์จทั่วไปในท้องตลาด หากจะพิจารณาในด้านของประสิทธิภาพในการชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรชาร์จทั้งสองวงจรเปรียบเทียบกัน จะสามารถคำนวณหาค่าประสิทธิภาพได้จาก

$$\%eff = \frac{1}{cr} \times 100\% = \frac{1}{0.897} \times 100\% = 111.48\% \quad (5.3)$$

จากค่าประสิทธิภาพที่คำนวณได้จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรชาร์จที่ออกแบบขึ้นนั้นมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรชาร์จทั่วไปในท้องตลาดเท่ากับ 11.48%

5.2 ข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์นั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ ค่าแรงลอคคลื่นแรงดันขาออก และค่าแรงลอคคลื่นกระแสที่ไหลผ่านวงจร ไม่ควรให้มีค่ามากเกินไป เพราะนอกจากจะทำให้ค่าแรงดันและกระแสขาออกมีคุณภาพที่ไม่ดีแล้ว ยังทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการตรวจวัดค่าแรงดันและกระแสของเซ็นเซอร์แรงดันและเซ็นเซอร์กระแส ซึ่งอาจจะทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลผิดพลาดได้ ส่งผลให้การทำงานของวงจรโดยรวมอาจผิดพลาดที่กำหนดไว้ จึงควรหาวิธีการต่างๆ มาใช้ในการแก้ไขปัญหาดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics), พิมพ์ครั้งที่ 10, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินติ้ง, 2553
- [2] กิตติศักดิ์ แสนประสิทธิ์, การทดลองและการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4550 ด้วยภาษาซี, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, บริษัท แอดทีฟ พรินท์ จำกัด, 2557
- [3] M. H. Rashid, "Power Electronic Circuit Devices and Application", Prentice-Hall, Second Edition.,1993.
- [4] Ying-Chun Chuang, Yu-Lung Ke, Hung-Shiang Chuang, and Hung-Kun Chen, "Implementation and Analysis of an Improved Series-Loaded Resonant DC-DC Converter Operating Above Resonance for Battery Chargers", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power electronics: converters, applications and design, Ed. John Wiley & Sons, New York, 2003.
- [6] Pyeong-Sik Ji, Un-Dong Han, Chin-Gook Lhee, Hong-Gyu Kim, "State Estimator Design for Solar Battery Charger", Chung-Ju National University, Republic of KOREA
- [7] Burak Akin, "Solar Power Charger with Universal USB Output", Istanbul, Turkey
- [8] <http://academic.udru.ac.th/~banyat/?p=158>
- [9] http://web.mit.edu/evt/summary_battery_specifications.pdf
- [10] <http://www.mpoweruk.com/life.htm>
- [11] <http://www.thaisolarfuture.com/news.php?id=3>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

DESIGN OF SOLAR CHARGER

สรวิรัตน์ ศรีสุนันท์ สุขสันต์ กุลบุญ สุธี ประสงค์วรากิจ สุภณ มานะกิติวิภาต¹

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอย จลองกรุง 1 ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 023298341

Email: ¹nadear.sarunrat@hotmail.com ²fluke_suksan@hotmail.com ³sutee_012@hotmail.com ⁴boat_1414@hotmail.com

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันประชากรโดยส่วนใหญ่ จำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีต่างๆ ในการดำรงชีวิต เช่น โทรศัพท์มือถือ แท็บเล็ต เป็นต้น ซึ่งเทคโนโลยีเหล่านี้ล้วนจำเป็นต้องใช้พลังงานไฟฟ้า โดยเฉพาะพลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ชนิดลิเทียม-ไอออน โดยแบตเตอรี่อาจจะหมดไปในระหว่างการใช้งานนอกสถานที่ การออกแบบอุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์นี้ จะเป็นการตอบสนองความต้องการการใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้ ซึ่งพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานจากธรรมชาติที่ไม่เสียด้านทุนด้านเชื้อเพลิงที่ใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการศึกษาและวิเคราะห์ระบบส่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ โดยการสร้างแบบจำลองวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์โดยใช้โปรแกรม Pspice ในการสร้างแบบจำลอง หลักการทำงานของวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ประกอบด้วย วงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) วงจรขับเกต (Gate Drive) และ วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ซึ่งในวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์นี้มี มอสเฟตทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง และ HCPL-3120 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ PWM ให้มีขนาดเท่ากับ $\pm 15V$ เพื่อใช้ในการขับมอสเฟต โดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4550 ในการประมวลผลและสั่งการให้วงจรทำงานตามที่ต้องการในแต่ละช่วงการทำงาน เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการทำงานเทียบเท่ากับอุปกรณ์ชาร์จจากแหล่งพลังงานไฟฟ้า ซึ่งวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ช่วยแก้ปัญหาแบตเตอรี่หมดระหว่างวันได้และเป็นการตอบสนองความต้องการการใช้พลังงานที่เพิ่มมากขึ้นทุกที่ทุกเวลาในปัจจุบัน

ABSTRACT

Nowadays, most people are involved with electric consumption based technology in daily life such as mobile

อุปกรณ์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร

phone, tablet, and etc. These technologies usually require electric power from the battery, for example, a lithium-ion one. The battery may be exhausted during the day. The design of solar charger will support to the use of electric devices. Solar energy is the natural energy source that is free and can be used to produce electricity. This is why, it has been studied and analyzed for the power transmission from the PV. The modeling of solar charger circuit can be carried out in Pspice software to reach effective design. In this study, the solar charger circuit consists of a buck converter, a gate driver circuit and microcontroller circuit. In the charging circuit, MOSFET acts as a switching device, and HCPL-3120 is used for amplifying the PWM pulse to $\pm 15V$ for driving MOSFET. Additionally, the PIC18F4550 microcontroller is employed to process and function the circuit as desired in each operation mode to attain an equivalent performance compared to the charger from the conventional power source. The Li-ion battery charger circuit from solar cells can solve the running out of battery problem during the day and meet the demand for energy increasing everywhere today.

1. บทนำ

จากเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้มีอุปกรณ์ใหม่ๆ เช่น โทรศัพท์มือถือ และแท็บเล็ต ซึ่งเทคโนโลยีที่ก้าวหน้าในปัจจุบัน ทำให้ทุกคนสามารถทำกิจกรรมต่างๆ ได้ทุกที่ทุกเวลา แต่อุปกรณ์ต่างๆ จะต้องใช้พลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ในการทำงาน ในปัจจุบันการสะสม

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานให้แก่แบตเตอรี่นั้นสามารถทำได้จากแหล่งจ่ายไฟในที่อยู่อาศัย สำนักงาน หรือการสะสมพลังงานไว้ในแบตเตอรี่สำรอง ซึ่งอาจไม่เพียงพอต่อการใช้งานระหว่างวัน หากมีจุดที่สามารถชาร์จพลังงานให้อุปกรณ์ต่างๆ ได้ในสถานที่สาธารณะระหว่างวันโดยไม่เสียค่าใช้จ่าย ก็จะทำให้การทำกิจกรรมต่างๆ และการทำงานมีความสะดวกสบายมากยิ่งขึ้น จึงเป็นสาเหตุให้เกิดแนวคิดการออกแบบวงจรชาร์จจากพลังงานแสงอาทิตย์ขึ้นเพื่อแก้ปัญหาอุปกรณ์ที่ใช้งานแบตเตอรี่หมดระหว่างวัน และเพื่อตอบสนองความต้องการการใช้พลังงานที่เพิ่มมากขึ้นทุกที่ทุกเวลาในปัจจุบัน

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ทฤษฎีที่ใช้ในวงจรประกอบด้วยหลักการการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดัน (Buck Converter) และทฤษฎีและหลักการชาร์จแบตเตอรี่ วงจรทอนระดับแรงดันคือวงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก มีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแสตรงมากๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรแบบ LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการผกผันกับกำลังสองของความถี่

2.1 หลักการทำงานของวงจร Buck Converter

เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ ก็ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมบ จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัว

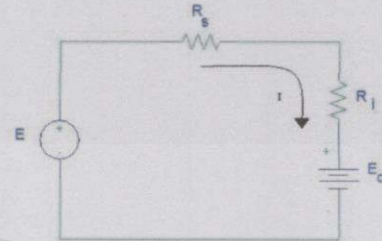
$$\frac{V_o}{V_x} = D \tag{2.1}$$

อัตราการขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจร Buck Converter เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง เช่น แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีวงจร Buck Converter ก็จะสามารถปรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ตั้งแต่ศูนย์โวลต์ถึงหนึ่งร้อยโวลต์ แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถปรับได้ถึง 100 โวลต์ เพราะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จริงมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์

2.2 ทฤษฎีและหลักการชาร์จแบตเตอรี่

ถ้ากระแสในการชาร์จมีปริมาณมากกว่าที่แบตเตอรี่จะทนได้ อาจจะทำให้แบตเตอรี่เกิดความเสียหายได้ การจะลดปริมาณของกระแสที่

ชาร์จแบตเตอรี่ให้ต่ำลง ทำได้โดยเอาความต้านทานค้อนุกรมเข้าไป เพื่อจำกัดปริมาณของกระแสที่ไหลได้ตามต้องการ ซึ่งวงจรจะมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 2.1 วงจรที่มีความต้านทาน R_s ต่ออยู่เพื่อจำกัดกระแสจากรูปที่ 2.1 จะหาค่าความต้านทานจำกัดกระแสได้จากสมการ R_s

$$I = \frac{E - E_c}{R_s + R_l} \tag{2.2}$$

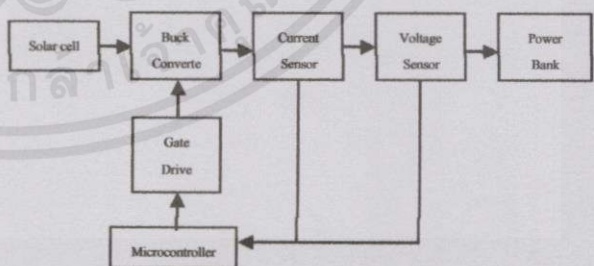
$$R_s = \frac{E - E_c}{I} - R_l \tag{2.3}$$

แบตเตอรี่แบบทุติยภูมิ อัตราการชาร์จหรือดิสชาร์จจะขึ้นอยู่กับความจุของแบตเตอรี่ที่คิดของกระแสชาร์จแบตเตอรี่บอกไว้เป็นชั่วโมง ดังนั้นค่าของกระแสหาได้จากค่าความจุซึ่งมีหน่วยเป็น แอมแปร์-ชั่วโมง (Ah) หารด้วยจำนวนชั่วโมง

3. หลักการทำงานของวงจร

หลักการทำงานของวงจรประจุไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์ซึ่งประกอบด้วย วงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) และ วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) โดยการทำงานของระบบจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

- ตอนที่ 1 การออกแบบและการจำลองวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)
- ตอนที่ 2 หลักการทำงานของวงจรรวม



รูปที่ 3.1 แผนภาพการทำงานของวงจรประจุไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1. การออกแบบการจำลองวงจรทอนระดับแรงดัน

การออกแบบวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) นั้นต้องมีารออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรให้เหมาะสม โดยโครงจะออกแบบค่าพารามิเตอร์จากเงื่อนไขการใช้งานของวงจร โดยค่าที่กำหนดต่างๆมีค่าดังนี้ $V_{in} = 12 - 22 \text{ V}$, $V_{out} = 5 - 7.5 \text{ V}$, Switching Frequency = 25 kHz, Duty cycle = 0.2 - 0.7, $R = 3 \text{ Ohms}$ ค่าระลอกคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าประมาณ 40% และค่าระลอกคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าประมาณไม่เกิน 1%

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) นั้นอาศัยหลักการของการทำงานที่โหมดกระแสต่อเนื่อง ค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรยังคงทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องมีค่า

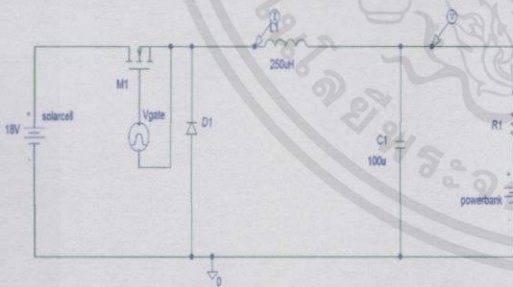
$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (3.1)$$

โดยใช้ค่าความถี่ไอเคิลมีค่าเท่ากับ 0.2 ในการหาค่าความเหนี่ยวนำจะได้ค่าความเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุด 48 μH และใช้ค่าความถี่ไอเคิลมีค่าเท่ากับ 0.7 จะได้ค่าเท่ากับ 18 μH

การออกแบบตัวเก็บประจุในวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า นั้นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือการรักษาระดับแรงดันขาออก โดยหลักการคือการรักษาให้อัตราระลอกคลื่นของแรงดันขาออกมีค่าน้อยกว่า 1% โดยสมการการหาค่าตัวเก็บประจุคือ

$$C = \frac{(1-D)V_o}{8Lf^2 \Delta V_o} \quad (3.2)$$

โดยใช้ค่าความถี่ไอเคิลเท่ากับ 0.2 ในการคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้า จะได้ค่าความจุไฟฟ้าค่าน้อยที่สุดเท่ากับ 64 μF และเมื่อใช้ค่าความถี่ไอเคิลเท่ากับ 0.7 ในการคำนวณ จะได้ค่าตัวเก็บประจุมีขนาด 24 μF



รูปที่ 3.2 การจำลองวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter)

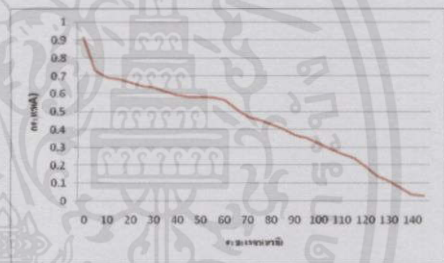
3.2. หลักการทำงานของวงจรรวม

การทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันไฟฟ้า (Buck Converter) จะเริ่มต้นจากการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เก็บค่าแรงดันและกระแสในวงจรจากเซ็นเซอร์แรงดันและกระแสและทำการประมวลผล จากนั้นทำการจ่ายแรงดันรูปคลื่น PWM ที่ปรับค่าความถี่ไอเคิลตามที่กำหนดไว้ใน

เขียนโปรแกรม จากนั้นนำแรงดันที่ได้ไปเข้าวงจรขับเกต (Gate Drive) เพื่อแยกกราวด์และขยายสัญญาณรูปคลื่น PWM ให้มีขนาดที่เหมาะสมในการขับมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันหรือกระแสขาออกให้มีขนาดตามที่กำหนดไว้ในโปรแกรม จากนั้นเซ็นเซอร์วัดกระแสและแรงดันก็จะส่งค่าที่วัดได้ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ในการปรับค่าความถี่ไอเคิลเป็นวัฏจักรการทำงาน

4. ผลการทดลอง

จากการทดลองชาร์จแบตเตอรี่สำรอง (power bank) ด้วยวงจรชาร์จพลังงานจากแสงอาทิตย์ เปรียบเทียบกับการชาร์จด้วยอุปกรณ์ชาร์จทั่วไปตามท้องตลาด พบว่าวงจรชาร์จพลังงานจากแสงอาทิตย์สามารถชาร์จแบตเตอรี่สำรองได้เต็มในเวลา 2 ชั่วโมง 10 นาที ซึ่งใช้เวลาน้อยกว่าอุปกรณ์ชาร์จทั่วไปในท้องตลาดเป็นเวลา 15 นาที กราฟแรงดันและกระแสของการชาร์จแบตเตอรี่สำรองด้วยอุปกรณ์ชาร์จทั่วไปสามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.1 กราฟกระแสการชาร์จด้วยอุปกรณ์ชาร์จทั่วไป

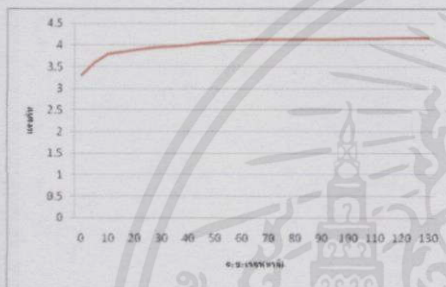


รูปที่ 4.2 กราฟแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ที่ชาร์จด้วยอุปกรณ์ชาร์จทั่วไป

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 กราฟกระแสการชาร์จด้วยวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์



รูปที่ 4.4 กราฟแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ที่ชาร์จด้วยด้วยวงจรชาร์จพลังงานไฟฟ้าจากแสงอาทิตย์

5. สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองชาร์จจะเห็นว่า ระยะเวลาที่วงจรถูกชาร์จที่ออกแบบขึ้นใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มมีค่าเท่ากับ 2 ชั่วโมง 10 นาที หรือคิดเป็น 130 นาที ส่วนระยะเวลาที่วงจรถูกชาร์จทั่วไปในท้องตลาดใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มมีค่าเท่ากับ 2 ชั่วโมง 25 นาที หรือคิดเป็น 145 นาที จะได้ว่าค่าอัตราส่วนของระยะเวลาการชาร์จมีค่าเท่ากับ[3]

$$\text{charging ratio, cr} = \frac{130}{145} = 0.897 < 1 \quad (5.1)$$

จากการคำนวณจะเห็นว่าค่าอัตราส่วนที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 0.897 ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 1 จึงสามารถสรุปได้ว่า วงจรถูกชาร์จแบตเตอรี่จากเซลล์แสงอาทิตย์ที่ออกแบบขึ้นนั้นใช้เวลาในการชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มเร็วกว่าวงจรถูกชาร์จทั่วไปในท้องตลาด หากจะพิจารณาในด้านของประสิทธิภาพในการชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรถูกชาร์จทั้งสองวงจรเปรียบเทียบกับกัน จะสามารถคำนวณหาค่าประสิทธิภาพได้จาก[4]

$$\%eff = \frac{1}{cr} \times 100\% = \frac{1}{0.897} \times 100\% = 111.48\% \quad (5.2)$$

จากค่าประสิทธิภาพที่คำนวณได้จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรถูกชาร์จที่ออกแบบขึ้นนั้นมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรถูกชาร์จทั่วไปในท้องตลาดเท่ากับ 11.48%

เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics), พิมพ์ครั้งที่10, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินติ้ง, 2553
- [2] กิตติศักดิ์ แสนประสิทธิ์, การทดลองและการประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC18F4550 ด้วยภาษาซี, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, บริษัท แอคทีฟ พริน จำกัด, 2557
- [3] <http://academic.udru.ac.th/~banyat/?p=158>
- [4] http://web.mit.edu/evt/summary_battery_specifications.pdf
- [5] <http://www.mpoweruk.com/life.htm>

กิตติกรรมประกาศ

บทความวิชาการฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ซึ่งเป็นผลมาจากการสนับสนุนจากหลายๆฝ่าย ทั้งฝ่ายอาจารย์หลายๆท่านที่ถ่ายทอดความรู้อย่างเต็มความสามารถ อีกทั้งยังให้คำแนะนำที่ดีและเป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์มาโดยตลอด ผู้ดูแลอุปกรณ์และสถานที่ต่างๆที่ช่วยอำนวยความสะดวกเป็นอย่างดี รวมถึงบุคคลอื่นๆอีกหลายๆท่านที่มีส่วนช่วยให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ ต้องขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ประวัติผู้เขียน



น.ส.สวัสดิ์รัตน์ ศรีสุนันท์ โทรศัพท์ 083-0355513
Email : nadear.sarunrat@hotmail.com
นายสุชสันต์ กลบุญ โทรศัพท์ 090-9142992
Email : fluke_suksan@hotmail.com
นายสุธี ประสงค์วรวิกิจ โทรศัพท์ 086-6772480
Email : sutee_012@hotmail.com
นายสุภณ มานะกิติวิภาค โทรศัพท์ 086-9907776
Email : boat_1414@hotmail.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

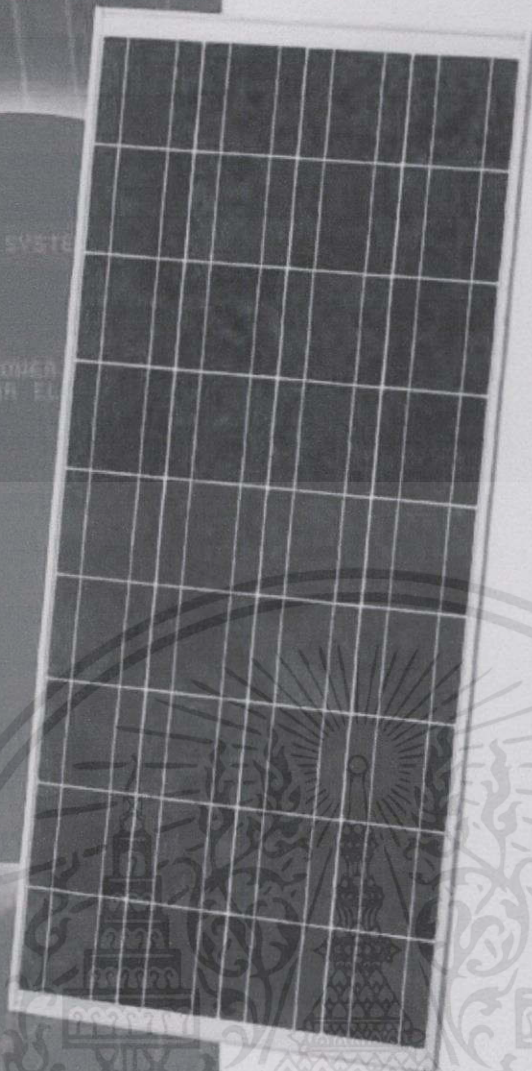


ภาคผนวก ข
ข้อมูลอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

130 WATT

77



**DESIGNED FOR
LARGE ELECTRICAL
POWER REQUIREMENTS**

FEATURES

- High-power module (130W) using 156.5mm square multi-crystal silicon solar cells with 13.0% module conversion efficiency
- Photovoltaic module with bypass diode minimises the power drop caused by shade
- Anti reflection coating and BSF (Back Surface Field) structure to improve cell conversion efficiency: 14.7%
- White tempered glass, EVA resin and a weatherproof film, plus aluminum frame for extended outdoor use
- Nominal 12 volt output for battery charging applications
- Output terminal: Lead wire with waterproof connector
- Certifications: IEC 61215 & IEC 61730
- SHARP modules are manufactured in ISO 9001 certified factories

POLYCRYSTALLINE SILICON PHOTOVOLTAIC MODULE WITH 130W MAXIMUM POWER

A safe, clean, reliable source of energy, Sharp's **ND-130T1J** photovoltaic module is designed for a variety of electrical power requirements. Based on the technology of crystal silicon solar cells developed over 50 years, this module has superb durability to withstand rigorous operating conditions and is suitable for use in most solar systems.

Common applications for the Sharp ND-130T1J include office buildings, private residences, RVs, cabins, vacation homes, solar power stations, pumps, beacons and lighting equipment. As one of the world's leading manufacturer's of photovoltaic modules, Sharp produces an extensive line of high power modules for every electrical power requirement.

SHARP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

| | |
|---|---|
| Cell | Multi-crystalline (156.5mm) ² Sharp silicon solar cells |
| No. of Cells and Connections | 36 in series |
| Open Circuit Voltage (Voc) | 22.0V |
| Maximum Power Voltage (Vpm) | 17.4V |
| Short Circuit Current (Isc) | 8.09A |
| Maximum Power Current (Ipm) | 7.48A |
| Maximum Power (Pm) ¹ | Min. 123.5W Typical 130W |
| Encapsulated Solar Cell Efficiency (ηc) | 14.7% |
| Module Efficiency (ηm) | 13.0% |
| Maximum System Voltage | DC 600V |
| Series Fuse Rating | 15A |
| Type of Output Terminal | Lead - MC4 Compatible |

¹ (STC) Standard Test Conditions: 25°C, 1 kW/m², AM 1.5

MECHANICAL CHARACTERISTICS

| | |
|------------|--------------------|
| Dimensions | 1491 x 671 x 46 mm |
| Weight | 14.0kg |

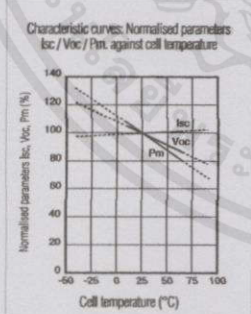
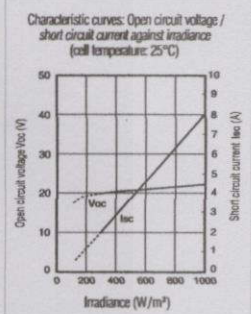
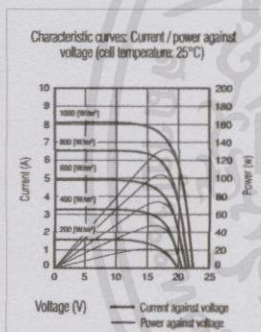
TEMPERATURE COEFFICIENT

| | | |
|---------------------------|--------|--------|
| Temp. Coefficient of Pmax | -0.485 | % / °C |
| Temp. Coefficient of Voc | -0.078 | V / °C |
| Temp. Coefficient of Isc | 0.053 | % / °C |

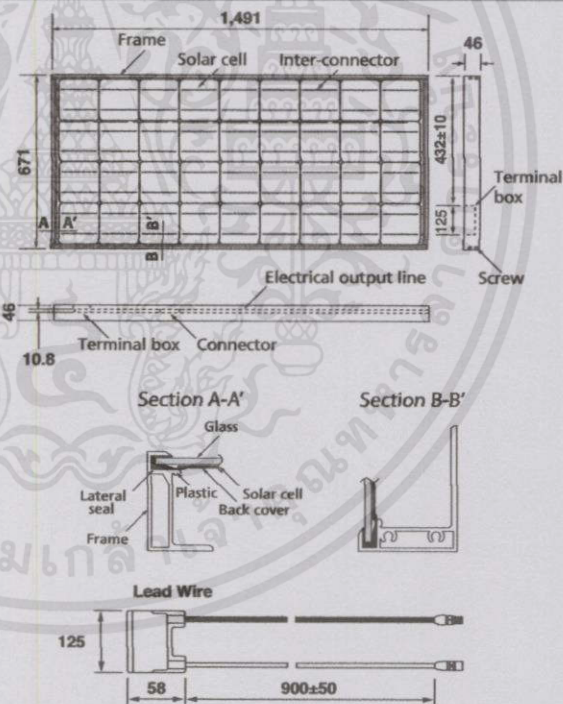
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Parameters | Rating | Unit |
|------------------------------|------------|------|
| Operating Temperature | -40 to +90 | °C |
| Storage Temperature | -40 to +90 | °C |
| Dielectric Voltage Withstood | 600 max. | V-DC |

IV CURVES



DIMENSIONS



In the absence of confirmation by device specifications sheets, Sharp takes no responsibility for any defects that may occur in equipment using any Sharp devices shown in catalogues, data books, etc. Contact Sharp in order to obtain the latest device specification sheets before using any Sharp device.

- Design and specifications are subject to change without prior notice.
- Colour variations to products may occur due to printing.
- All information and technical details are correct as at product release date.

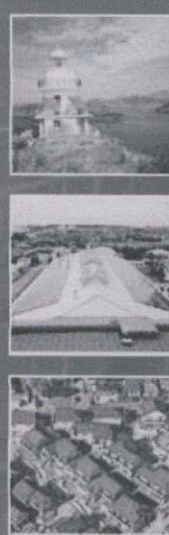
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ลดผลประโยชน์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไป

SHARP

SHARP CORPORATION OF AUSTRALIA PTY LTD
 ABN 40 003 039 405
 1 Huntingwood Drive, Huntingwood, NSW 2148
 PO Box 6827, Blacktown, NSW 2148
 Tel: (02) 9830 4600 Fax: (02) 9672 1208
 www.sharp.net.au

SHARP

Solar



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

Features and Benefits

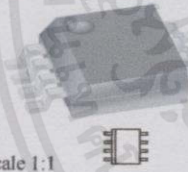
- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1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



TUV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

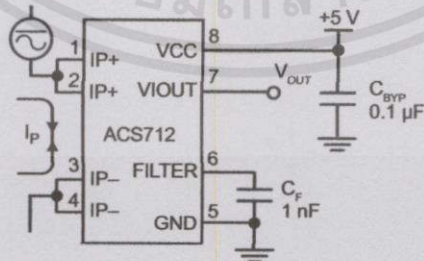
The Allegro™ ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power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

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

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

Continued on the next page...

Typical Application



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

ACS712

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

Description (continued)

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

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

Selection Guide

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

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

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

Isolation Characteristics

| Characteristic | Symbol | Notes | Rating | Unit |
|--|-------------------|--|--------|------------------------|
| Dielectric Strength Test Voltage* | V _{ISO} | Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 1st Edition | 2100 | VAC |
| Working Voltage for Basic Isolation | V _{WFSI} | For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition | 354 | VDC or V _{pk} |
| Working Voltage for Reinforced Isolation | V _{WFR1} | For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition | 184 | VDC or V _{pk} |

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

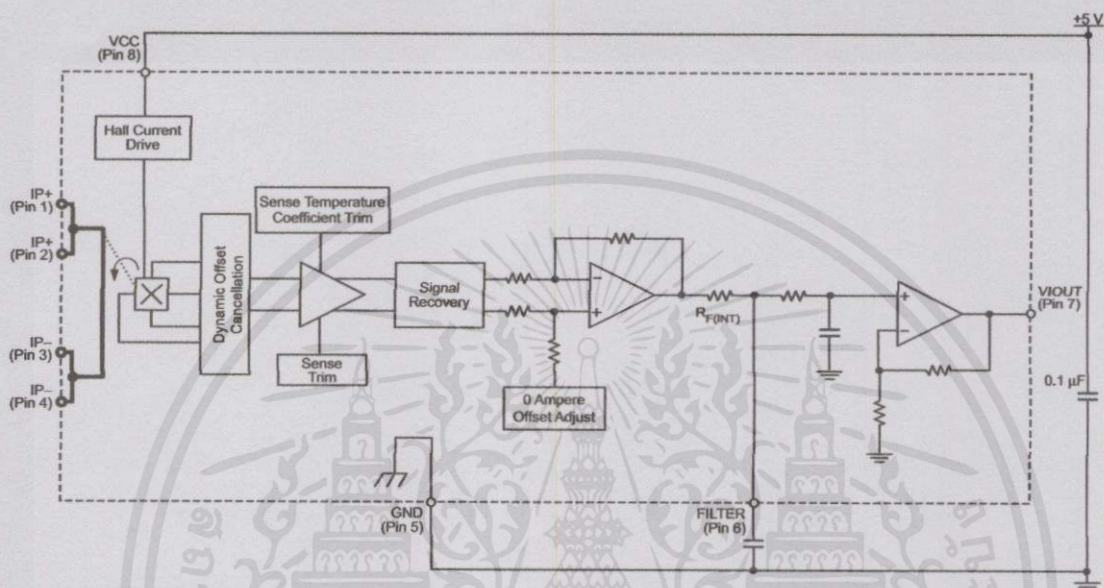


Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

ACS712

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

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

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

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

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

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

²1G = 0.1 mT.

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

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

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

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

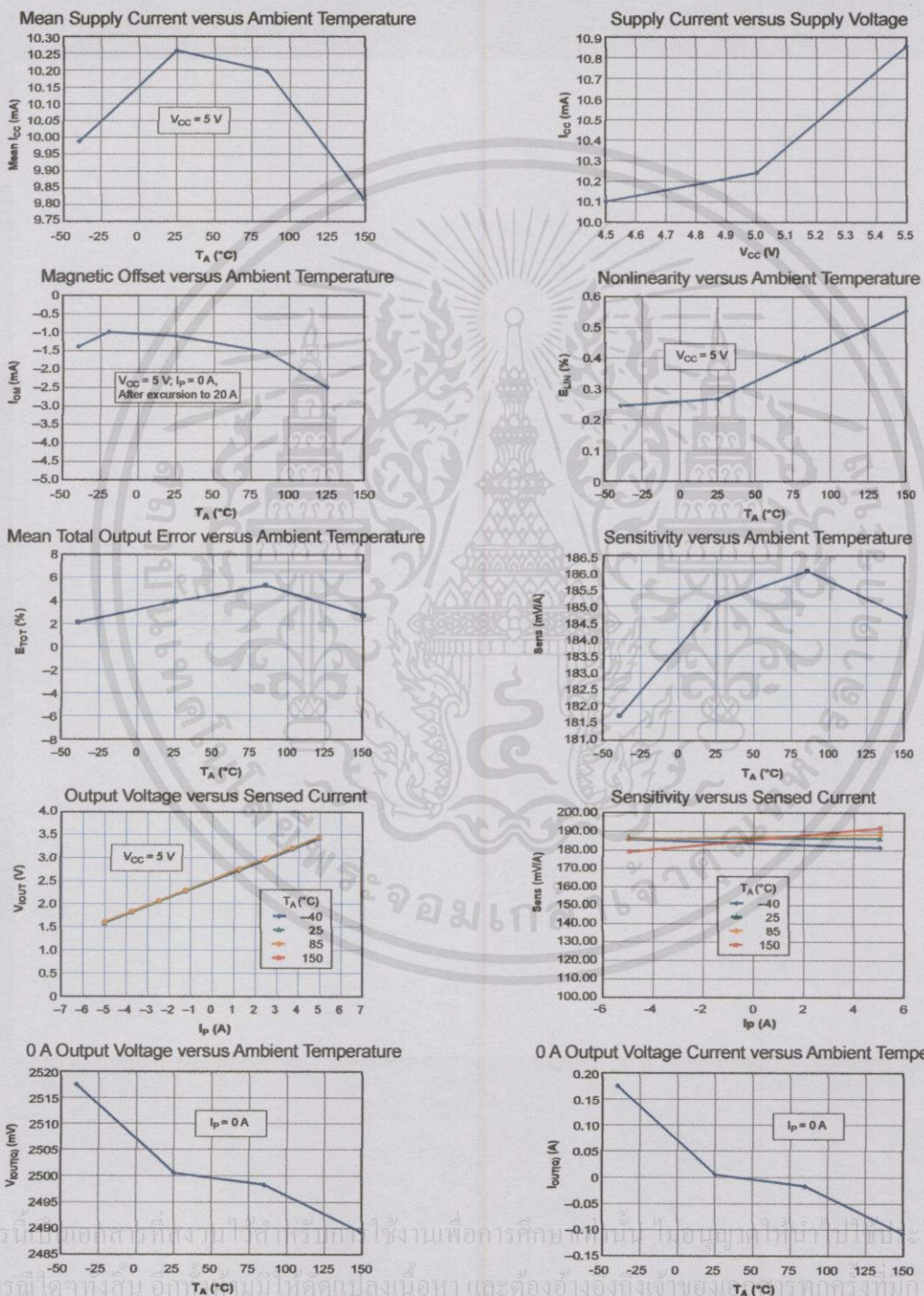
¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Characteristic Performance

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



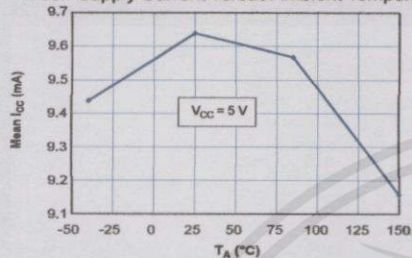
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นอนุญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดาวน์โหลดเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของ T_A (°C) ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



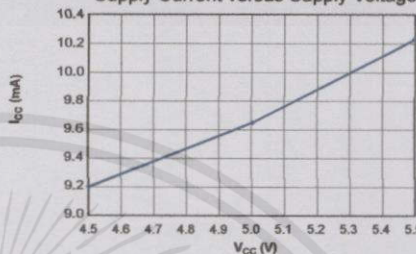
Characteristic Performance

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

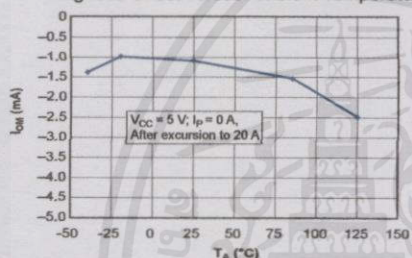
Mean Supply Current versus Ambient Temperature



Supply Current versus Supply Voltage



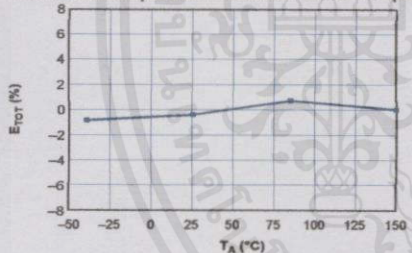
Magnetic Offset versus Ambient Temperature



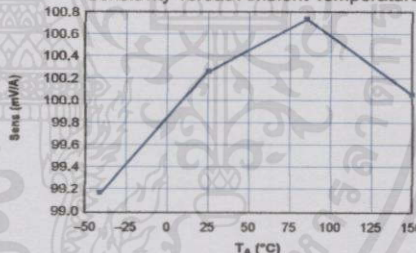
Nonlinearity versus Ambient Temperature



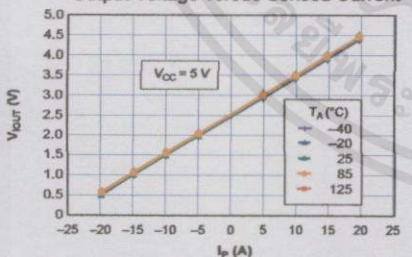
Mean Total Output Error versus Ambient Temperature



Sensitivity versus Ambient Temperature



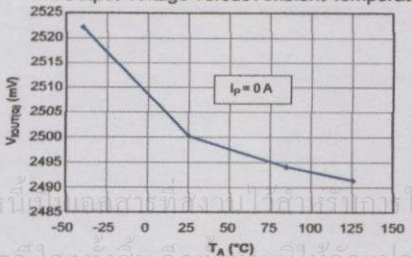
Output Voltage versus Sensed Current



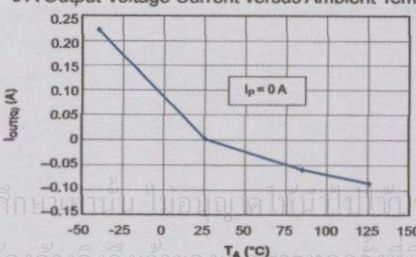
Sensitivity versus Sensed Current



0 A Output Voltage versus Ambient Temperature



0 A Output Voltage Current versus Ambient Temperature



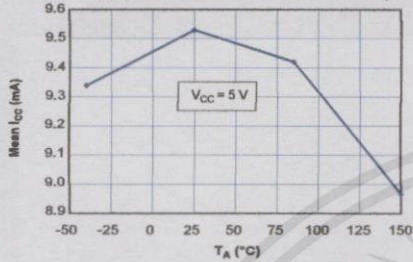
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษารองานนี้ ไม่อนุญาตให้มีการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Allegro MicroSystems, LLC

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

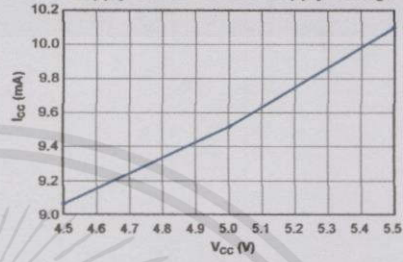
Characteristic Performance

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

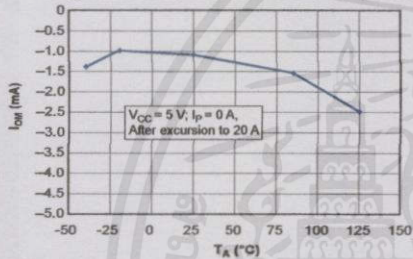
Mean Supply Current versus Ambient Temperature



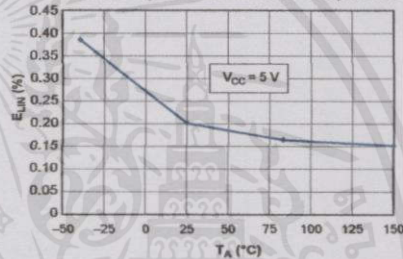
Supply Current versus Supply Voltage



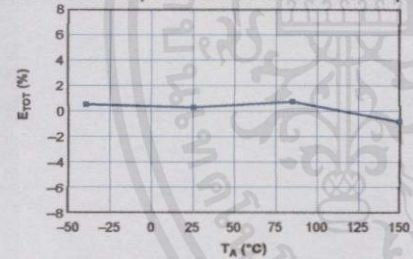
Magnetic Offset versus Ambient Temperature



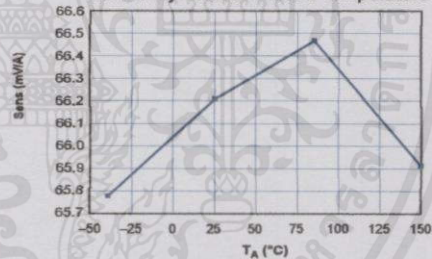
Nonlinearity versus Ambient Temperature



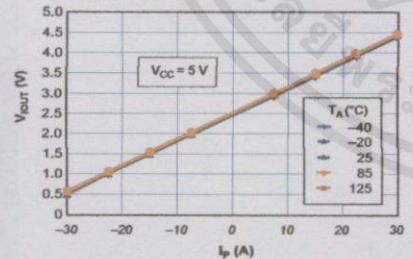
Mean Total Output Error versus Ambient Temperature



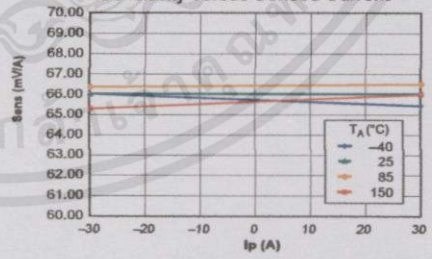
Sensitivity versus Ambient Temperature



Output Voltage versus Sensed Current



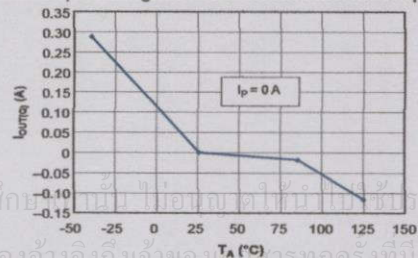
Sensitivity versus Sensed Current



0 A Output Voltage versus Ambient Temperature



0 A Output Voltage Current versus Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Allegro MicroSystems, LLC



Definitions of Accuracy Characteristics

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

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

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

$$100 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta \text{gain} \times \% \text{ sat} (V_{\text{IOUT_full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})}{2 (V_{\text{IOUT_half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})} \right] \right\}$$

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

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

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

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

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

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

Accuracy is divided into four areas:

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

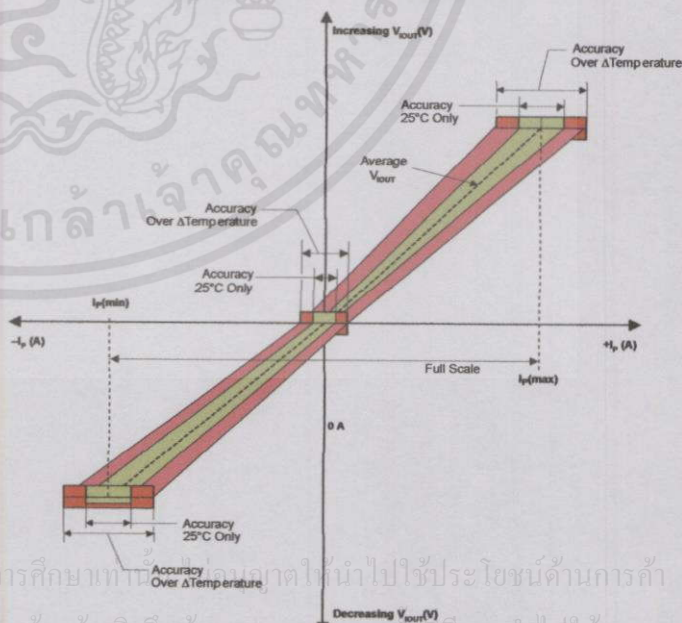
Ratiometry. The ratiometric feature means that its 0 A output, $V_{\text{IOUT(Q)}}$, (nominally equal to $V_{CC}/2$) and sensitivity, Sens, are proportional to its supply voltage, V_{CC} . The following formula is used to derive the ratiometric change in 0 A output voltage, $\Delta V_{\text{IOUT(Q)RAT}}$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

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT(Q)VCC}} / V_{\text{IOUT(Q)5V}}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

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

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

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



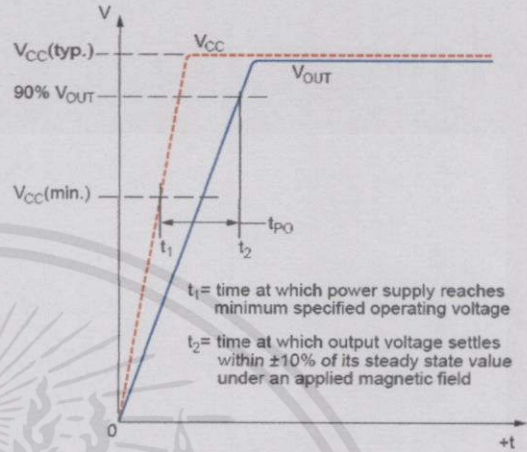
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

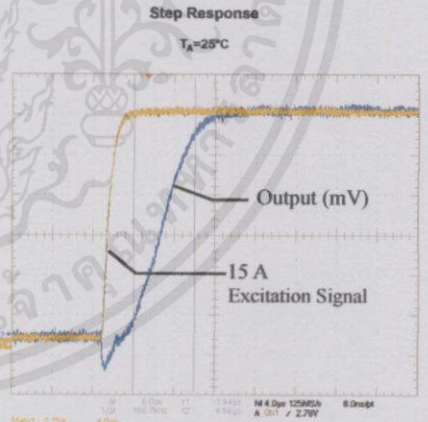
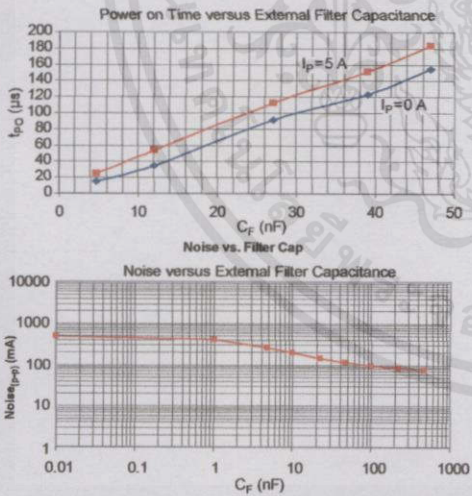
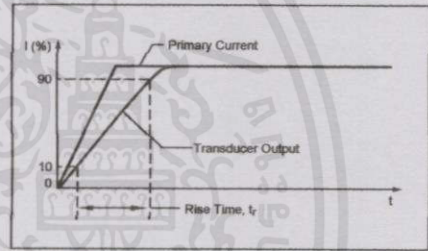
Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Definitions of Dynamic Response Characteristics

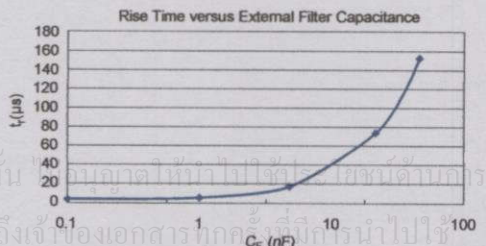
Power-On Time (t_{PO}). When the supply is ramped to its operating voltage, the device requires a finite time to power its internal components before responding to an input magnetic field. Power-On Time, t_{PO} , is defined as the time it takes for the output voltage to settle within $\pm 10\%$ of its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



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



| C_F (nF) | t_r (μs) |
|------------|-------------------------|
| Open | 3.5 |
| 1 | 5.8 |
| 4.7 | 17.5 |
| 22 | 73.5 |
| 47 | 88.2 |
| 100 | 291.3 |
| 220 | 623 |
| 470 | 1120 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์เท่านั้น ไม่ควรแจกจ่ายให้บุคคลอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ควรใช้เพื่อจุดประสงค์อื่นนอกเหนือจากที่ระบุไว้ และต้องอ้างอิงถึงชื่อเอกสารทุกครั้งในการนำไปใช้



ACS712

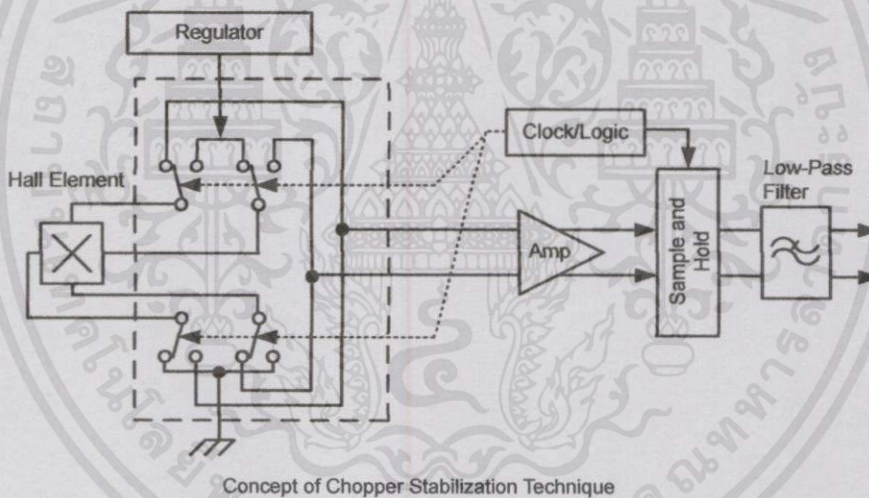
Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Chopper Stabilization Technique

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

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

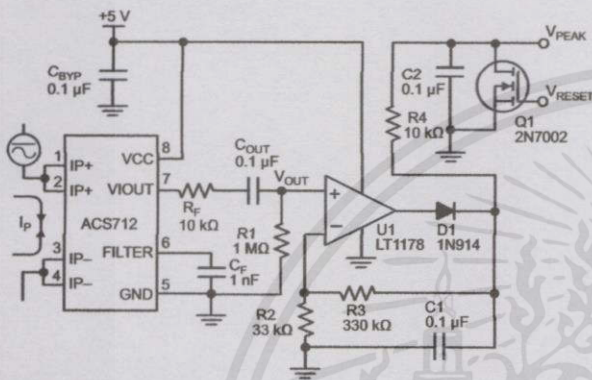
This technique is made possible through the use of a BiCMOS process that allows the use of low-offset and low-noise amplifiers in combination with high-density logic integration and sample and hold circuits.



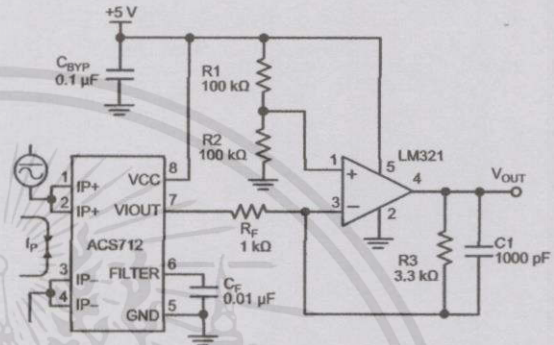
Concept of Chopper Stabilization Technique

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

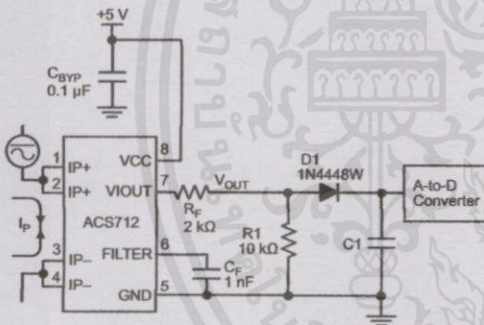
Typical Applications



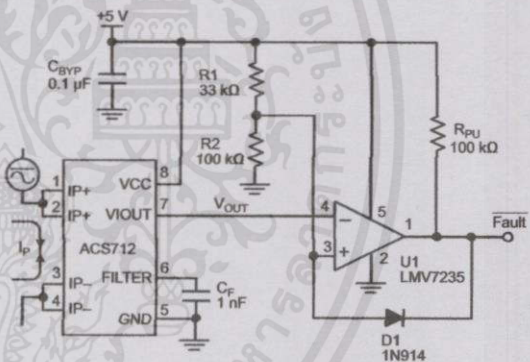
Application 2. Peak Detecting Circuit



Application 3. This configuration increases gain to 610 mV/A (tested using the ACS712ELC-05A).



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



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

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

Improving Sensing System Accuracy Using the FILTER Pin

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

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

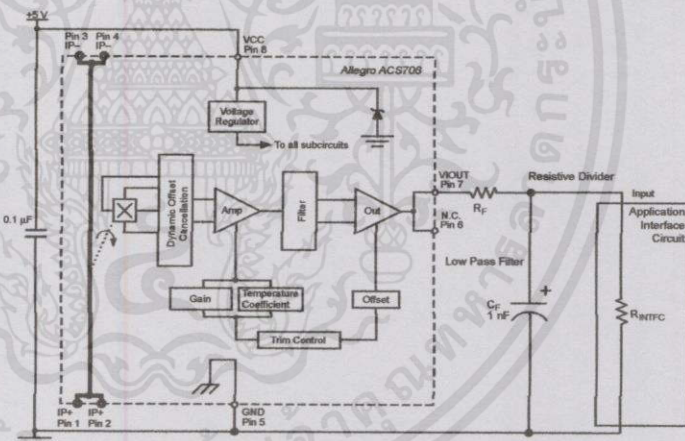
$$\Delta V_{ATT} = V_{IOUT} \left(\frac{R_{INTFC}}{R_F + R_{INTFC}} \right)$$

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

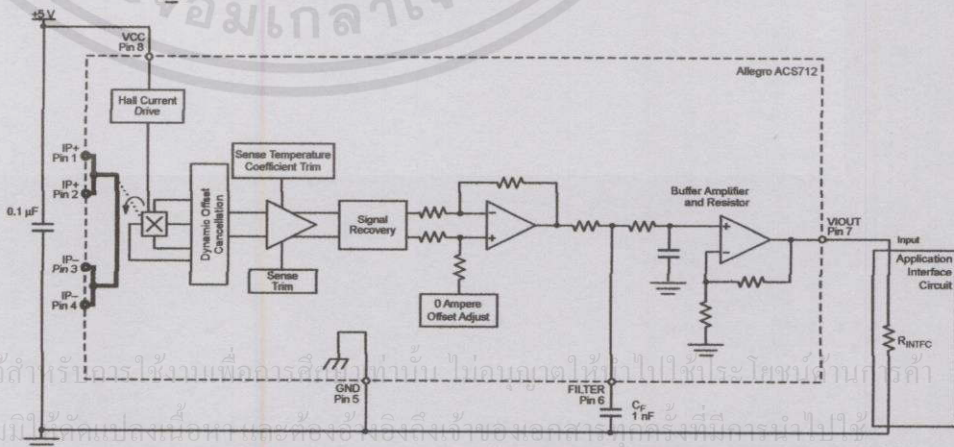
temperature. Therefore, signal attenuation will vary as a function of temperature. Note that, in many cases, the input impedance, R_{INTFC} , of a typical analog-to-digital converter (ADC) can be as low as 10 k Ω .

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

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



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



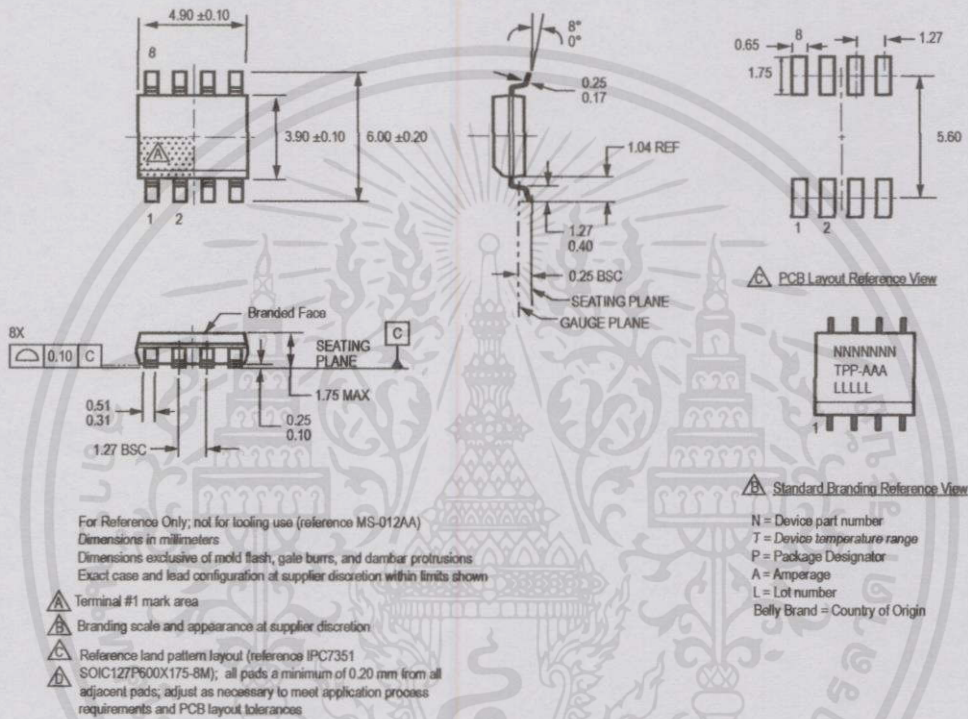
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปให้ประชาชนทั่วไป
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่หรือใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต



ACS712

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

Package LC, 8-pin SOIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS712

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

Revision History

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



Copyright ©2006-2013, Allegro MicroSystems, LLC

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ www.allegromicro.com นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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



Power MOSFET

| PRODUCT SUMMARY | |
|----------------------------|-------------------------------|
| V _{DS} (V) | 500 |
| R _{DS(on)} (Ω) | V _{GS} = 10 V 0.27 |
| Q _g (Max.) (nC) | 210 |
| Q _{gs} (nC) | 29 |
| Q _{gd} (nC) | 110 |
| Configuration | Single |

FEATURES

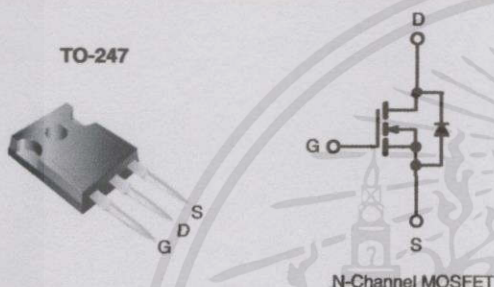
- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead (Pb)-free Available



RoHS+ COMPLIANT

DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness. The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distances between pins to meet the requirements of most safety specifications.



| ORDERING INFORMATION | |
|----------------------|---------------------------|
| Package | TO-247 |
| Lead (Pb)-free | IRFP460PbF SiHFP460-E3 |
| SnPb | IRFP460 SiHFP460 |

| ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS T _C = 25 °C, unless otherwise noted | | | |
|---|-----------------------------------|-------------------------|-------|
| PARAMETER | SYMBOL | LIMIT | UNIT |
| Drain-Source Voltage | V _{DS} | 500 | V |
| Gate-Source Voltage | V _{GS} | ± 20 | |
| Continuous Drain Current | I _D | T _C = 25 °C | 20 |
| | | T _C = 100 °C | 13 |
| Pulsed Drain Current ^a | I _{DM} | 80 | A |
| Linear Derating Factor | | 2.2 | W/°C |
| Single Pulse Avalanche Energy ^b | E _{AS} | 960 | mJ |
| Repetitive Avalanche Current ^a | I _{AR} | 20 | A |
| Repetitive Avalanche Energy ^a | E _{AR} | 28 | mJ |
| Maximum Power Dissipation | P _D | 280 | W |
| Peak Diode Recovery dV/dt ^c | dV/dt | 3.5 | V/ns |
| Operating Junction and Storage Temperature Range | T _J , T _{stg} | - 55 to + 150 | °C |
| Soldering Recommendations (Peak Temperature) | for 10 s | 300 ^d | |
| Mounting Torque | 6-32 or M3 screw | 10 | |
| | | 1.1 | N · m |



Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
 - V_{DD} = 50 V, starting T_J = 25 °C, L = 4.3 mH, R_G = 25 Ω, I_{AS} = 20 A (see fig. 12).
 - I_{SD} ≤ 20 A, di/dt ≤ 160 A/μs, V_{DD} ≤ V_{DS}, T_J ≤ 150 °C.
 - 1.6 mm from case.
- * Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

THERMAL RESISTANCE RATINGS

| PARAMETER | SYMBOL | TYP. | MAX. | UNIT |
|-------------------------------------|------------|------|------|------|
| Maximum Junction-to-Ambient | R_{thJA} | - | 40 | °C/W |
| Case-to-Sink, Flat, Greased Surface | R_{thCS} | 0.24 | - | |
| Maximum Junction-to-Case (Drain) | R_{thJC} | - | 0.45 | |

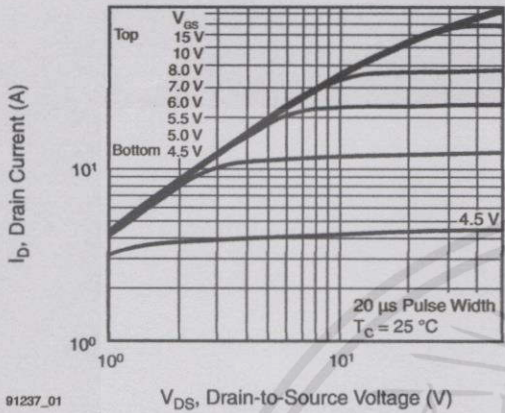
SPECIFICATIONS $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT |
|--|---------------------|---|------|------|-----------|---------------|
| Static | | | | | | |
| Drain-Source Breakdown Voltage | V_{DS} | $V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$ | 500 | - | - | V |
| V_{DS} Temperature Coefficient | $\Delta V_{DS}/T_J$ | Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}$, $I_D = 1\text{ mA}$ | - | 0.63 | - | V/°C |
| Gate-Source Threshold Voltage | $V_{GS(th)}$ | $V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$ | 2.0 | - | 4.0 | V |
| Gate-Source Leakage | I_{GSS} | $V_{GS} = \pm 20\text{ V}$ | - | - | ± 100 | nA |
| Zero Gate Voltage Drain Current | I_{DSS} | $V_{DS} = 500\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ | - | - | 25 | μA |
| | | $V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ | - | - | 250 | |
| Drain-Source On-State Resistance | $R_{DS(on)}$ | $V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 12\text{ A}^b$ | - | - | 0.27 | Ω |
| Forward Transconductance | g_{fs} | $V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 12\text{ A}^b$ | 13 | - | - | S |
| Dynamic | | | | | | |
| Input Capacitance | C_{iss} | $V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}$, see fig. 5 | - | 4200 | - | pF |
| Output Capacitance | C_{oss} | | - | 870 | - | |
| Reverse Transfer Capacitance | C_{rss} | | - | 350 | - | |
| Total Gate Charge | Q_g | $V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 20\text{ A}, V_{DS} = 400\text{ V}$, see fig. 6 and 13 ^b | - | - | 210 | nC |
| Gate-Source Charge | Q_{gs} | | - | - | 29 | |
| Gate-Drain Charge | Q_{gd} | | - | - | 110 | |
| Turn-On Delay Time | $t_{d(on)}$ | $V_{DD} = 250\text{ V}, I_D = 20\text{ A}, R_G = 4.3\text{ }\Omega, R_D = 13\text{ }\Omega$, see fig. 10 ^b | - | 18 | - | ns |
| Rise Time | t_r | | - | 59 | - | |
| Turn-Off Delay Time | $t_{d(off)}$ | | - | 110 | - | |
| Fall Time | t_f | | - | 58 | - | |
| Internal Drain Inductance | L_D | Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact  | - | 5.0 | - | nH |
| Internal Source Inductance | L_S | | - | 13 | - | |
| Drain-Source Body Diode Characteristics | | | | | | |
| Continuous Source-Drain Diode Current | I_S | MOSFET symbol showing the integral reverse p - n junction diode  | - | - | 20 | A |
| Pulsed Diode Forward Current ^a | I_{SM} | | - | - | 80 | |
| Body Diode Voltage | V_{SD} | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_S = 20\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}^b$ | - | - | 1.8 | V |
| Body Diode Reverse Recovery Time | t_{rr} | $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_F = 20\text{ A}, dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$ | - | 570 | 860 | ns |
| Body Diode Reverse Recovery Charge | Q_{rr} | | - | 5.7 | 8.6 | μC |
| Forward Turn-On Time | t_{on} | Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S and L_D) | | | | |

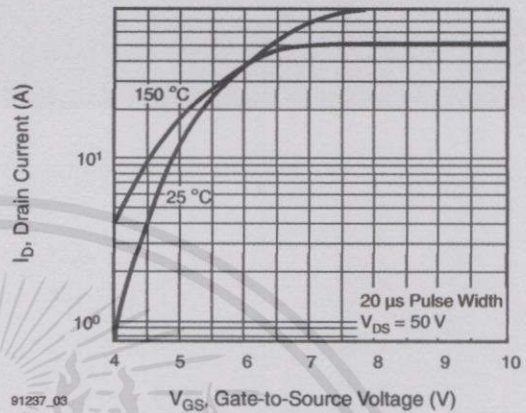
Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- Pulse width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

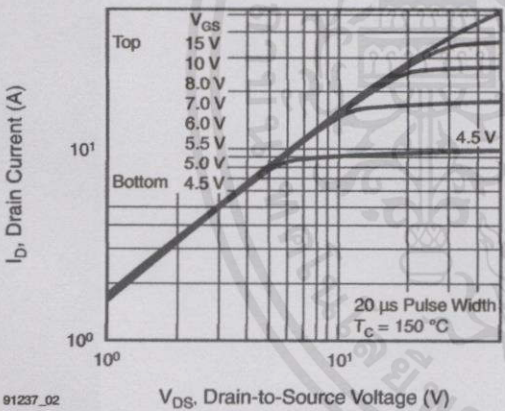
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS 25 °C, unless otherwise noted


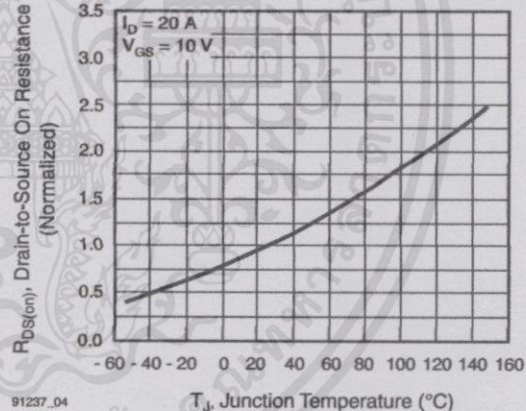
91237_01

Fig. 1 - Typical Output Characteristics, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$


91237_03

Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics


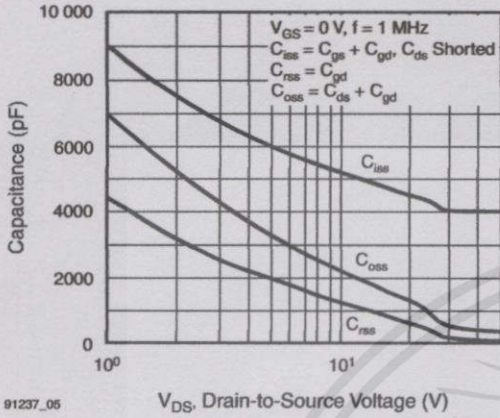
91237_02

Fig. 2 - Typical Output Characteristics, $T_C = 150\text{ }^\circ\text{C}$


91237_04

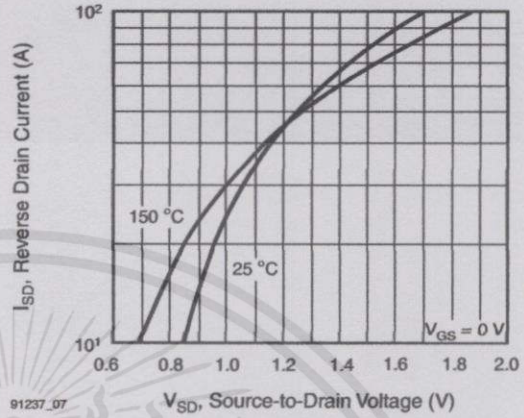
Fig. 4 - Normalized On-Resistance vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



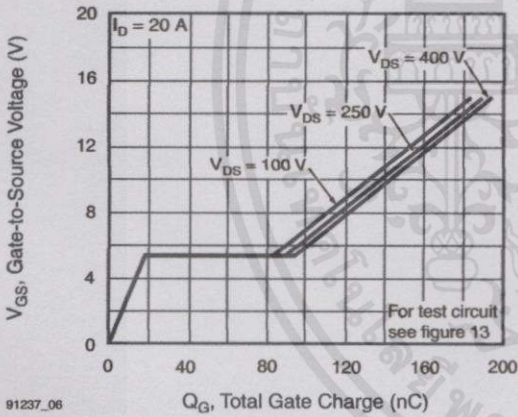
91237_05

Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage



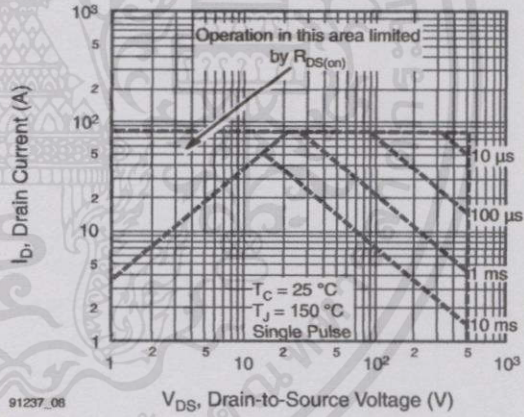
91237_07

Fig. 7 - Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



91237_06

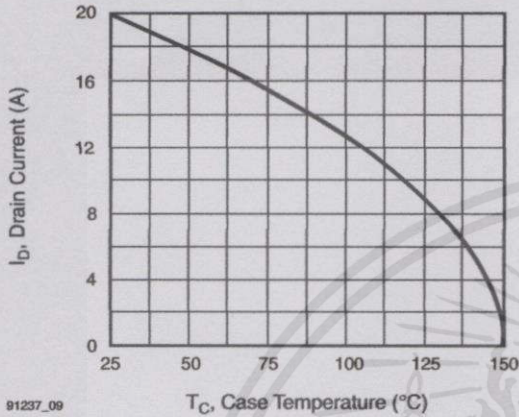
Fig. 6 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage



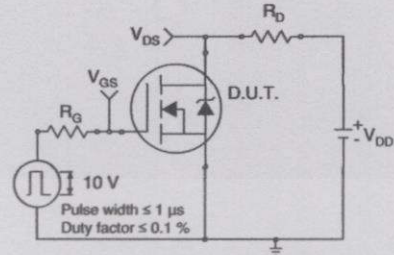
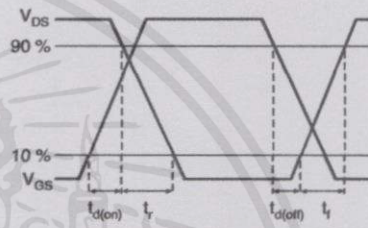
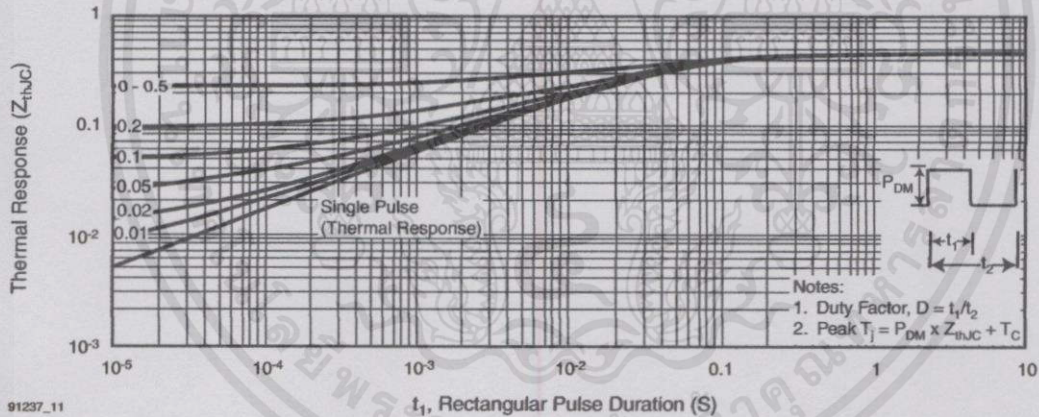
91237_08

Fig. 8 - Maximum Safe Operating Area

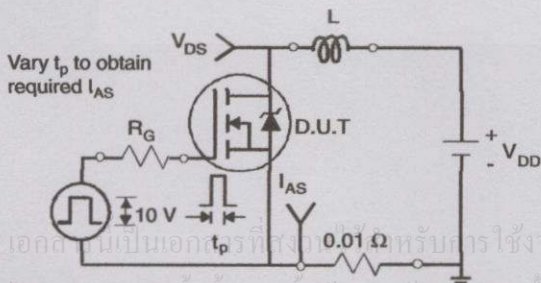
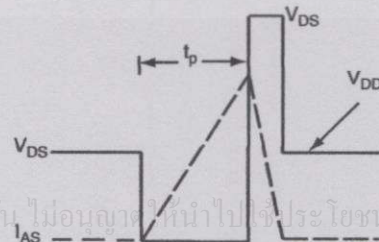
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



91237_09

Fig. 9 - Maximum Drain Current vs. Case Temperature

Fig. 10a - Switching Time Test Circuit

Fig. 10b - Switching Time Waveforms


91237_11

Fig. 11a - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

 Vary t_p to obtain required I_{AS}

Fig. 12a - Unclamped Inductive Test Circuit
Fig. 12b - Unclamped Inductive Waveforms

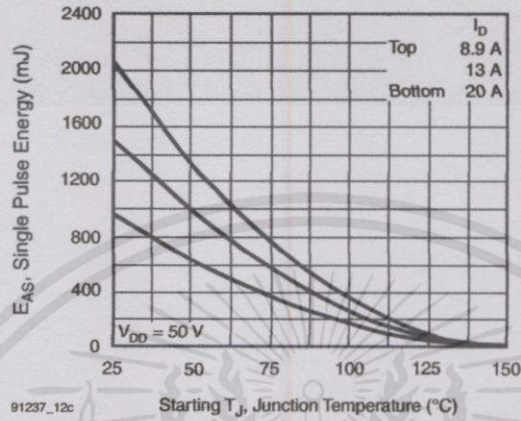


Fig. 12c - Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

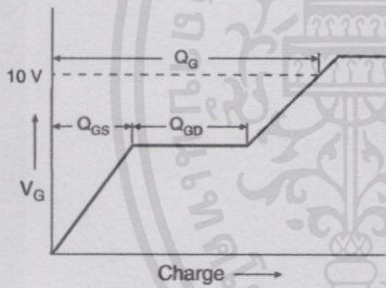


Fig. 13a - Basic Gate Charge Waveform

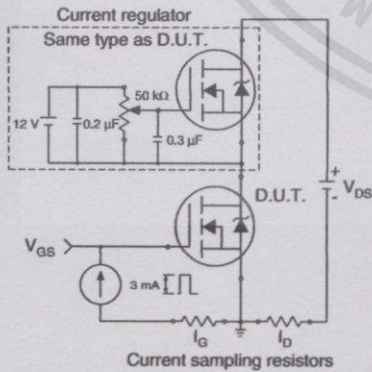
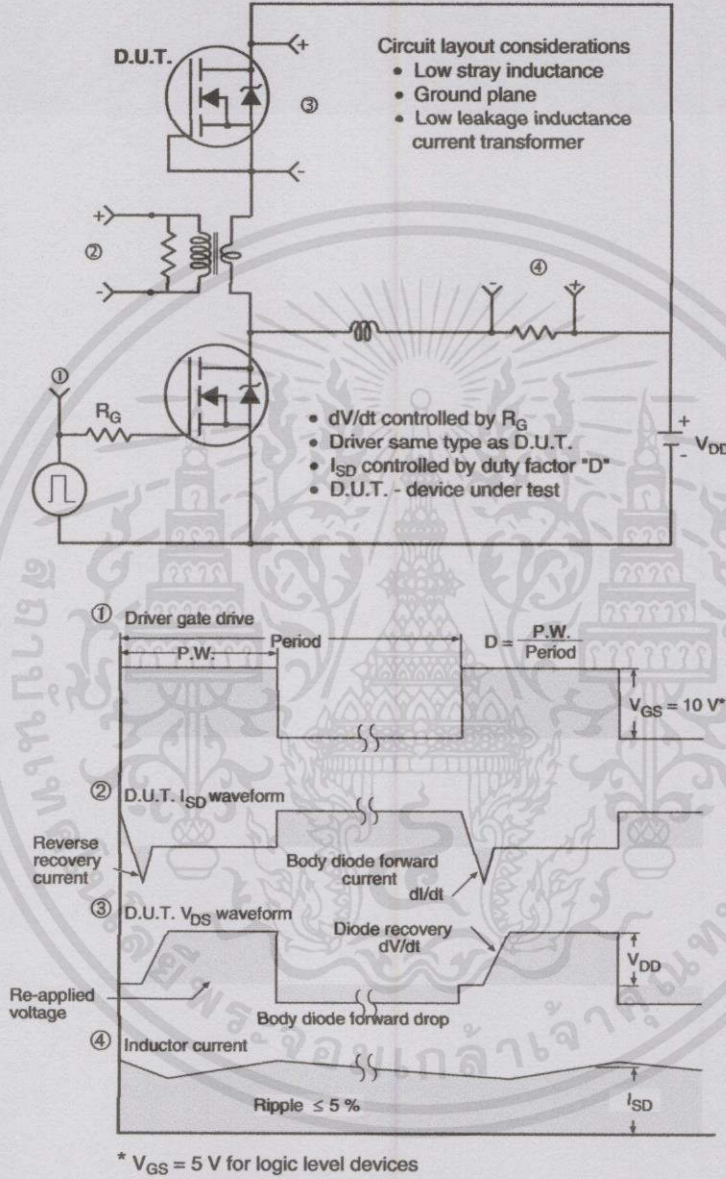


Fig. 13b - Gate Charge Test Circuit

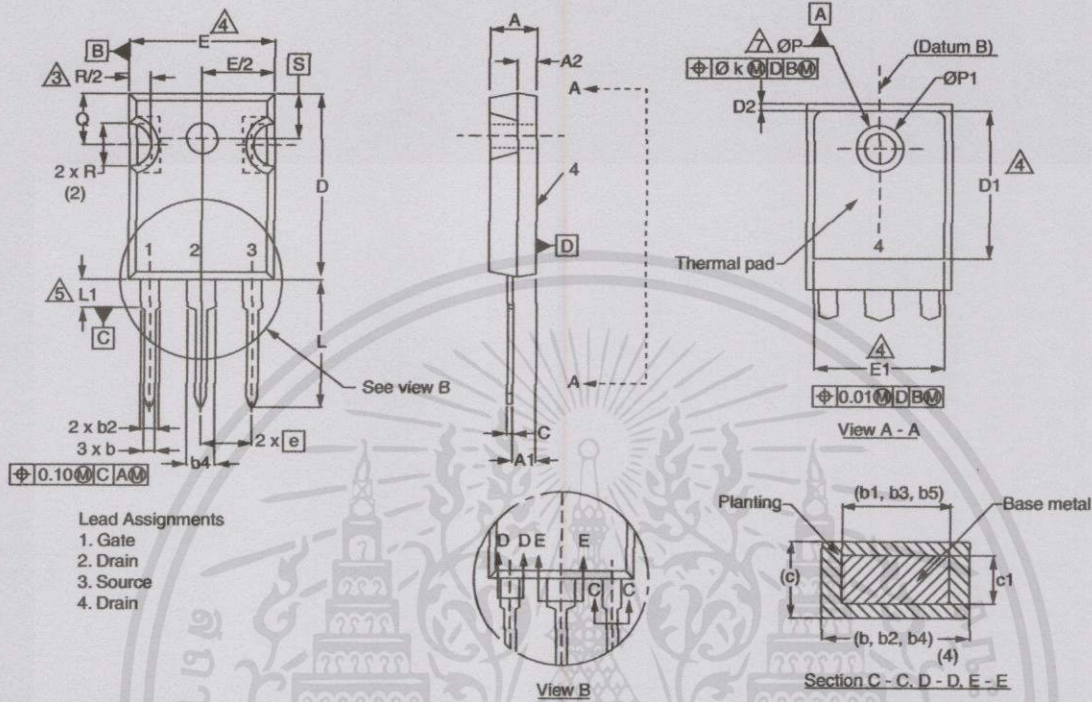
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกานำไปใช้

Peak Diode Recovery dV/dt Test Circuit

Fig. 14 - For N-Channel

Vishay Siliconix maintains worldwide manufacturing capability. Products may be manufactured at one of several qualified locations. Reliability data for Silicon Technology and Package Reliability represent a composite of all qualified locations. For related documents such as package/tape drawings, part marking, and reliability data, see <http://www.vishay.com/ppg?91237>.



TO-247AC (High Voltage)



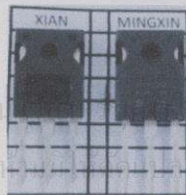
| DIM. | MILLIMETERS | | INCHES | |
|------|-------------|-------|--------|-------|
| | MIN. | MAX. | MIN. | MAX. |
| A | 4.58 | 5.31 | 0.180 | 0.209 |
| A1 | 2.21 | 2.59 | 0.087 | 0.102 |
| A2 | 1.17 | 2.49 | 0.046 | 0.098 |
| b | 0.99 | 1.40 | 0.039 | 0.055 |
| b1 | 0.99 | 1.35 | 0.039 | 0.053 |
| b2 | 1.53 | 2.39 | 0.060 | 0.094 |
| b3 | 1.65 | 2.37 | 0.065 | 0.093 |
| b4 | 2.42 | 3.43 | 0.095 | 0.135 |
| b5 | 2.59 | 3.38 | 0.102 | 0.133 |
| c | 0.38 | 0.86 | 0.015 | 0.034 |
| c1 | 0.38 | 0.76 | 0.015 | 0.030 |
| D | 19.71 | 20.82 | 0.776 | 0.820 |
| D1 | 13.08 | - | 0.515 | - |

| DIM. | MILLIMETERS | | INCHES | |
|------|-------------|-------|-----------|-------|
| | MIN. | MAX. | MIN. | MAX. |
| D2 | 0.51 | 1.30 | 0.020 | 0.051 |
| E | 15.29 | 15.87 | 0.602 | 0.625 |
| E1 | 13.72 | - | 0.540 | - |
| e | 5.46 BSC | | 0.215 BSC | |
| Ø k | 0.254 | | 0.010 | |
| L | 14.20 | 16.25 | 0.559 | 0.640 |
| L1 | 3.71 | 4.29 | 0.146 | 0.169 |
| N | 7.62 BSC | | 0.300 BSC | |
| Ø P | 3.51 | 3.66 | 0.138 | 0.144 |
| Ø P1 | - | 7.39 | - | 0.291 |
| Q | 5.31 | 5.69 | 0.209 | 0.224 |
| R | 4.52 | 5.49 | 0.178 | 0.216 |
| S | 5.51 BSC | | 0.217 BSC | |

ECN: X13-0103-Rev. D, 01-Jul-13
 DWG: 5971

Notes

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
2. Contour of slot optional.
3. Dimension D and E do not include mold flash. Mold flash shall not exceed 0.127 mm (0.005") per side. These dimensions are measured at the outermost extremes of the plastic body.
4. Thermal pad contour optional with dimensions D1 and E1.
5. Lead finish uncontrolled in L1.
6. Ø P to have a maximum draft angle of 1.5 to the top of the part with a maximum hole diameter of 3.91 mm (0.154").
7. Outline conforms to JEDEC outline TO-247 with exception of dimension c.
8. Xian and Mingxin actually photo.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงงานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120

Features

- 2.0 A Minimum Peak Output Current
- 15 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V
- 0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive
- $I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current
- Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts
- 500 ns Maximum Switching Speeds
- Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C
- Safety Approval
UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577
CSA Approval
VDE 0884 Approved with $V_{FORM} = 630$ V peak (Option 060 only)

Applications

- Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive
- AC and Brushless DC Motor Drives

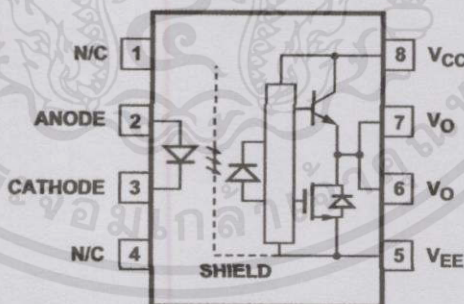
- Industrial Inverters
- Switch Mode Power Supplies (SMPS)

Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

Functional Diagram



TRUTH TABLE

| LED | $V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON) | $V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF) | V_O |
|-----|--|---|------------|
| OFF | 0 - 30 V | 0 - 30 V | LOW |
| ON | 0 - 11 V | 0 - 9.5 V | LOW |
| ON | 11 - 13.5 V | 9.5 - 12 V | TRANSITION |
| ON | 13.5 - 30 V | 12 - 30 V | HIGH |

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

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

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired)

Example

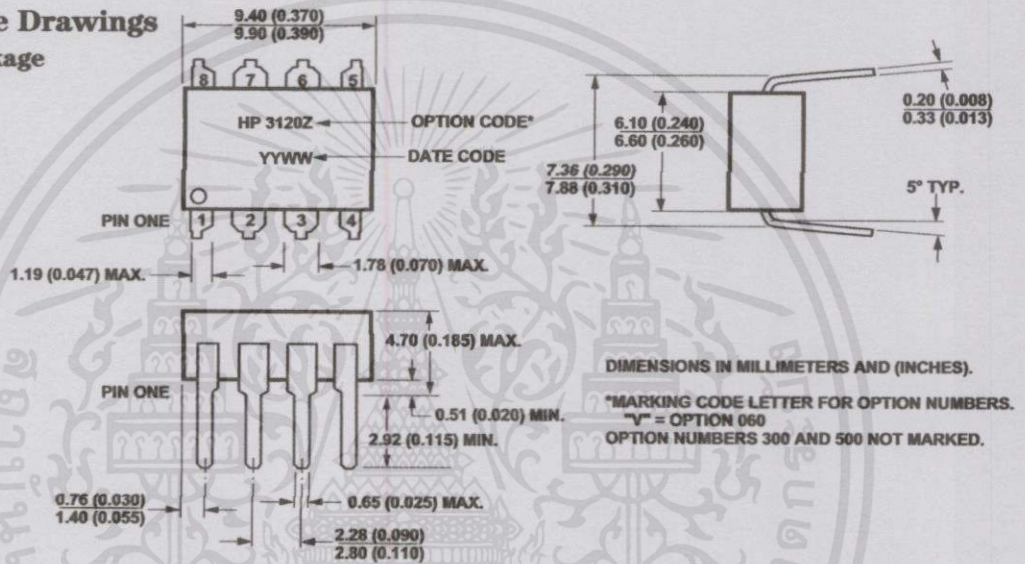
HCPL-3120#XXX

- No Option = Standard DIP Package, 50 per tube.
- 060 = VDE 0884 $V_{IORM} = 630 V_{peak}$ Option, 50 per tube.
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option, 50 per tube.
- 500 = Tape and Reel Packaging Option, 1000 per reel.

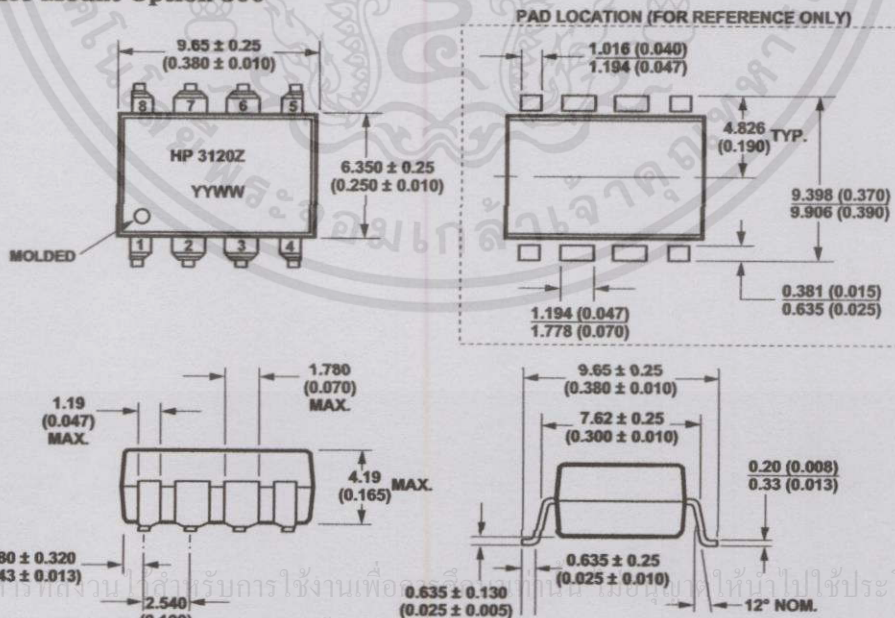
Option data sheets available. Contact Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor.

Package Outline Drawings

Standard DIP Package



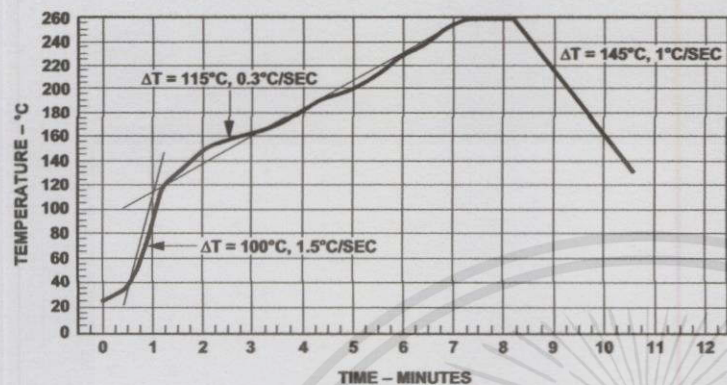
Gull Wing Surface Mount Option 300



DIMENSIONS IN MILLIMETERS (INCHES).
TOLERANCES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED): XX.XX = 0.01
XX.XXX = 0.005

LEAD COPLANARITY
MAXIMUM: 0.102 (0.004)

Reflow Temperature Profile



MAXIMUM SOLDER REFLOW THERMAL PROFILE
(NOTE: USE OF NON-CHLORINE ACTIVATED FLUXES IS RECOMMENDED.)

Regulatory Information

The HCPL-3120 has been approved by the following organizations:

UL

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

CSA

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

VDE (Option 060 Only)

Approved under VDE 0884/06.92 with $V_{IORM} = 630 \text{ V}_{\text{peak}}$.

VDE 0884 Insulation Characteristics (Option 060 Only)

| Description | Symbol | Characteristic | Unit |
|---|-----------------------|----------------|--------------------|
| Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage $\leq 300 \text{ V rms}$ for rated mains voltage $\leq 450 \text{ V rms}$ | | I-IV I-III | |
| Climatic Classification | | 55/100/21 | |
| Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89) | | 2 | |
| Maximum Working Insulation Voltage | V_{IORM} | 630 | V_{peak} |
| Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1 \text{ sec}$, Partial discharge $< 5 \text{ pC}$ | V_{PR} | 1181 | V_{peak} |
| Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_m = 60 \text{ sec}$, Partial discharge $< 5 \text{ pC}$ | V_{PR} | 945 | V_{peak} |
| Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage $t_{ini} = 10 \text{ sec}$) | V_{IOTM} | 6000 | V_{peak} |
| Safety Limiting Values—Maximum Values Allowed in the Event of a Failure, Also See Figure 37, Thermal Derating Curve. | | | |
| Case Temperature | T_S | 175 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Input Current | $I_S, \text{ INPUT}$ | 230 | mA |
| Output Power | $P_S, \text{ OUTPUT}$ | 600 | mW |
| Insulation Resistance at $T_S, V_{IO} = 500 \text{ V}$ | R_S | $\geq 10^9$ | Ω |

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section, (VDE 0884) for a detailed description of Method a and Method b partial discharge test profiles.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Insulation and Safety Related Specifications

| Parameter | Symbol | Value | Units | Conditions |
|---|--------|-------|-------|---|
| Minimum External Air Gap (External Clearance) | L(101) | 7.1 | mm | Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air. |
| Minimum External Tracking (External Creepage) | L(102) | 7.4 | mm | Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body. |
| Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance) | | 0.08 | mm | Insulation thickness between emitter and detector; also known as distance through insulation. |
| Tracking Resistance (Comparative Tracking Index) | CTI | 200 | Volts | DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1 |
| Isolation Group | | IIIa | | Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1) |

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

Absolute Maximum Ratings

| Parameter | Symbol | Min. | Max. | Units | Note |
|--|---|------|----------|-------|------|
| Storage Temperature | T_S | -55. | 125 | °C | |
| Operating Temperature | T_A | -40 | 100 | °C | |
| Average Input Current | $I_{F(AVG)}$ | | 25 | mA | 1 |
| Peak Transient Input Current (<1 μ s pulse width, 300 pps) | $I_{F(TRAN)}$ | | 1.0 | A | |
| Reverse Input Voltage | V_R | | 5 | Volts | |
| "High" Peak Output Current | $I_{OH(PEAK)}$ | | 2.5 | A | 2 |
| "Low" Peak Output Current | $I_{OL(PEAK)}$ | | 2.5 | A | 2 |
| Supply Voltage | $(V_{CC} - V_{EE})$ | 0 | 35 | Volts | |
| Output Voltage | V_O | 0 | V_{CC} | Volts | |
| Output Power Dissipation | P_O | | 250 | mW | 3 |
| Total Power Dissipation | P_T | | 295 | mW | 4 |
| Lead Solder Temperature | 260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane | | | | |
| Solder Reflow Temperature Profile | See Package Outline Drawings section | | | | |

Recommended Operating Conditions

| Parameter | Symbol | Min. | Max. | Units |
|-----------------------|---------------------|------|------|-------|
| Power Supply Voltage | $(V_{CC} - V_{EE})$ | 15 | 30 | Volts |
| Input Current (ON) | $I_{F(ON)}$ | 7 | 16 | mA |
| Input Voltage (OFF) | $V_{F(OFF)}$ | -3.0 | 0.8 | V |
| Operating Temperature | T_A | -40 | 100 | °C |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Specifications (DC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(\text{ON})} = 7$ to 16 mA, $V_{F(\text{OFF})} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$) unless otherwise specified.

| Parameter | Symbol | Min. | Typ.* | Max. | Units | Test Conditions | Fig. | Note |
|--|---------------------------|----------------|----------------|------|----------------------|--|--------------|------|
| High Level Output Current | I_{OH} | 0.5 | 1.5 | | A | $V_O = (V_{CC} - 4 \text{ V})$ | 2, 3, | 5 |
| | | 2.0 | | | A | $V_O = (V_{CC} - 15 \text{ V})$ | 17 | 2 |
| Low Level Output Current | I_{OL} | 0.5 | 2.0 | | A | $V_O = (V_{EE} + 2.5 \text{ V})$ | 5, 6, | 5 |
| | | 2.0 | | | A | $V_O = (V_{EE} + 15 \text{ V})$ | 18 | 2 |
| High Level Output Voltage | V_{OH} | $(V_{CC} - 4)$ | $(V_{CC} - 3)$ | | V | $I_O = -100$ mA | 1, 3, 19 | 6, 7 |
| Low Level Output Voltage | V_{OL} | | 0.1 | 0.5 | V | $I_O = 100$ mA | 4, 6, 20 | |
| High Level Supply Current | I_{CCH} | | 2.0 | 5.0 | mA | Output Open, $I_F = 7$ to 16 mA | 7, 8 | |
| Low Level Supply Current | I_{CCL} | | 2.0 | 5.0 | mA | Output Open, $V_F = -3.0$ to $+0.8$ V | | |
| Threshold Input Current Low to High | I_{FLH} | | 2.3 | 5.0 | mA | $I_O = 0$ mA, $V_O > 5$ V | 9, 15, 21 | |
| Threshold Input Voltage High to Low | V_{FHL} | 0.8 | | | V | | | |
| Input Forward Voltage | V_F | 1.2 | 1.5 | 1.8 | V | $I_F = 10$ mA | 16 | |
| Temperature Coefficient of Forward Voltage | $\Delta V_F / \Delta T_A$ | | -1.6 | | mV/ $^\circ\text{C}$ | $I_F = 10$ mA | | |
| Input Reverse Breakdown Voltage | BV_R | 5 | | | V | $I_r = 10$ μA | | |
| Input Capacitance | C_{IN} | | 60 | | pF | $f = 1$ MHz, $V_F = 0$ V | | |
| UVLO Threshold | V_{UVLO+} | 11.0 | 12.3 | 13.5 | V | $V_O > 5$ V, $I_F = 10$ mA | 22, 36 | |
| | V_{UVLO-} | 9.5 | 10.7 | 12.0 | | | | |
| UVLO Hysteresis | $UVLO_{HYS}$ | | 1.6 | | | | | |

* All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30$ V, unless otherwise noted.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching Specifications (AC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(\text{ON})} = 7$ to 16 mA, $V_{F(\text{OFF})} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$) unless otherwise specified.

| Parameter | Symbol | Min. | Typ.* | Max. | Units | Test Conditions | Fig. | Note |
|---|------------------------------|-------|-------|------|-------------------|---|-----------------------------|--------|
| Propagation Delay Time to High Output Level | t_{PLH} | 0.10 | 0.30 | 0.50 | μs | $R_g = 10 \Omega$, $C_g = 10 \text{ nF}$, $f = 10 \text{ kHz}$, Duty Cycle = 50% | 10, 11, 12, 13 14, 23 | 14 |
| Propagation Delay Time to Low Output Level | t_{PHL} | 0.10 | 0.27 | 0.50 | μs | | | |
| Pulse Width Distortion | PWD | | | 0.3 | μs | | | |
| Propagation Delay Difference Between Any Two Parts | $(t_{PHL} - t_{PLH})$ PDD | -0.35 | | 0.35 | μs | | 34,35 | 10 |
| Rise Time | t_r | | 0.1 | | μs | | 23 | |
| Fall Time | t_f | | 0.1 | | μs | | | |
| UVLO Turn On Delay | $t_{UVLO \text{ ON}}$ | | 0.8 | | μs | $V_O > 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ | 22 | |
| UVLO Turn Off Delay | $t_{UVLO \text{ OFF}}$ | | 0.6 | | μs | $V_O < 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ | | |
| Output High Level Common Mode Transient Immunity | $ CM_H $ | 15 | 30 | | kV/ μs | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 10$ to 16 mA , $V_{CM} = 1500 \text{ V}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$ | 24 | 11, 12 |
| Output Low Level Common Mode Transient Immunity | $ CM_L $ | 15 | 30 | | kV/ μs | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500 \text{ V}$, $V_F = 0 \text{ V}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$ | | 11, 13 |

*All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30 \text{ V}$, unless otherwise noted.

Package Characteristics

| Parameter | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions | Fig. | Note |
|--|---------------|------|-----------|------|--------------------|---|------|------|
| Input-Output Momentary Withstand Voltage** | V_{ISO} | 2500 | | | V_{RMS} | $RH < 50\%$, $t = 1 \text{ min.}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 8, 9 |
| Resistance (Input - Output) | R_{I-O} | | 10^{12} | | Ω | $V_{I-O} = 500 \text{ V}_{DC}$ | | 9 |
| Capacitance (Input - Output) | C_{I-O} | | 0.6 | | pF | $f = 1 \text{ MHz}$ | | |
| LED-to-Case Thermal Resistance | θ_{LC} | | 467 | | $^\circ\text{C/W}$ | Thermocoupler located at center underside of package | 28 | |
| LED-to-Detector Thermal Resistance | θ_{LD} | | 442 | | $^\circ\text{C/W}$ | | | |
| Detector-to-Case Thermal Resistance | θ_{DC} | | 126 | | $^\circ\text{C/W}$ | | | |

**The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to your equipment level safety specification or HP Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage."

Notes:

1. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 0.3 mA/°C.
2. Maximum pulse width = 10 μs, maximum duty cycle = 0.2%. This value is intended to allow for component tolerances for designs with I_O peak minimum = 2.0 A. See Applications section for additional details on limiting I_{OH} peak.
3. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 4.8 mW/°C.
4. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 5.4 mW/°C. The maximum LED junction temperature should not exceed 125°C.
5. Maximum pulse width = 50 μs, maximum duty cycle = 0.5%.
6. In this test V_{OH} is measured with a dc load current. When driving capacitive

- loads V_{OH} will approach V_{CC} as I_{OH} approaches zero amps.
7. Maximum pulse width = 1 ms, maximum duty cycle = 20%.
8. In accordance with UL1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage ≥ 3000 Vrms for 1 second (leakage detection current limit, I_{L0} ≤ 5 μA). This test is performed before the 100% production test for partial discharge (method b) shown in the VDE 0884 Insulation Characteristic Table, if applicable.
9. Device considered a two-terminal device: pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.

10. The difference between t_{PHL} and t_{PLH} between any two HCPL-3120 parts under the same test condition.
11. Pins 1 and 4 need to be connected to LED common.
12. Common mode transient immunity in the high state is the maximum tolerable dV_{CM}/dt of the common mode pulse, V_{CM}, to assure that the output will remain in the high state (i.e., V_O > 15.0 V).
13. Common mode transient immunity in a low state is the maximum tolerable dV_{CM}/dt of the common mode pulse, V_{CM}, to assure that the output will remain in a low state (i.e., V_O < 1.0 V).
14. This load condition approximates the gate load of a 1200V/75A IGBT.
15. Pulse Width Distortion (PWD) is defined as |t_{PHL} - t_{PLH}| for any given device.

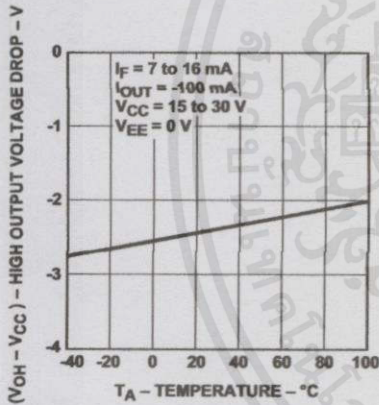


Figure 1. V_{OH} vs. Temperature.

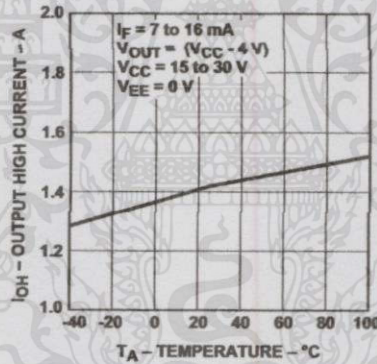


Figure 2. I_{OH} vs. Temperature.

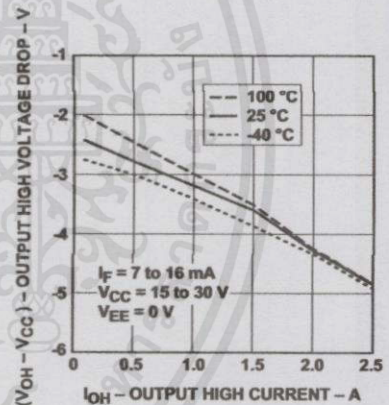


Figure 3. V_{OH} vs. I_{OH}.

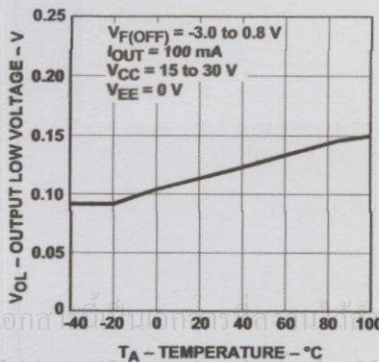


Figure 4. V_{OL} vs. Temperature.

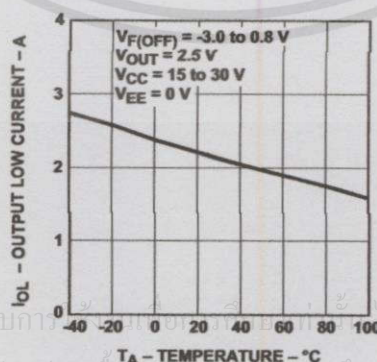


Figure 5. I_{OL} vs. Temperature.

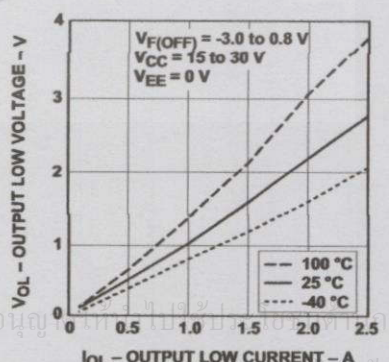


Figure 6. V_{OL} vs. I_{OL}.

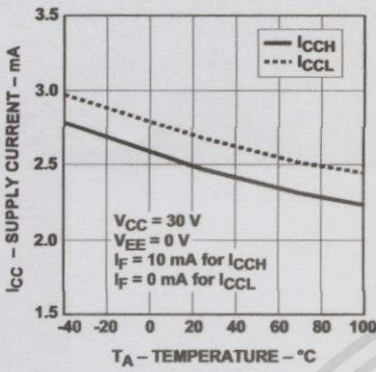


Figure 7. I_{CC} vs. Temperature.

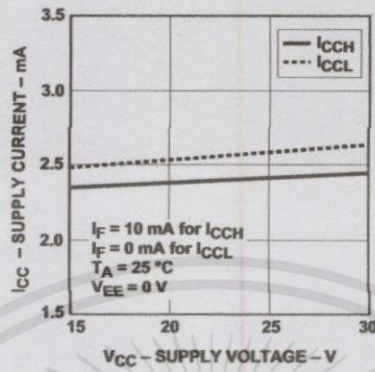


Figure 8. I_{CC} vs. V_{CC} .

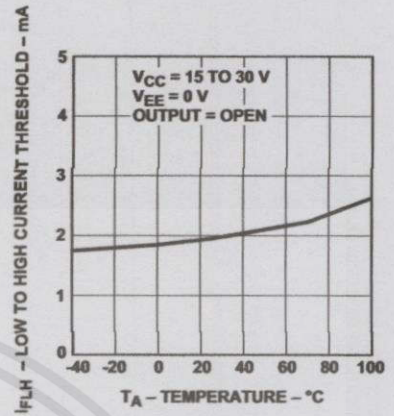


Figure 9. I_{FLH} vs. Temperature.

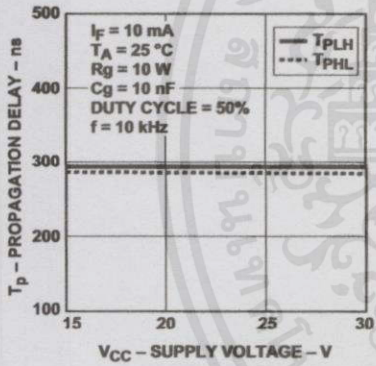


Figure 10. Propagation Delay vs. V_{CC} .

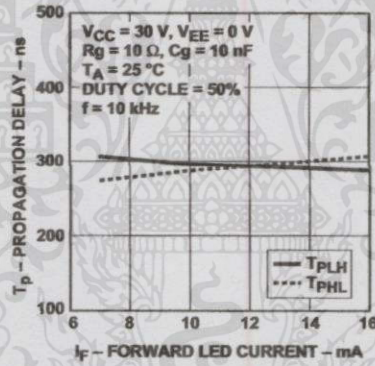


Figure 11. Propagation Delay vs. I_F .

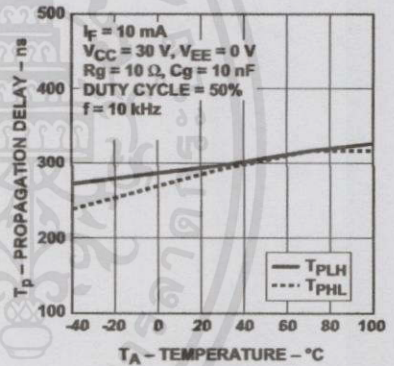


Figure 12. Propagation Delay vs. Temperature.

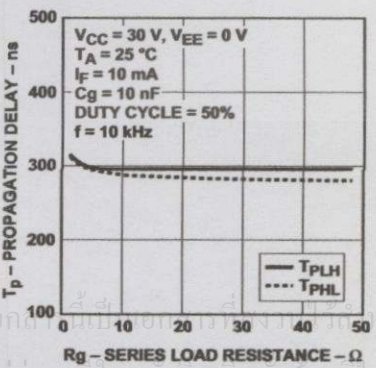


Figure 13. Propagation Delay vs. R_g .

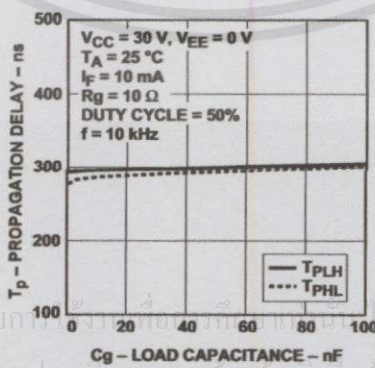


Figure 14. Propagation Delay vs. C_g .

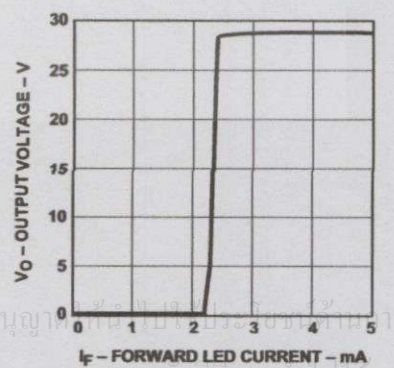


Figure 15. Transfer Characteristics.

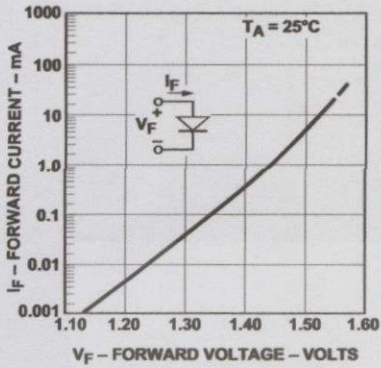


Figure 16. Input Current vs. Forward Voltage.

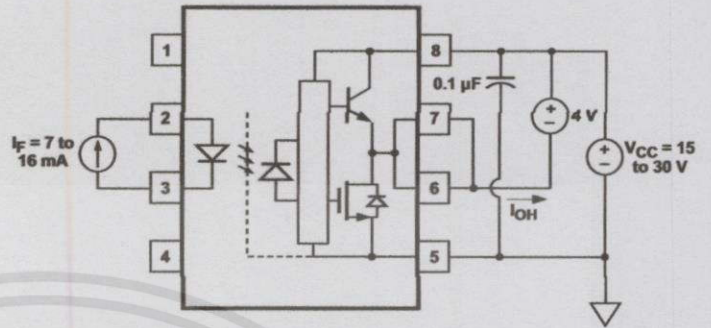


Figure 17. I_{OH} Test Circuit.

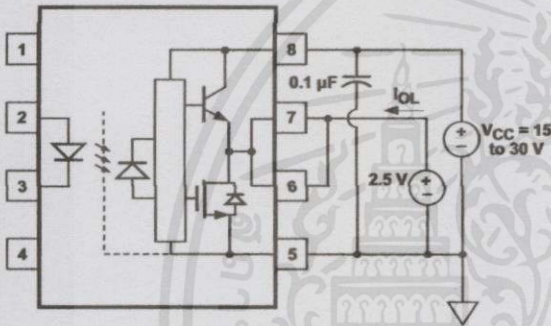


Figure 18. I_{OL} Test Circuit.

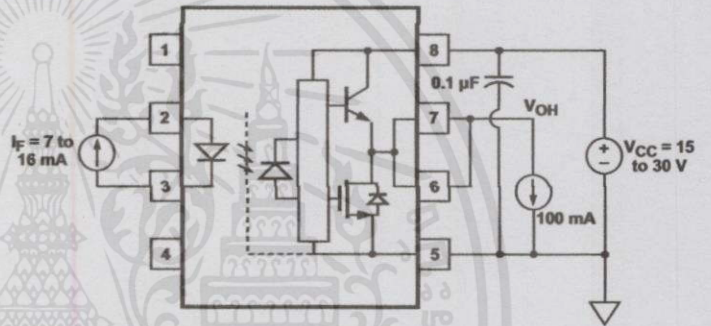


Figure 19. V_{OH} Test Circuit.

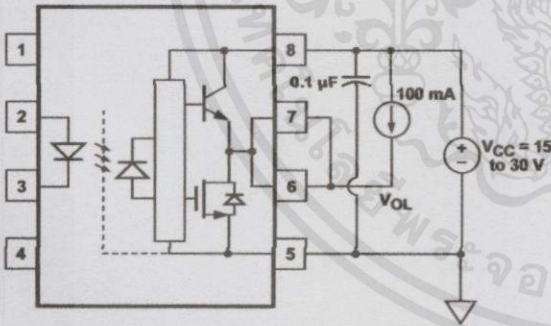


Figure 20. V_{OL} Test Circuit.

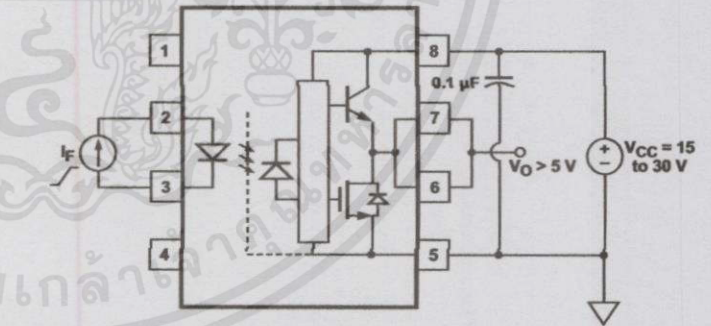


Figure 21. I_{FLH} Test Circuit.

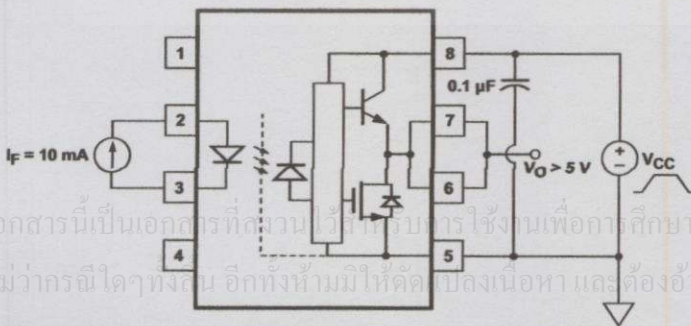


Figure 22. UVLO Test Circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

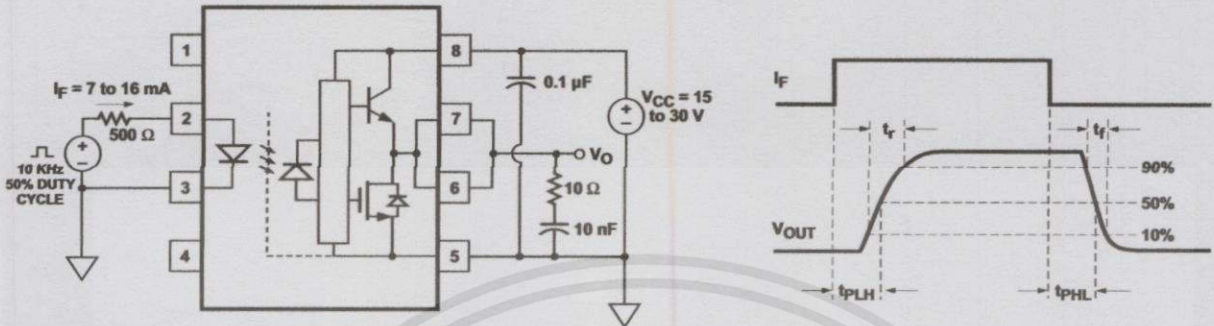


Figure 23. t_{PLH} , t_{PHL} , t_r , and t_f Test Circuit and Waveforms.

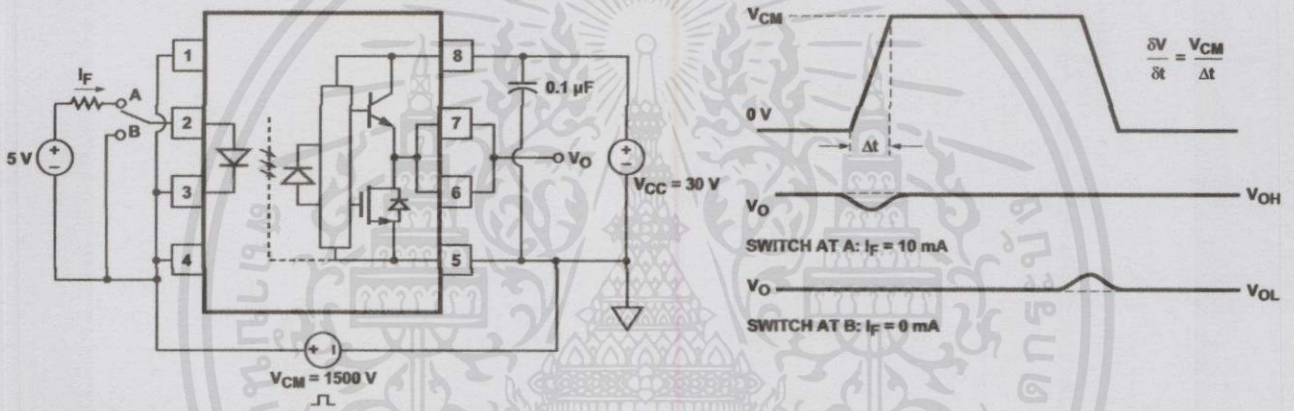


Figure 24. CMR Test Circuit and Waveforms.

Applications Information Eliminating Negative IGBT Gate Drive

To keep the IGBT firmly off, the HCPL-3120 has a very low maximum V_{OL} specification of 0.5 V. The HCPL-3120 realizes this very low V_{OL} by using a DMOS transistor with 1 Ω (typical) on resistance in its pull down circuit. When the HCPL-3120 is in the low state, the IGBT

gate is shorted to the emitter by $R_g + 1 \Omega$. Minimizing R_g and the lead inductance from the HCPL-3120 to the IGBT gate and emitter (possibly by mounting the HCPL-3120 on a small PC board directly above the IGBT) can eliminate the need for negative IGBT gate drive in many applications as shown in Figure 25. Care should be taken with such a PC board design to avoid routing the

IGBT collector or emitter traces close to the HCPL-3120 input as this can result in unwanted coupling of transient signals into the HCPL-3120 and degrade performance. (If the IGBT drain must be routed near the HCPL-3120 input, then the LED should be reverse-biased when in the off state, to prevent the transient signals coupled from the IGBT drain from turning on the HCPL-3120.)

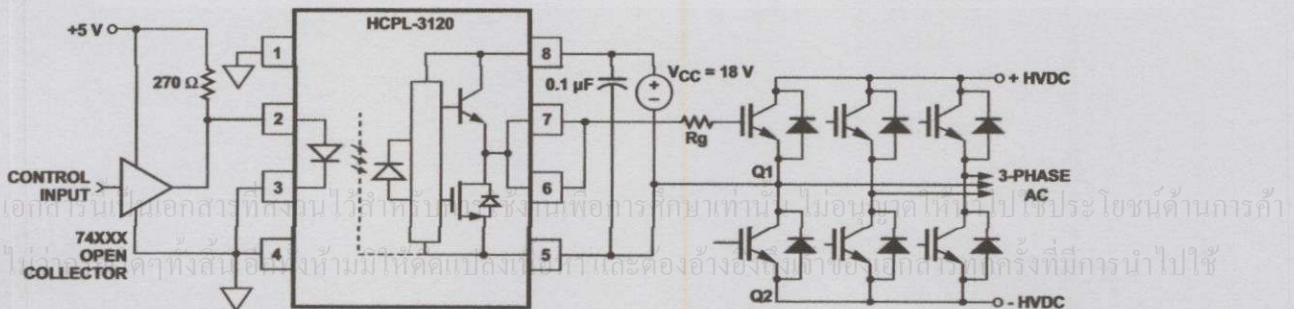


Figure 25. Recommended LED Drive and Application Circuit.

Selecting the Gate Resistor (Rg) to Minimize IGBT Switching Losses.

Step 1: Calculate Rg Minimum from the IOL Peak Specification. The IGBT and Rg in Figure 26 can be analyzed as a simple RC circuit with a voltage supplied by the HCPL-3120.

$$R_g \geq \frac{(V_{CC} - V_{EE} - V_{OL})}{I_{OLPEAK}}$$

$$= \frac{(V_{CC} - V_{EE} - 2 V)}{I_{OLPEAK}}$$

$$= \frac{(15 V + 5 V - 2 V)}{2.5 A}$$

$$= 7.2 \Omega \cong 8 \Omega$$

The VOL value of 2 V in the previous equation is a conservative value of VOL at the peak current of 2.5A (see Figure 6). At lower Rg values the voltage supplied by the HCPL-3120 is not an ideal voltage step. This results in lower peak currents (more margin) than predicted by this analysis. When negative gate drive is not used VEE in the previous equation is equal to zero volts.

Step 2: Check the HCPL-3120 Power Dissipation and Increase Rg if Necessary. The HCPL-3120 total power dissipation (PT) is equal to the sum of the emitter power (PE) and the output power (PO):

$$P_T = P_E + P_O$$

$$P_E = I_F \cdot V_F \cdot \text{Duty Cycle}$$

$$P_O = P_{O(BIAS)} + P_{O(SWITCHING)}$$

$$= I_{CC} \cdot (V_{CC} - V_{EE}) + E_{SW}(R_G, Q_G) \cdot f$$

For the circuit in Figure 26 with IF (worst case) = 16 mA, Rg = 8 Ω, Max Duty Cycle = 80%, Qg = 500 nC, f = 20 kHz and TA max = 85C:

$$P_E = 16 mA \cdot 1.8 V \cdot 0.8 = 23 mW$$

$$P_O = 4.25 mA \cdot 20 V + 5.2 \mu J \cdot 20 kHz$$

$$= 85 mW + 104 mW$$

$$= 189 mW$$

$$> 178 mW (P_{O(MAX)} @ 85C = 250 mW - 15C \cdot 4.8 mW/C)$$

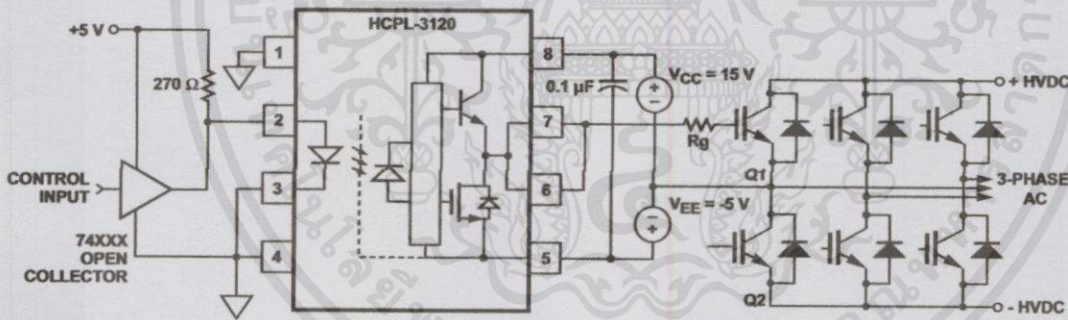


Figure 26. HCPL-3120 Typical Application Circuit with Negative IGBT Gate Drive.

| PE Parameter | Description |
|--------------|------------------------|
| IF | LED Current |
| VF | LED On Voltage |
| Duty Cycle | Maximum LED Duty Cycle |

| PO Parameter | Description |
|--------------|--|
| ICC | Supply Current |
| VCC | Positive Supply Voltage |
| VEE | Negative Supply Voltage |
| ESW(Rg, Qg) | Energy Dissipated in the HCPL-3120 for each IGBT Switching Cycle (See Figure 27) |
| f | Switching Frequency |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The value of 4.25 mA for I_{CC} in the previous equation was obtained by derating the I_{CC} max of 5 mA (which occurs at -40°C) to I_{CC} max at 85°C (see Figure 7).

Since P_O for this case is greater than $P_{O(MAX)}$, R_g must be increased to reduce the HCPL-3120 power dissipation.

$$P_{O(SWITCHING\ MAX)} = P_{O(MAX)} - P_{O(BIAS)}$$

$$= 178\ mW - 85\ mW$$

$$= 93\ mW$$

$$E_{SW(MAX)} = \frac{P_{O(SWITCHINGMAX)}}{f}$$

$$= \frac{93\ mW}{20\ kHz} = 4.65\ \mu W$$

For $Q_g = 500\ nC$, from Figure 27, a value of $E_{SW} = 4.65\ \mu W$ gives a $R_g = 10.3\ \Omega$.

Thermal Model

The steady state thermal model for the HCPL-3120 is shown in Figure 28. The thermal resistance values given in this model can be used to calculate the temperatures at each node for a given operating condition. As shown by the model, all heat generated flows through θ_{CA} which raises the case temperature T_C accordingly. The value of θ_{CA} depends on the conditions of the board design and is, therefore, determined by the designer. The value of $\theta_{CA} = 83^{\circ}\text{C/W}$ was obtained from thermal measurements using a 2.5 x 2.5 inch PC board, with small traces (no ground plane), a single HCPL-3120 soldered into the center of the board and still air. The absolute maximum power dissipation derating specifications assume a θ_{CA} value of 83°C/W .

From the thermal mode in Figure 28 the LED and detector IC junction temperatures can be expressed as:

$$T_{JE} = P_E \cdot (\theta_{LC} | (\theta_{LD} + \theta_{DC}) + \theta_{CA}) + P_D \cdot \left(\frac{\theta_{LC} \cdot \theta_{DC}}{\theta_{LC} + \theta_{DC} + \theta_{LD}} + \theta_{CA} \right) + T_A$$

$$T_{JD} = P_E \cdot \left(\frac{\theta_{LC} \cdot \theta_{DC}}{\theta_{LC} + \theta_{DC} + \theta_{LD}} + \theta_{CA} \right) + P_D \cdot (\theta_{DC} | (\theta_{LD} + \theta_{LC}) + \theta_{CA}) + T_A$$

Inserting the values for θ_{LC} and θ_{DC} shown in Figure 28 gives:

$$T_{JE} = P_E \cdot (256^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + P_D \cdot (57^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + T_A$$

$$T_{JD} = P_E \cdot (57^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + P_D \cdot (111^{\circ}\text{C/W} + \theta_{CA}) + T_A$$

For example, given $P_E = 45\ mW$, $P_O = 250\ mW$, $T_A = 70^{\circ}\text{C}$ and $\theta_{CA} = 83^{\circ}\text{C/W}$:

$$T_{JE} = P_E \cdot 339^{\circ}\text{C/W} + P_D \cdot 140^{\circ}\text{C/W} + T_A$$

$$= 45\ mW \cdot 339^{\circ}\text{C/W} + 250\ mW \cdot 140^{\circ}\text{C/W} + 70^{\circ}\text{C} = 120^{\circ}\text{C}$$

$$T_{JD} = P_E \cdot 140^{\circ}\text{C/W} + P_D \cdot 194^{\circ}\text{C/W} + T_A$$

$$= 45\ mW \cdot 140^{\circ}\text{C/W} + 250\ mW \cdot 194^{\circ}\text{C/W} + 70^{\circ}\text{C} = 125^{\circ}\text{C}$$

T_{JE} and T_{JD} should be limited to 125°C based on the board layout and part placement (θ_{CA}) specific to the application.

LED Drive Circuit Considerations for Ultra High CMR Performance.

Without a detector shield, the dominant cause of optocoupler CMR failure is capacitive coupling from the input side of the optocoupler, through the package, to the detector IC as

shown in Figure 29. The HCPL-3120 improves CMR performance by using a detector IC with an optically transparent Faraday shield, which diverts the capacitively coupled current away from the sensitive IC circuitry. However, this shield does not eliminate the capacitive coupling between the LED and optocoupler pins 5-8 as shown in Figure 30. This capacitive coupling causes perturbations in the LED current during common mode transients and becomes the major source of CMR failures for a shielded optocoupler. The main design objective of a high CMR LED drive circuit becomes keeping the LED in the proper state (on or off) during common mode transients. For example, the recommended application circuit (Figure 25), can achieve $15\ kV/\mu s$ CMR while minimizing component complexity.

Techniques to keep the LED in the proper state are discussed in the next two sections.

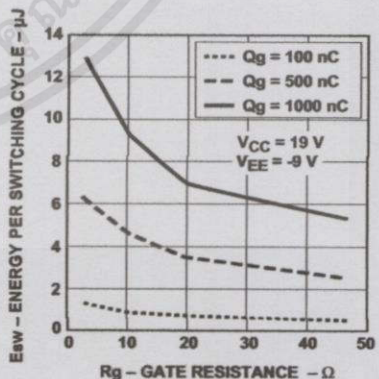
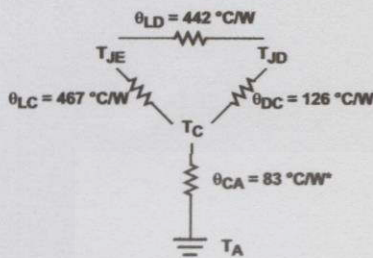


Figure 27. Energy Dissipated in the HCPL-3120 for Each IGBT Switching Cycle.



T_{JE} = LED junction temperature
 T_{JD} = detector IC junction temperature
 T_C = case temperature measured at the center of the package bottom
 θ_{LC} = LED-to-case thermal resistance
 θ_{LD} = LED-to-detector thermal resistance
 θ_{DC} = detector-to-case thermal resistance
 θ_{CA} = case-to-ambient thermal resistance
 $*\theta_{CA}$ will depend on the board design and the placement of the part.

Figure 28. Thermal Model.

CMR with the LED On (CMR_H).

A high CMR LED drive circuit must keep the LED on during common mode transients. This is achieved by overdriving the LED current beyond the input threshold so that it is not pulled below the threshold during a transient. A minimum LED current of 10 mA provides adequate margin over the maximum I_{FLH} of 5 mA to achieve 15 kV/ μ s CMR.

CMR with the LED Off (CMR_L).

A high CMR LED drive circuit must keep the LED off ($V_F \leq V_{F(OFF)}$) during common mode transients. For example, during a $-dV_{cm}/dt$ transient in Figure 31, the current flowing through C_{LEDP} also flows through the R_{SAT} and V_{SAT} of the logic gate. As long as the low state voltage developed across the logic gate is less than $V_{F(OFF)}$, the LED will remain off and no common mode failure will occur.

The open collector drive circuit, shown in Figure 32, cannot keep the LED off during a $+dV_{cm}/dt$ transient, since all the current flowing through C_{LEDN} must be supplied by the LED, and it is not recommended for applications requiring ultra high CMR_L performance. Figure 33 is an alternative drive circuit which, like the recommended application circuit (Figure 25), does achieve ultra high CMR performance by shunting the LED in the off state.

Under Voltage Lockout Feature.

The HCPL-3120 contains an under voltage lockout (UVLO) feature that is designed to protect the IGBT under fault conditions which cause the HCPL-3120 supply voltage (equivalent to the fully-charged IGBT gate voltage) to drop below a level necessary to keep the IGBT in a low resistance state. When the HCPL-3120 output is in the high state and the supply voltage drops below the HCPL-3120 V_{UVLO-} threshold ($9.5 < V_{UVLO-} < 12.0$) the opto-

coupler output will go into the low state with a typical delay, UVLO Turn Off Delay, of 0.6 μ s.

When the HCPL-3120 output is in the low state and the supply voltage rises above the HCPL-3120 V_{UVLO+} threshold ($11.0 < V_{UVLO+} < 13.5$) the optocoupler output will go into the high state (assumes LED is "ON") with a typical delay, UVLO Turn On Delay of 0.8 μ s.

IPM Dead Time and Propagation Delay Specifications.

The HCPL-3120 includes a Propagation Delay Difference (PDD) specification intended to help designers minimize "dead time" in their power inverter designs. Dead time is the time period during which both the high and low side power transistors (Q1 and Q2 in Figure 25) are off. Any overlap in Q1 and Q2 conduction will result in large currents flowing through the power devices between the high and low voltage motor rails.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

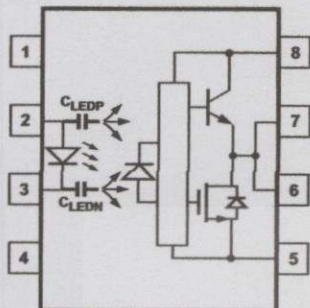


Figure 29. Optocoupler Input to Output Capacitance Model for Unshielded Optocouplers.

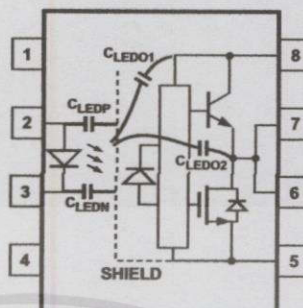


Figure 30. Optocoupler Input to Output Capacitance Model for Shielded Optocouplers.

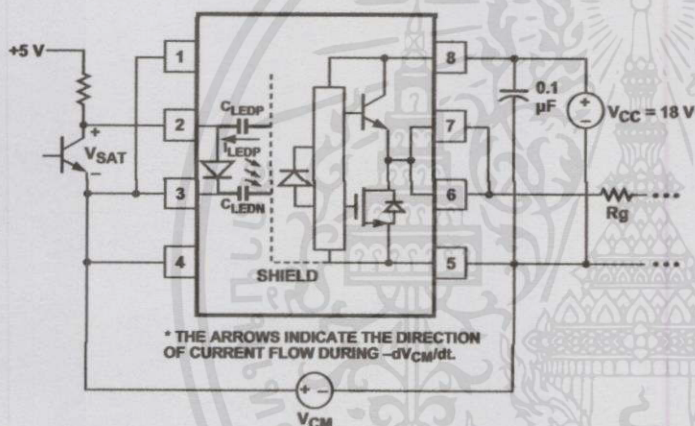


Figure 31. Equivalent Circuit for Figure 25 During Common Mode Transient.

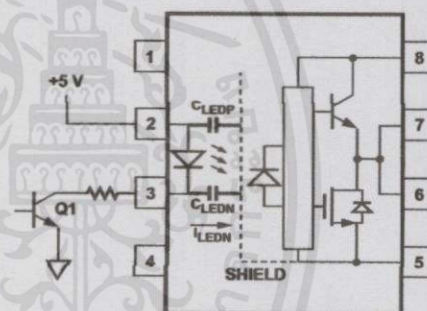


Figure 32. Not Recommended Open Collector Drive Circuit.

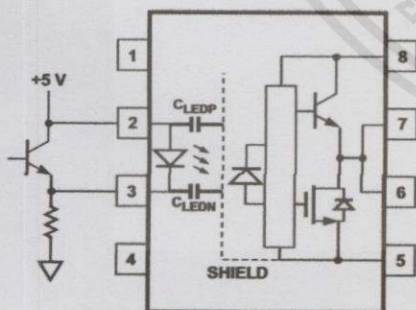


Figure 33. Recommended LED Drive Circuit for Ultra-High CMR.

To minimize dead time in a given design, the turn on of LED2 should be delayed (relative to the turn off of LED1) so that under worst-case conditions, transistor Q1 has just turned off when transistor Q2 turns on, as shown in Figure 34. The amount of delay necessary to achieve this conditions is equal to the maximum value of the propagation delay difference specification, PDD_{MAX} ,

which is specified to be 350 ns over the operating temperature range of -40°C to 100°C .

Delaying the LED signal by the maximum propagation delay difference ensures that the minimum dead time is zero, but it does not tell a designer what the maximum dead time will be. The maximum dead time is equivalent to the difference between the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

maximum and minimum propagation delay difference specifications as shown in Figure 35. The maximum dead time for the HCPL-3120 is 700 ns (= 350 ns - (-350 ns)) over an operating temperature range of -40°C to 100°C.

Note that the propagation delays used to calculate PDD and dead time are taken at equal temperatures and test conditions since the optocouplers under consideration are typically mounted in close proximity to each other and are switching identical IGBTs.

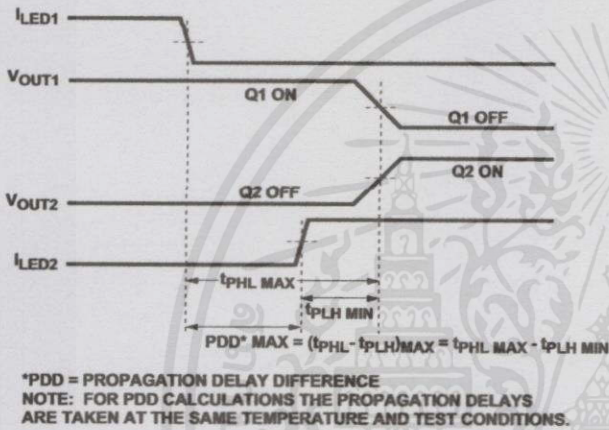


Figure 34. Minimum LED Skew for Zero Dead Time.

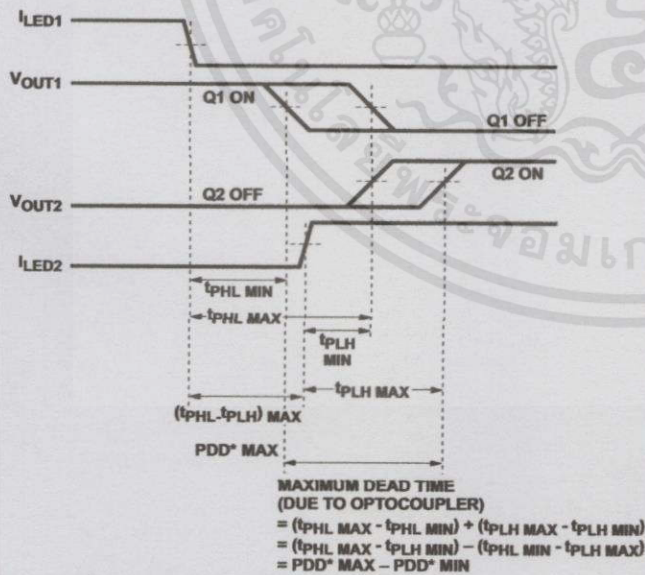


Figure 35. Waveforms for Dead Time. ทั้งนี้การใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Figure 35. Waveforms for Dead Time. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

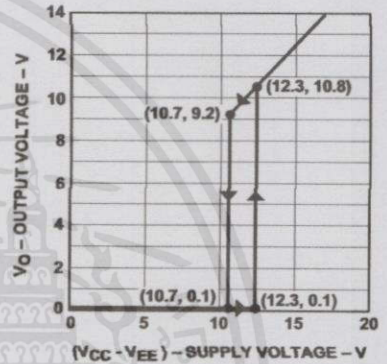


Figure 36. Under Voltage Lock Out.

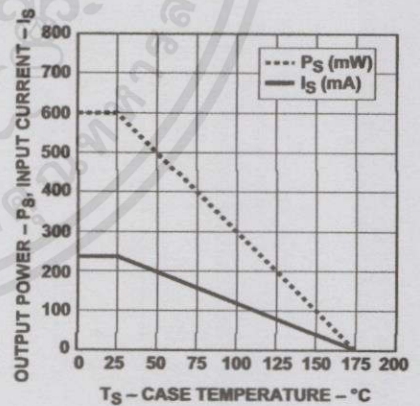


Figure 37. Thermal Derating Curve, Dependence of Safety Limiting Value with Case Temperature per VDE 0884.



Art No. PA0050 und PA0050B

Mobile Power Bank, 6000mAh

Charging your digital devices anytime anywhere

The PA0050/PA0050B is portable charging equipment specifically designed for the mobile phones of majority of large power consumption. This device is suitable for the systems on all smart phones, such as iOS, Android, Blackberry OS and Symbian. The function of super power PA0050/PA0050B can meet the digital products consumption demand at any time and get you away from out of power problem. With the LCD screen display makes you easy learning the process of charging and discharging and power capacity status.

Features:

- Hi-grade ABS plastic housing, polish surface, fashionable design
- LCD display shows the process of charging and discharging.
- Full protection: overcharging protection, over-discharging protection, short-circuit protection.
- Able to charge 2 x USB devices at the same time (max. total output 2A)

Specifications:

| | |
|---------------------|--|
| Input | 5V, 500-1000mA |
| Output | 5V/1A each port, Total max. Output: 2A |
| Capacity | 6000mAh |
| Cell's material | Lithium-Polymer |
| Life length | 500 times charging and discharging |
| Working temperature | -10°C to 45°C |
| Charged period | 6~9 hours |
| Battery dimensions | 105x66x16 (LxWxH) mm |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Best
Com
activ
ity



Art No. PA0050 und PA0050B

Mobile Power Bank, 6000mAh

Charging your digital devices anytime anywhere

Package Contents:

- 1 x Mobile Power Bank
- 1 x USB to Micro USB Cable
- 1 x User Manual

| Model Name | Color | EAN Code |
|------------|-------|---------------|
| PA0050 | White | 4052792003673 |
| PA0050B | Black | 4052792013276 |

Packaging Information:

- Packing Dimension: 190x102x25 mm
- Packing Weight: 0.19kg
- Carton Dimension: 510x250x200 mm
- Carton Q'ty: 40pcs
- Carton Weight: 8.5kg



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้อัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ

* The specifications and pictures are subject to change without notice.
* All trade names referenced are the registered trademark of their respective owners.



Power Bank Datasheet

Model Name: P41 (4400mAh)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Contents

Power Bank Datasheet1
 Product Specification3
 Cell Specification4
 PCM Specification4
 Reliability test.....5
 Security Testing Standard.....6
 Storage and Transportation.....7
 Use Attentions.....7

Revision History

| Version | Date | Description |
|---------|------------|-----------------|
| V1.0 | 2013-09-20 | Initial Release |
| | | |
| | | |
| | | |
| | | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Product Specification

| | | |
|-------------------------------|-----------------------------|-----------------|
| Basic Spec | Capacity | 4400mAh |
| | Dimension | 85x40x20mm |
| | Weight | 110g |
| | Battery Type | Lithium-ion |
| Performance | Input | 5V / 1A |
| | Output | (5V ± 10%) / 1A |
| | Fully Charged by 1A Adapter | 6hrs |
| | Cycle Life | >500 times |
| LED Battery Indicator | 1LED | 0~25% |
| | 2LED | 25%~50% |
| | 3LED | 50%~75% |
| | 4LED | 75%~100% |
| LED Charging Indicator | Red | Charging |
| | Blue | Charged |
| Environment Condition | Operation Environment | -10 to 55 °C |
| | Operation Humanity | 10%~85% RH |
| | Storage Environment | -20 to 70 °C |
| | Storage Humanity | 5%~90% RH |
| Package List | Power Bank | 1pcs |
| | Micro USB (for charge) | 1pcs |
| | Instruction | 1pcs |
| Warranty | | 1 year |

Note: cycle life, Carry out 500 cycles charging/discharging in the below condition:

1. Charge: standard charge.
2. Discharge: 0.5CsA to cut-off voltage.
3. Reset Time between charge/discharge: 30 min.
4. Temperature: 20 ± 5 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Cell Specification

| | | |
|--------------------------------------|---------------------|-----------------------|
| Total Cells Capacity (2x 2200mAh) | Typical | 4400mAh |
| | Minimum | 4350mAh |
| Single Cell Capacity | Typical | 2200mAh |
| Nominal Voltage | 3.7V | |
| Voltage at end of Discharge | 3.0±0.05V | |
| Voltage at end of charging | 4.2±0.05V | |
| AC(1KHz) Impedance New Cell Max.(mΩ) | ≤50mΩ | |
| Standard Charge | Constant Current | 0.5C ₅ A |
| | Constant Voltage | 4.2 |
| | Cut-off | 0.01 C ₅ A |
| Standard Discharge | Constant Current | 0.5C ₅ A |
| | End Voltage | 3.0 |
| Fast Charge | Constant Current | 1.5C ₅ A |
| | Constant Voltage | 4.2V |
| | Cut-off | 0.01 C ₅ A |
| Fast Discharge | Constant Current | 1.0C ₅ A |
| | Constant Voltage | 3.0V |
| Maximum Continuous Charge Current | 1.5C ₅ A | |
| Maximum Continuous Discharge Current | 1.0C ₅ A | |
| Operation | Charge | -10~45°C |
| | Discharge | 0~35°C |
| Storage | In 1 month | -5~35°C |
| | In 6 months | 0~35°C |
| Humidity | 60±25%RH. | |

PCM Specification

| Protection IC:DW01+ | Value |
|--------------------------------------|-----------|
| Over charge protection voltage | 4.2±0.05V |
| Over Charge release voltage | 4.1±0.05V |
| Over discharge protection voltage | 2.4±0.1V |
| Over discharge release voltage | 3.0±0.1V |
| Over current protection current | 3.5±0.5A |
| Over charge protection delay time | 80~140ms |
| Over discharge protection delay time | >22ms |

| | |
|----------------------------------|----------------------|
| Over current delay time | 5~15ms |
| Short protection delay time | <50us |
| Current consumption(operation) | 900mA±100mA |
| Current consumption(power down) | <450uA |
| Impedance | <80mΩ |
| Input voltage(B+ to B-) | 3.0±0.1V ~ 4.2±0.05V |
| Max continuous charge current | ≤1A |
| Max continuous discharge current | ≤1.5A |
| Operating temperature | -20~55℃ |
| Recommendatory storage condition | 0~35℃,0~75%RH |

Reliability test

| Item | Condition | Result |
|-----------------|--------------------------------------|--|
| Humidity test: | +40±2℃, 90RH, 48h | The surface of product isn't allowed to have the obvious pollution and other impurities, and function is normal. |
| High temp. test | +55±2℃,2h | The surface of product isn't allowed to have the obvious pollution and other impurities, and function is normal. |
| Low temp. test: | -20±2℃, 16h | The surface of product isn't allowed to have the obvious pollution and other impurities, and function is normal. |
| ESD test | ±4KV(contact), ±8KV(air)condition | The surface of product isn't allowed to have the obvious pollution and other impurities, and function is normal. |
| Oxidation test | 5% salt atmosphere, 24h | The metal in PCB including to USB port, button and out leakage metal can't be oxidation, and function is normal |
| Button test | 160 torsion,2000 times | It is still flexible, well resilience and regularly conduction. |
| Plug test | USB, Micro USB, 2000 times | it is still well contact, not fall off and regularly conduction |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Security Testing Standard

Whole Product

| Item | Test Method | Result |
|---------------------------|---|---|
| Over charge protection | Charging with 5V/1A adaptor, after fully charged, continue to charge for 24hrs. | No explode, no fire, no smoke, no inflate |
| Over discharge protection | Discharge with 1A adaptor | No explode, no fire, no smoke, no inflate |
| Short protection | Short positive and negative in the output circuit. | No explode, no fire, no smoke, no inflate, and recoverable. |

Single Cell

| Item | Test Method | Result |
|------------------------|---|--|
| Drop test | Drop the cell from 1m for one time each from every direction | No rupture, no fire Nor critical damage |
| Over charge protection | After fully charged, put it on the ventilated place, connect the cell with DC power, adjusts the current to 7.8A, voltage to 10V. Then charge the cell, until the cell' voltage is to 10V, and current is to 0A. Monitoring the temperature of cell, finish the test when the temperature is 10 °C less than the maximum. | No explode, no fire |
| Short protection | After fully charged, make short-circuited by connecting the (+) and (-) terminals of the cell, resistance of Cu wire $\leq 50m \Omega$. Tests are to be conducted at room temperature 10°C. | No explode, no fire, the temperature of Cell's surface is less than 150°C. |
| Heat shock | After fully charged, Put the cell in hot box, heat up to $130 \pm 2^\circ C$ with the rate $(5 \pm 2^\circ C)/mi$, than keep it for 30 min. | No explode, no fire |
| High temp. performance | After fully charged ,Put the cell in $55 \pm 2^\circ C$ for 2h, then discharge at 0.5C.s.A to 3.0V. | Discharge Capacity $\geq 80\%$ |
| Low temp. performance | After fully charged Put the cell in $-20 \pm 2^\circ C$ for 16~24h, then discharge at 0.2 C.s.A to 2.75V. | Discharge Capacity $\geq 70\%$ |
| Vibration test | After fully charged, vibrate the cell for 30 minutes per each of the three mutually perpendicular axis (X,Y,Z), | No explode, no rupture, no fire, no smoke, |

| | | |
|-----------|---|--|
| | frequency:10Hz~30Hz,amplitude:0.38mm, frequency:30Hz~55Hz,amplitude:0.19mm, axis: X,Y,Z, 10Hz~55Hz, 30min, 1 Oct/min. | voltage \geq 3.6V。 |
| Drop test | After fully charged, drop the cell from 1m above onto concrete board with 18~20mm thickness for one time each from every direction after rated charge. After test, cells are discharged at 0.5C5A to 3.0V, than re-charge and re-discharge it for 3 cycles. | No explode, no fire, discharge time \geq 102min. |

Storage and Transportation

1. Storage:

- >The Lithium-ion battery pack should be stored in a cool, dry and well-ventilated area. and should be far from the fire and the high temperature.
- > The best capacity in storage is 30%-50% (voltage between 3.6-3.9V).
- > The battery should store in the product specification book stipulation temperature range. the best storage temp. is 0 to 25°C. The best humidity is 60±25%.
- > If has surpasses above for six months the long time storage, suggested you should carry on additional charge to the battery.

2. Transportation:

- > Do not mix the battery products with other cargos.
- > Do not immerse the battery products in water or allow it to get wet.
- > Do not over 7 layers staking and upside-down.
- > The highest temperature in transportation is lower than 65°C.

Use Attentions

To ensure proper use of the battery please read the manual carefully before using it.

1. Handling:

- > Do not expose to, dispose of the battery in fire.
- > Do not put the battery in a charger or equipment with wrong terminals connected.
- > Avoid shorting the battery
- > Avoid excessive physical shock or vibration.
- > Do not disassemble or deform the battery.
- > Do not immerse in water.

> Do not use the battery mixed with other different make, type, or model batteries.

> Keep out of the reach of children.

2. Charge:

- > Battery must be charged in appropriate charger only.
- > Never use a modified or damaged charger.
- > Do not leave battery in charger over 24 hours.
- > Charging current: Cannot surpass the biggest charging current which in this specification book stipulated.
- > Charging voltage: Does not have to surpass the highest amount which in this specification book stipulated to decide the voltage.
- > Charge temperature: The battery must carry on the charge in the ambient temperature scope which this specification book stipulated.
- > Uses the constant electric current and the constant voltage way charge, the prohibition reverse charges. If the battery positive electrode and the cathode reverse, that can damage the battery.

3. Discharge:

- >The discharging current does not have to surpass this specification book stipulation the biggest discharging current, the oversized electric current electric discharge can cause the battery capacity play to reduce and to cause the battery heat.
- > Electric discharge temperature: The battery discharge must carry on in the ambient temperature scope which this specification book stipulated.
- > Over-discharges: After the short time excessively discharges charges immediately cannot affect the use, but the long time excessively discharges can cause the battery the performance, battery function losing. The battery long-term has not used, has the possibility to be able to be at because of its automatic flashover characteristic certain excessively discharges the condition, for prevented excessively discharges the occurrence, the battery should maintain the certain electric quantity.

4. Disposal:

Regulations vary for different countries. Dispose of in accordance with local regulations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค
บทความวิชาการที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

State Estimator Design for Solar Battery Charger

il-Song Kim(*), Pyeong-Sik Ji, Un-Dong Han, Chin-Gook Lhee, Hong-Gyu Kim

All authors are with Department of Electrical Engineering, Chung-Ju National University, Republic of KOREA
(*) Corresponding author: iskim@cjnu.ac.kr, Tel : 82-43-841-5142

Abstract - This paper describes state estimation technique for solar battery charger based on lithium battery. The lithium battery is used for storing solar generated power. The solar battery charger requires solar cell voltage and current, battery voltage and current for controlling solar cell and battery status. Due to the unstable hazardous behavior of the lithium battery, it is required to have double protection function in the solar battery charger. In this paper, the method to estimate the battery internal status such as SOC, terminal voltage and charging current will be presented. These estimated states can be used as second protection methods. The solar cell and battery modeling methods are presented in the first chapter and the state estimator design method will be presented in step by step sequence in the latter chapter, and the simulation and experimental result verifies the performance of the proposed system. The merits of the proposed methods are simple structure with reduced sensors and it can guarantee the safe operation of the lithium battery with reinforced control functions.

I. INTRODUCTION

Due to the depletion of fossil fuel energy and environmental contaminations caused by the conventional power generation, the needs for renewable energy have grown over the decades. The most commonly used renewable energies are photovoltaic sources and wind generators. Photovoltaic sources are used today in many applications such as battery charging, portable energy, home power supply and satellite power systems. They are the most promising resources, because they are free and abundant all over the world and do not give any hazardous toxic materials.

The photovoltaic energy applications can be divided into two categories: one is a stand-alone system and the other is a grid-connected system. A stand-alone system requires the battery bank to store the photovoltaic energy and is suitable for low-power system. On the other hand, a grid-connected system does not require the battery bank and has become the primary method for high power applications.

A typical stand-alone system consists of solar array, power converter and rechargeable battery[1]. The solar array is made with multiples of solar cells. The solar cells are connected in a series-parallel configuration to match the required solar voltage and power rating. The input capacitor supports the solar array voltage for the dc link input voltage. The power converter controls solar array voltage into desired voltage in order to perform maximum power point tracking or battery charge control. The buck converter (step-down) or boost converter (step-up) is used for power converter topology in most cases.

The rechargeable battery is used for storing the energy which was generated by the solar cell. The commonly used batteries are lead-acid, Ni-Cd, Ni-MH. These batteries are very stable, and have wide operating temperatures. However, the maximum voltage is limited to 1.2V (2.0V for lead acid battery) and their weights are comparably massive due to heavy metal components. In these days, the lithium batteries are beginning popular in the portable application, cellular phone, satellite and aerospace areas in merit of their high power ratio and light weight. Due to the high energy containing materials such as carbon, lithium, cobalt and et al, the lithium battery is less stable when exposed to an abnormal operation. It can be exploded for over charged condition such as battery voltage is higher than 4.2 V and damaged by over discharged condition such as voltage is less than 2.8 V[2].

Therefore, the charge/discharge protection function should be provided to assure safe operation of the lithium battery. The key point of the lithium battery management is the correct battery voltage sensing. It is very important to precisely measure the battery voltage even if in the worst operation conditions. It is a mandatory requirement to have double protection for the lithium battery voltage sensing and management for the safe operation[3].

The most popular application of the stand-alone photovoltaic system is solar battery charger which charges the battery with solar power and its configuration is shown in Fig. 1. Three control functions are required for the desired operations: maximum power point tracking (MPPT) control to extract maximum power from solar array and battery charge control to maintain battery state of charge into desired level.

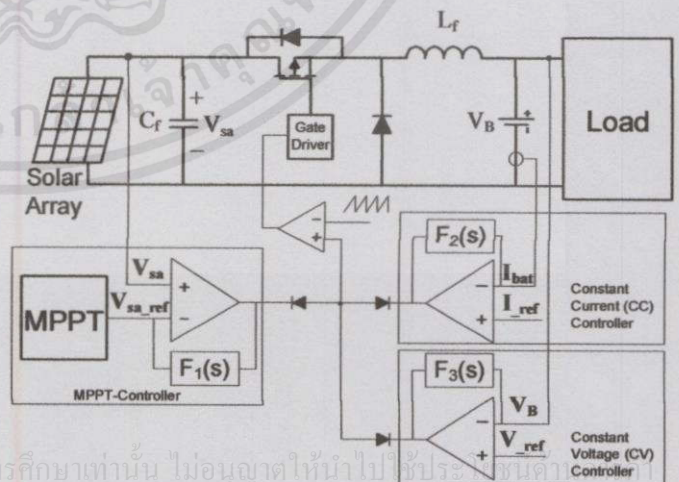


Fig.1 Configuration of the solar lithium battery charger

The charge control was performed by the CC(Constant Current) control and CV(Constant Voltage) control. When the maximum available solar array power is less than the required battery charge power, or when the battery is discharged to compensate for the excess load demands, the controller operates in the maximum power point operation. Otherwise, the controller operates in the battery charge control operation.

The maximum charge current for the lithium battery is limited by its C-rate. If the charging current is greater than the maximum charge current, the controller is switched from MPPT to the CC-control. The lithium battery voltage should be maintained less than the overcharged condition. It was performed by the CV-control. If the battery voltage is higher than the maximum allowable voltage, such as 4.2V for single lithium cell, the control is switched into the CV-control to maintain battery voltage to the desired level. All these three controllers are connected by the diode-AND configuration. The lowest output of the each controller dominates the control signal. The control signal is compared to the ramp waveform to generate the PWM for driving MOSFET switch. The feedback network F1(s), F2(s), F3(s) are AC gain amplifier networks. The PI(proportional Integral) controllers are used for the feedback network in order to guarantee the zero steady state error and fast transient response.

The charge control of the lithium battery was sequenced by the CC control and CV control whether battery is full charged. The criteria for the full-charge state are determined by the battery voltage. If the cell voltage is approaching 4.2V, the state is considered as full-charge condition. Therefore, the sensing of the battery voltage is extremely important. If the sensing voltage is wrong or some malfunction in the sensing network cause the overcharging or over discharging and leads to the explosion or damage of the electrode.

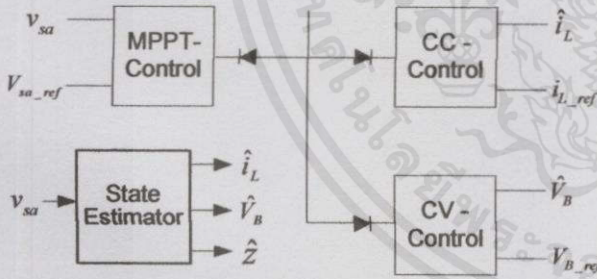


Fig. 2 The proposed sensorless solar charger system

In this paper, the sensorless control method was proposed. The information on solar array voltage and current are required for the generation of the reference voltage of the MPPT controller[4][5]. Using the solar array information such as voltage and current, the inductor current and battery voltage could be estimated. Additionally, the battery SOC (state-of-charge) Z could be also obtained. As a result of the estimation, this SOC information can be used as secondary method for battery management.

II. SOLAR CELL/ARRAY MODELING

Typical output characteristics of solar cells are shown in figure 3. The relation between the voltage and current is nonlinear shape around the maximum power point as can be seen in Fig. 3(a). The variation of current-voltage characteristics of solar cell as function of temperature and illumination change is shown in Fig. 3(b). It can be seen that the temperature changes affect mainly the output voltage, while the illumination level changes affects the output current.

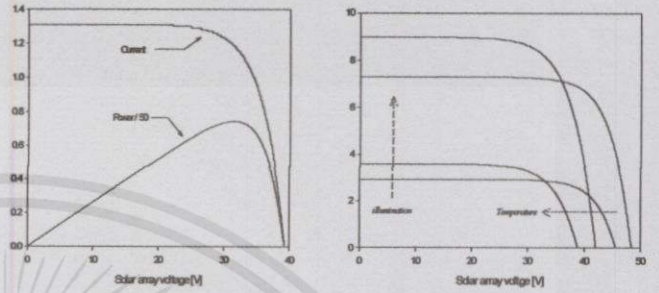


Fig. 3 Solar array output characteristics
(a) Current-voltage and power-voltage
(b) Temperature and illumination changes

The voltage-current characteristic equation of a solar cell is composed of the light-generated current source, diode, series resistance, and parallel resistance [3]. The terminal equation for the current and voltage of the solar cell is given as follows:

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left\{ \exp\left[\frac{q}{AkT}(V + IR_s)\right] - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

where I is the solar cell output current in A, V is the solar cell output voltage in V, I_{ph} is the light generated current in A, I_{sat} is the cell reverse saturation current in A, q is the electronic charge: 1.6022×10^{-19} C, A is the deviation factor from the ideal p-n junction diode, dimensionless, k is the Boltzmann's constant: 1.3807×10^{-23} J/K, T is the cell temperature in K, R_s is the series resistance in Ω , R_{sh} is the shunt resistance in Ω .

The solar array equation for solar cells arranged in N_p -parallel and N_s -series becomes as follows:

$$I_{sa} = N_p I_{ph} - N_p I_{sat} \left\{ \exp\left[\frac{q}{AkT}\left(\frac{V_{sa}}{N_s} + \frac{I_{sa} R_s}{N_p}\right)\right] - 1 \right\} - \frac{N_p}{R_{sh}} \left(\frac{V_{sa}}{N_s} + \frac{I_{sa} R_s}{N_p}\right) \quad (2)$$

where $N_p I_{ph}$ corresponds to the short circuit current of the solar array.

III. BATTERY MODELING

Rechargeable battery stores electrical energy into chemical structure and vice versa. The modeling was used to emulate electro-chemical characteristics of the battery. The most common methods are electro-circuit modeling. Electro-circuit based modeling has been built by the electric circuit parameters such as capacitor, resistor, voltage source and so on. It is commonly used method for battery controller,

because it is possible to express as mathematical formulas. The first step for the battery modeling is open-circuit voltage (V_{oc}) according to the SOC. The open-circuit voltage is defined as stabilized voltage which measured one hour left since the last charge/discharge time. Therefore, the V_{oc} is measured in off-line. The curve for the V_{oc} versus SOC is shown in Fig. 4.

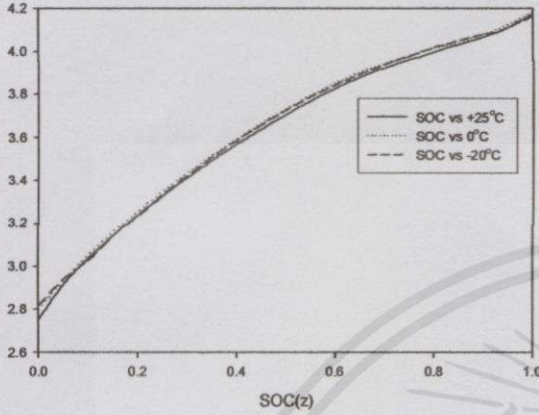


Fig. 4 The curve for open circuit voltage versus SOC of the Lithium battery

The polarization is an important feature of the lithium battery. It was caused by the chemical diffusion of the electrolyte within the battery. Due to the polarization effect, the battery terminal voltage rises to an exponential waveform during charging and falls down in more vertical waveform when the current stops charging. The battery terminal voltage consists of open-circuit voltage and polarization voltage and ohmic drop voltage.

A simple resistor-capacitor model is employed to the lithium battery modeling in this paper. A resistor-capacitor electrical model of lithium-polymer battery consists of open-circuit voltage $V_{oc}(Z)$ as a function of SOC Z , a capacitor C_p to model polarization effect, a diffusion resistance R_p as a function of current I , an ohmic resistance R_t and terminal voltage V_B . The resistor – capacitor electrical modeling is shown in Fig. 5.

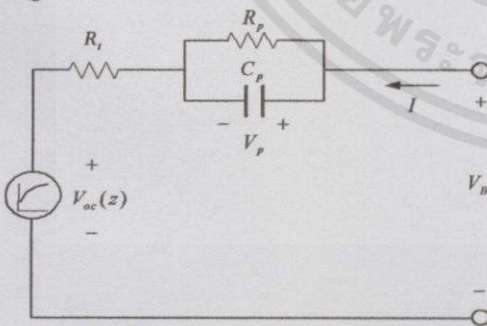


Fig.5 R-C circuit modeling of the lithium battery

The terminal voltage is given as

$$V_B = V_{oc}(Z) + IR_t + V_p \quad (3)$$

The SOC is defined as a ratio of the remaining capacity to the nominal capacity of the cell, where the remaining capacity is the number of ampere-hours that can be drawn from the cell at room temperature with the C/30 rate before it is fully discharged. Based on this definition, the mathematical relation on the SOC is developed as

$$Z(t) = Z(0) + \int_0^t \frac{I(\tau)}{C_n} d\tau \quad (4)$$

where $Z(t)$ is SOC and C_n is the nominal capacity of the cell. The time derivative for SOC Z can be expressed as follows:

$$\dot{Z} = \frac{I}{C_n} \quad (5)$$

IV. SYSTEM MODELING

A continuous time-invariant photovoltaic system having buck converter topology can be described in state-variable form by

$$\begin{aligned} \dot{v}_{sa} &= \frac{1}{C_f}(i_{sa} - u \cdot i_L) \\ \dot{i}_L &= \frac{1}{L_f}(-r_L \cdot i_L - v_B + u \cdot v_{sa}) \end{aligned} \quad (6)$$

where v_{sa} and i_L are the capacitor voltage and inductor current, r_L is an inductor resistance and u is the switched control signal that can only take the discrete value 0 (switch open) or 1 (switch close). The solar cell characteristics can be modeled by using a current source shunted by resistances.

The averaged model for the state equation is obtained by formally replacing the switch function u by the averaged duty ratio function u_{avg} . The control function u is the switched function which occurring at regularly sampled time and it is usually specified as follows:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{for } t_k \leq t < t_k + u_{avg}T \\ 0 & \text{for } t_k + u_{avg}T \leq t < t_k + T \end{cases}, \quad t_k + T = t_{k+1} \quad (7)$$

where u_{avg} is the value of the averaged duty ratio function at the sampling instant t_k .

Battery state modeling is given as follows:

$$\begin{aligned} v_B &= v_p + i_L R_t + V_{oc}(z) \\ \dot{v}_p &= \frac{1}{C_p} i_L - \frac{1}{R_p C_p} v_p \\ \dot{z} &= \frac{1}{C_n} i_L \end{aligned} \quad (8)$$

where V_B is battery terminal voltage, V_p is the polarization voltage caused by the current flowing and z is the state of charge which ranges from 0 to 1 (0 means full discharge and 1 means full charge state).

Combining above equations, obtains following system equations.

$$\begin{aligned} \dot{v}_{sa} &= \frac{1}{C_f}(i_{sa} - u \cdot i_L) \\ \dot{i}_L &= \frac{1}{L_f}(-r_L \cdot i_L - v_B + u \cdot v_{sa}) = \frac{1}{L_f}(u \cdot v_{sa} - (r_L + R_t)i_L - v_p - V_{oc}(z)) \end{aligned}$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{v}_p = \frac{1}{C_p} i_L - \frac{1}{R_p C_p} v_p$$

$$\dot{z} = \frac{1}{C_n} i_L \quad (9)$$

The state variable is given $x = (v_{sa}, i_L, v_p, z)^T$. The measurable output state is given as

$$y = v_{sa} = (1 \ 0 \ 0 \ 0)x \quad (10)$$

Assuming the applied input u_{avg} is constant each sampling period, a discrete-time equivalent model of the system using Euler method is given as,

$$v_{sa}(k+1) = v_{sa}(k) + \frac{T_s}{C_f} [i_{sa}(k) - u_{avg}(k) \cdot i_L(k)]$$

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L_f} [u_{avg}(k) \cdot v_{sa}(k) - (r_L + R_t) \cdot i_L(k) - V_p(k) + V_{oc}(z(k))]$$

$$v_p(k+1) = v_p(k) + \frac{T_s}{C_p} [i_L(k) - \frac{1}{R_p} v_p(k)]$$

$$z(k+1) = z(k) + \frac{T_s}{C_n} \cdot i_L(k) \quad (11)$$

where T_s is the sampling period and k is sampling sequence number.

The measured output $y(k)$ is solar array voltage v_{sa} and inductor current i_L , battery voltage V_B , state-of-charge z is assumed to be unmeasurable state and thus to be estimated by some algorithm. The output equation is

$$y(k) = x_1(k) = v_{sa}(k) \quad (12)$$

The system is now assumed to be corrupted by stationary white Gaussian noise, via the additive signals w_k and v_k , the former being used to represent system disturbance and model inaccuracies and the latter representing the effects of measurement noise. Some assumptions are made when driving the Kalman filter applications.

V. STATE ESTIMATOR DESIGN FOR THE SOLAR LITHIUM BATTERY CHARGER

We can develop an extended Kalman filter using above state-space model and system parameter to estimate the state-variables[6]. The EKF is initialized with the best available information on the state and error covariance:

$$\hat{x}_0^+ = E(x_0), \quad P_0^+ = E[(x_0 - \hat{x}_0^+)(x_0 - \hat{x}_0^+)^T] \quad (13)$$

Considering the start-up condition of the photovoltaic system, the capacitor voltage which is equal to the initial solar array voltage corresponds to the open-circuit voltage (V_{oc}) of the solar array. The initial inductor current is set to zero because the power switch is left open for capacitor voltage V_{oc} . Therefore,

$$\hat{x}_0^+ = (V_{oc} \ 0)^T \quad (14)$$

Following initialization, the KF repeatedly performs two steps each measurement interval. First, it predicts the value of the present state, system output and error covariance. Secondly, using a measurement of physical system output, it corrects the state estimate and error covariance.

The linearized equations of the system matrix using Taylor expansions can be obtained as

$$\hat{A}(k) = \left. \frac{\partial f(x_k, u_k)}{\partial x_k} \right|_{x=i_i} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} \end{bmatrix}_{x=i_i}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{C_f} u_{avg}(k) & 0 & 0 \\ \frac{T_s}{L_f} u_{avg}(k) & 1 - \frac{T_s}{L_f} (R_t + r_L) & -\frac{T_s}{L_f} & -\frac{T_s}{L_f} \\ 0 & \frac{T_s}{C_p} & 1 - \frac{T_s}{R_p C_p} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{C_n} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

By using these approximations, the EKF algorithm may be developed as follows:

1) State estimate time update

$$\hat{v}_{sa}^-(k) = \hat{v}_{sa}^+(k-1) + \frac{T_s}{C_f} [i_{sa}(k-1) - u_{avg}(k-1) \cdot \hat{i}_L^+(k-1)]$$

$$\hat{i}_L^-(k) = \hat{i}_L^+(k-1) + \frac{T_s}{L_f} [\hat{v}_{sa}^-(k-1) \cdot u_{avg}(k-1) - (R_t + r_L) \cdot \hat{i}_L^+(k-1) - \hat{v}_p^-(k-1) - V_{oc}(\hat{z}^+(k-1))]$$

$$\hat{v}_p^-(k) = \hat{v}_p^+(k-1) + \frac{T_s}{C_p} [\hat{i}_L^+(k-1) - \frac{1}{R_p} \hat{v}_p^+(k-1)]$$

$$\hat{z}^-(k) = \hat{z}^+(k-1) + \frac{T_s}{C_n} \cdot \hat{i}_L^+(k-1) \quad (16)$$

2) Error covariance time update

$$P^-(k) = \hat{A}(k) \cdot P^+(k-1) \cdot \hat{A}^T(k) + S_w \quad (17)$$

3) Kalman gain matrix

$$L(k) = P^-(k) C^T [C \cdot P^-(k) \cdot C^T + S_v]^{-1} \quad (18)$$

4) State estimate measurement update

$$\hat{v}_{sa}^+(k) = \hat{v}_{sa}^-(k) + L_1(k) [y_v(k) - \hat{v}_{sa}^-(k)]$$

$$\hat{i}_L^+(k) = \hat{i}_L^-(k) + L_2(k) [y_v(k) - \hat{v}_{sa}^-(k)]$$

$$\hat{v}_p^+(k) = \hat{v}_p^-(k) + L_3(k) [y_v(k) - \hat{v}_{sa}^-(k)]$$

$$\hat{z}^+(k) = \hat{z}^-(k) + L_4(k) [y_v(k) - \hat{v}_{sa}^-(k)] \quad (19)$$

5) Error covariance measurement update

$$P^+(k) = [I - L(k) \cdot C] \cdot P^-(k) \quad (20)$$

VI. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULT

The simulation and experiment were performed using following parameters shown in Table 1. The simulation result using proposed system is shown in Fig. 6-8.

The waveforms of the state variables and estimated variables have been shown in Fig. 6. The reference voltage V_{sa-ref} has been step-changed to verify the tracking performance of the

proposed system. The first plot shows true state i_L waveform. The second plot shows the estimated output \hat{i}_L after Kalman filtering.

| Solar array Parameter | | | |
|-----------------------|------------------|--------------|------------------|
| R_s | 0.1 [Ω] | T | 295 [K] |
| R_{sh} | 200 [Ω] | V_{mp} | 39.0 [V] |
| N_p | 4 | V_{oc} | 48.0 [V] |
| N_s | 80 | I_{mp} | 7.5 [A] |
| I_{ph} | 2.0 [A] | I_{sc} | 8.0 [A] |
| Battery Parameter | | | |
| R_t | 3[m Ω] | C_p | 200[F] |
| R_p | 10[m Ω] | C_n | 18000[F] |
| Circuit Parameter | | | |
| C_f | 1000 [μ F] | r_L | 0.5 [Ω] |
| L_f | 1.2 [mH] | $V_B normal$ | 12 [V] |
| T_s | 500 [μ s] | | |

TABLE. 1 Parameters for simulation and experiment

By the optimized estimation algorithm, this waveform is exactly coincided with the true inductor current with reduced switching ripples. From this plot, it can be concluded that the inductor current can be estimated by Kalman filtering without current sensor.

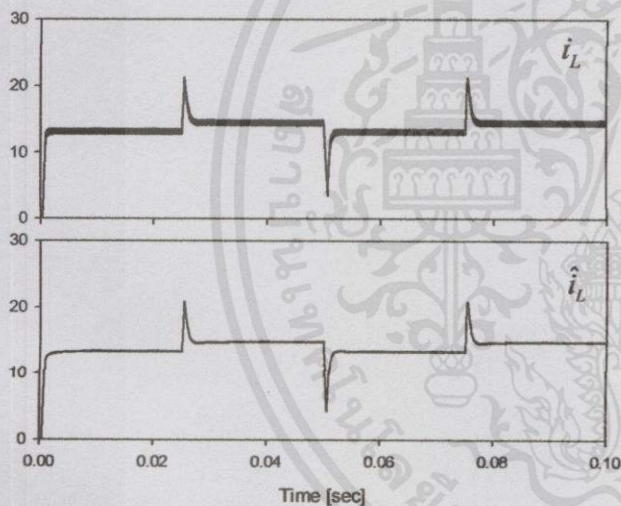


Fig. 6 Simulation result of i_L for step change of V_{sa-ref} from 42V to 38V

The waveforms of the battery voltage and estimated variable have been shown in Fig. 7. The first plot shows true state V_B waveform. The battery voltage increases with respect to the charging current. The ripple was caused by the internal resistance of the battery. The second plot shows the estimated output \hat{V}_B after Kalman filtering.

The waveform is exactly coincided with the true battery voltage with reduced switching ripples. From this plot, it has the merit of noise reduction rather than the direct battery voltage measurement.

The estimated SOC according to the charging current is shown in Fig. 8. It is calculated by (8) and adjusted by the Kalman filter equation.



Fig. 7 Simulation result of battery voltage for step change of V_{sa-ref} from 42V to 38V

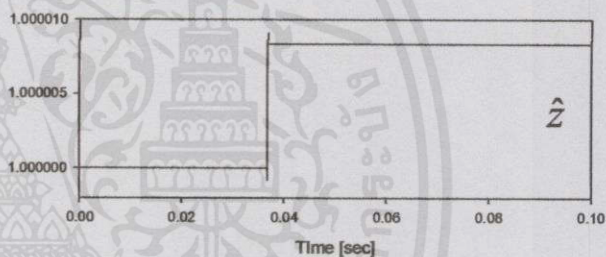


Fig. 8 The estimated State of Charge value

VII. CONCLUSION

The sensorless control method for solar battery charger has been presented. The lithium battery status such as voltage, current, SOC are very important information for the safe operation. For the second control signal, the battery status can be estimated by the state equation using solar cell and battery modeling. The observer design was based on the Kalman filter theory. By the simulation result, it shows excellent estimation value and it can be implemented by the software change in the commercial system

REFERENCES

- [1] T.J.Liang, Y.C.Kuo and J.F.Chen, "Single-stage photovoltaic energy conversion system", IEE Proc. Elec. Power Appl., Vol. 148, No.4, July, 2001, pp. 339-P344
- [2] I.S. Kim, " Nonlinear State of Charge Estimator for Hybrid Electric Vehicle Battery", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 23, No. 4, July 2008, pp.2027-2034
- [3] I.S. Kim, "The novel state of charge estimation method for lithium battery using sliding mode observer ", ELSEVIER, Journal of Power Source, 163, Dec. 2006, pp. 583-590

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [4] N. Mutoh, M. Ohno and T. Inoue, "A method for MPPT control while searching for parameters corresponding to weather conditions for PV generation system", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 53, No. 4, Aug., 2006, pp. 1055-1065
- [5] K. Kobayashi, H. Matsuo and Y. Sekine, "An excellent operating point tracker of the solar cell power supply system", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, Apr., 2006, pp. 495-499
- [6] K.W.Kim and S.K. Sul, "A new motor speed estimator using Kalman filter in low-speed range", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 43, No. 4, Aug., 1996, pp. 498-504



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Design of a Solar Powered Battery Charger

Ke Liu, *member IEEE*, and John Makaran, *member, IEEE*

Abstract – A solar powered battery charger is presented, where a photovoltaic (PV) panel is used to convert solar power into electricity and a DC/DC converter is used to control the output power of the PV panel and the charging current for the battery. In the software, an optimal control algorithm is applied to obtain the maximum available power from the sunshine. The simulation and experimental results are presented and compared. The applications of this technique can be light electrical vehicles such as golf carts, scooters, airport utility vehicles, as well as other renewable power stations where batteries are used for energy storage.

Index terms – Battery chargers, DC-DC power conversion, Solar energy.

I. INTRODUCTION

Applications of solar energy have been a research topic for decades. In recent years, it has attracted even more interest due to the challenges on the environment, fuel source, and automotive industries. Using solar power to charge batteries is not a new idea. A simple way to accomplish this is to connect a photovoltaic (PV) panel directly to a battery. To prevent the reverse current from the battery, a diode is usually used as shown in Figure 1(a). The advantages of such a system are the simplicity and low cost. The disadvantages are: 1) the PV panel can only provide charging current when its output voltage is higher than the battery voltage; 2) the charging current will decrease when the voltage difference decreases due to a increasing battery voltage or a decreasing PV output voltage; 3) the system does not always work at the optimal to convert the available solar power into electricity. To improve the system performance, a controller can be added between the PV panel and the battery as shown in Figure 1(b). The controller is usually a DC/DC converter. It should be a buck/boost to take into account conditions where the PV panel voltage is higher or lower than the battery voltage. In such a system an optimal control algorithm can be implemented to convert the maximum available solar power into electricity and charge the battery. This paper presents the design of a solar powered battery charger with optimal controller. The goals of the proposed system are: 1) to convert the solar power into electricity as much as possible under the varying weather condition; 2) to charge the battery as fast as possible in accordance to the battery lifecycle condition. The application of the proposed system can be light electrical vehicles such as golf carts, scooters, airport utility vehicles, as well as other renewable power stations using batteries as energy storage.

The paper contains the following sections: system design, optimal control algorithm, simulation of the DC/DC converter, experiment results, and conclusion.

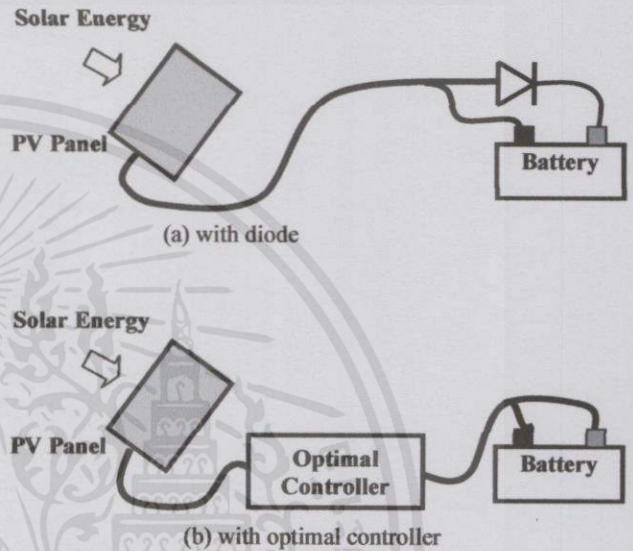


Fig. 1. Solar Powered Battery Charger

II. SYSTEM DESIGN

As shown in Figure 1(b) the proposed solar powered battery charger contains the following parts:

- 1) a photovoltaic panel (PV), which converts the solar power into DC electricity;
- 2) an optimal controller, which controls the output power of the PV panel and the charging current for the battery;
- 3) a battery, which can be either the power batteries in an electrical vehicle (EV), or the energy storage batteries in a renewable power station.

Table 1 provides the system specification.

| Table 1 System Specification | | |
|------------------------------|-----------------------------------|----------------|
| 1 | Power rating | 200W |
| 2 | PV voltage (input) | 24V (18 ~ 32V) |
| 3 | PV current (input) | 8.3A |
| 4 | Battery voltage (output) | 36V (27 ~ 48V) |
| 5 | Battery current (output) | 5.6A |
| 6 | Over-load protection | 10A |
| 7 | Over-current protection (cut-off) | 15A |
| 8 | Input over-voltage protection | 32V |
| 9 | Output over-voltage protection | 48V |
| 10 | Input under-voltage protection | 18V |
| 11 | Output under-voltage protection | 27V |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยและพัฒนาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต

Figure 2 is a block-diagram of the optimal controller, which contains the following components:

- (a) DC/DC Converter: according to the system specification, a step-up (boost) converter is used, which consists of a power MOSFET, a power diode, an inductor, and a few input / output capacitors. The topology will be illustrated in the simulation model.
- (b) MOSFET Driver: an integrated circuit (IC) chip, which amplifies the PWM control signals from the microcontroller and control the switching of the power MOSFET.
- (c) Input Sensing Circuit: sensors measuring the input voltage (V_{in}) and current (I_{in}). Based on the measurement, the input power of PV panel can be calculated as $P_{in} = V_{in} \times I_{in}$.
- (d) Output Sensing Circuit: sensors measuring the output voltage (V_o) and current (I_o). The output voltage (V_o) represents the charge level of the battery, and the output current (I_o) is the charging current.
- (e) Microcontroller: a microchip 8-bit microcontroller, which includes some integrated hardware peripherals like A/D converter, PWM generator, and the optimal control algorithm in software.

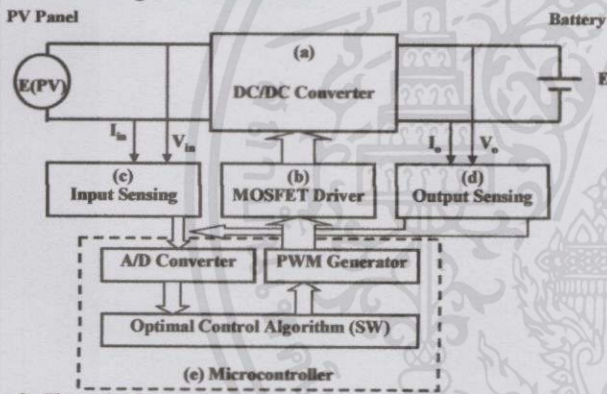


Fig. 2. The optimal controller

III. OPTIMAL CONTROL ALGORITHM

The main goal of the control algorithm is to obtain the maximum available solar power from the PV panel. The input voltage (V_{in}) and current (I_{in}) of the system are the output voltage and current of the PV panel. The relationship of V_{in} vs. I_{in} is the key feature of a PV panel. Figure 3 presents the

typical characteristics of a PV panel, which includes the following two curves: (a) V vs. I curve, (b) Power (P) vs. current (I) curve. The curve (b) indicates clearly that there is a maximum point for the output power. This maximum power is going to vary along with the environmental condition. To track the maximum power during the real-time operation is the purpose of the control algorithm.

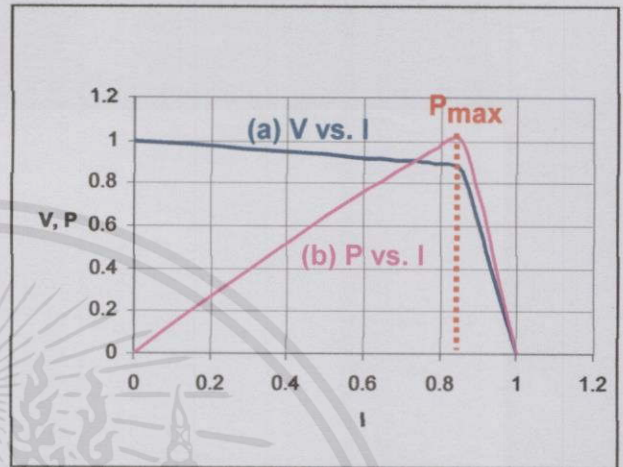


Fig. 3. Typical output characteristics of a PV panel
Y axis: Voltage (V) and power (P) in P.U., X axis: current (I) in P.U.

The converted solar power is used to charge the battery, therefore the charged level of the battery, usually the battery voltage, is checked to see if the battery is capable of taking the maximum available solar power. When a fully charged battery voltage is detected, a power limit will be given, then the charging power will be much less than the maximum available solar power. In most of the time during operation, the battery is not fully charged, and the maximum power is applied in the system, allowing charging the battery as fast as possible. Figure 4 provides a block diagram of the control algorithm. Based on the measured input voltage and current, the input power is calculated. The optimal power control algorithm keeps trying new current set-point (I^*) until the maximum output power is achieved. The measured battery voltage indicates if the battery is fully charged, hence determines whether a limit on the current set point is needed. The measured input current is compared with the set point, the error is fed into a controller, which can be either a PI or a Bang-Bang (on-off) controller, which outputs a PWM signal to drive the DC/DC converter.

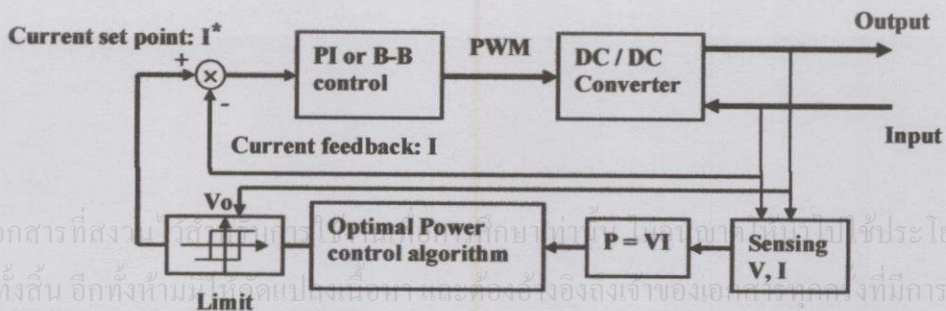


Fig. 4. Block diagram of the control algorithm

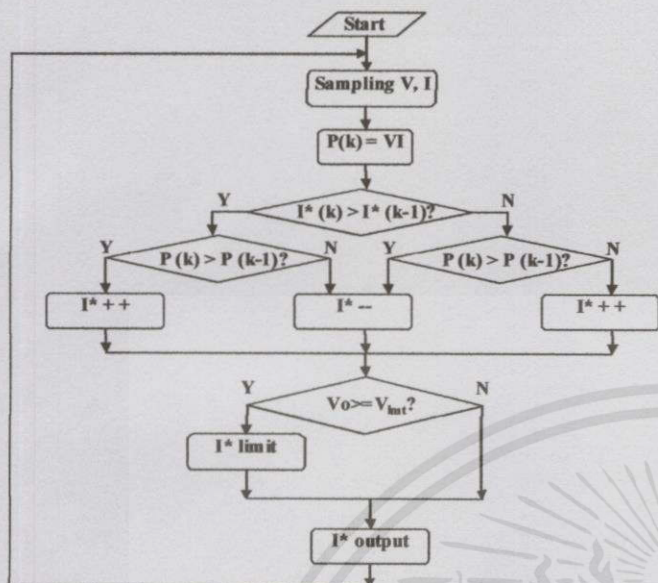


Fig. 5. Flow-chart of the control algorithm

The optimal power control algorithm is implemented by the software in the micro-controller. Figure 5 shows the flow chart of the algorithm. The input variables are the output voltage (V) and current (I) of the PV panel, and the output is the current set-point (I^*) for the power converter. Within every sampling period, the output voltage (V) and current (I) of the PV panel are measured, and the power $P(k)$ is calculated. Comparing with the power in the previous period $P(k-1)$, the algorithm decides how to change the current set-point (I^*). If the power is increasing, the current set-point is changed in the same way as in previous period. Otherwise, the changing direction of the current set-point will be reversed. The algorithm keeps trying the new current set-point to ensure the maximal available solar power is achieved. The output voltage (V_o), usually the battery voltage, is checked against a limit value to see if the battery is fully charged. If the answer is "Yes", a limitation value is applied to the current set-point (I^*).

IV. SIMULATION OF THE DC/DC CONVERTER

Figure 6 shows the simulation model for the DC/DC converter. According to the PV source voltage 24V, and battery voltage 36V, a boost converter is used, which consists of a power MOSFET (FET), a diode (D), an inductor (L), and capacitors for both input (C_{in}) and output (C_o). To simulate the PV panel, a voltage source (V_{pv}) plus a series resistor-inductor element (RL1) are used. The battery is simulated by a resistor-inductor-capacitor bank. The MOSFET is controlled by a PWM signal with a certain duty cycle, which will control the output voltage, current, and power. Sensors are used to measure the input voltage (V_s), input current (I_s), inductor current (IL), MOSFET voltage (V_q), and output voltage (V_b) and current (I_b).

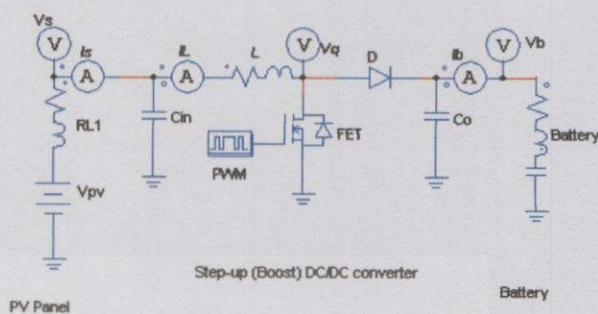


Fig. 6. Simulation Model of DC/DC converter

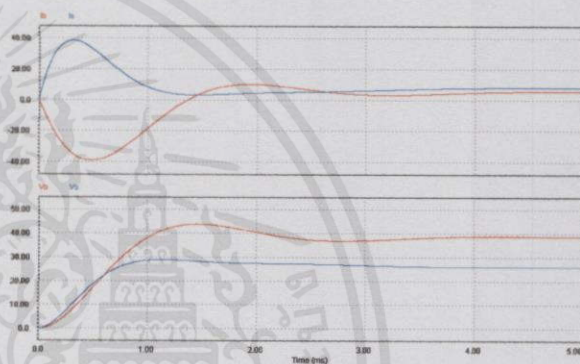


Fig. 7. Simulation result: Start-up process

First graph, PV current I_s (blue) in A, Battery current I_b (red) in A. Second graph, PV voltage V_s (blue) in V, Battery voltage V_b (red) in V. X-axis: time in ms

Figure 7 provides the simulation result for start-up process. At the first moment after the DC/DC converter is connected to the system, both the input capacitor (C_{in}) and the output capacitor (C_o) are charged up by the PV panel and the battery respectively. Both the input current (I_s) and output current (I_b) increase significantly at the beginning, and decrease while the capacitors are charged up. The battery current (I_b) is negative since it flows from the battery to the output capacitor (C_o). After the capacitors are charged up, the DC/DC converter starts working, boosts the PV voltage (around 25V) up to the battery voltage level (around 38V) and provides a current to charge the battery. Both input and output current become stabilized.

The simulation model can be used to analyze the effect of changing values of certain components, and provide a reference for components selection.

V. EXPERIMENT RESULTS

A prototype has been built following the design described above. Figure 8 shows a picture of the prototype.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

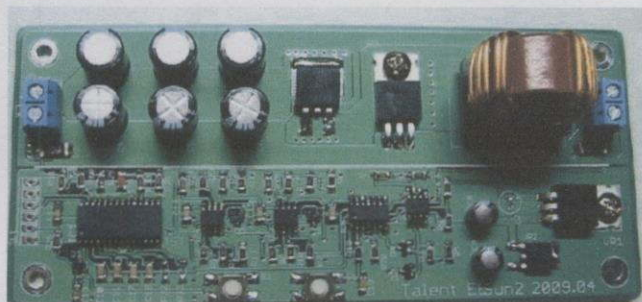


Fig. 8. Prototype of the designed solar powered battery charger

Experiments have been conducted on the prototype. Figure 9 shows a measured start-up process, where Channel 1 is the output voltage to the battery, and Channel 2 is the input voltage from the PV panel. It can be seen from the waveform, that the output voltage is controlled at a constant value after the start-up process.



Fig. 9. Measured start-up process, Channel 1: battery voltage, 10V/div, Channel 2: PV voltage, 10V/div, Time base: 50ms/div

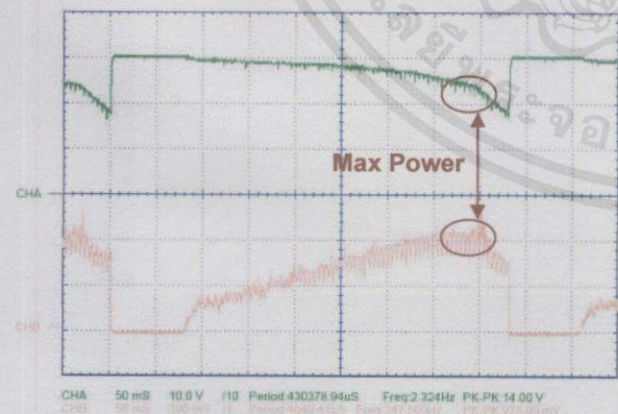


Fig. 10. Output waveform without optimal control Channel A: voltage of PV panel, 10V/div, Channel B: battery current, 1A/div Time base: 50ms/div

Figure 10 shows the output characteristics without optimal control. Channel A is the PV panel voltage, and Channel B the

battery charging current. The controller is increasing the input current gradually, the input voltage from the PV panel decreases according to its I-V curve. The battery charging current increases accordingly until the maximum power is achieved. Then the battery charging current will decrease due to the decreasing power. The controller will shut down the PWM signal when the PV voltage drops below the under voltage protection limit (18V), and starts again after the PV voltage resumes. Since the battery voltage does not change very fast, the maximal power is achieved when the battery current reaches its maximal value as shown in Figure 10.

The goal of the optimal control algorithm is to keep the system working at the max power area. Figure 11 shows the waveforms with the optimal control algorithm. Channel A is the PV panel voltage and Channel B the battery charging current. The controller is successfully tracking the optimal power from the sunshine and keeping the PV panel and charger system working at that point, at the moment of measurement, PV voltage = 24V, battery charging current = 0.53A.

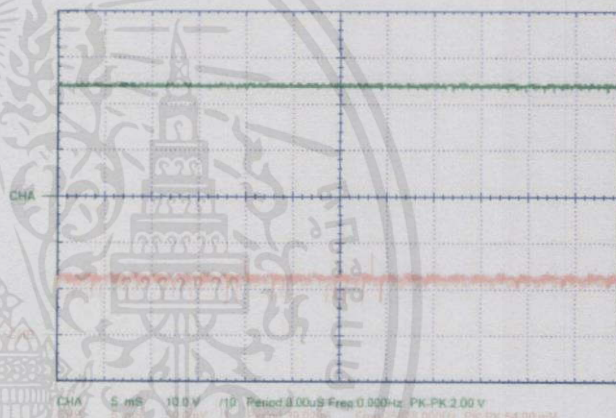


Fig. 11. Waveforms with optimal control algorithm Channel A: PV panel voltage, 10V/div, Channel B: battery charging current, 0.5A/div Time base: 5ms/div

VI. CONCLUSION

This paper presents the design of a solar powered battery charger with optimal controller. The optimal controller consists of a DC/DC converter and a microcontroller, where the optimal power control is implemented in the software of the micro-controller. Simulation is conducted on the DC/DC converter, and the results can provide guidelines for components selection. A prototype is built following the design, and the experiment results indicate that the prototype is working properly. Further experiments are planned to verify the dynamic response of the optimal control algorithm.

นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VII. REFERENCES

- [1] D.K. Bose, P.M. Szczesny, and R.L. Steigerwald, "Microcontroller control of a residential photovoltaic power conditioning system" *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. IA-21, pp. 1182-1191, Sept. / Oct. 1985
- [2] J.H.R. Enslin, D.B. Snyman, "Combined Low-Cost , High-Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications" *IEEE Trans. PowerElectronics.* vol. 6, pp. 73-82, Jan. 1991
- [3] B.M.T. Ho, H.S. Chung, "An Integrated Inverter With Maximum Power Tracking for Grid-Connected PV Systems" *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.20, pp. 953-962, July 2005
- [4] S. Jain, V. Agarval, "A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking" , *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.22, pp. 1928-1940, Sept. 2007
- [5] Q. Li, P. Wolfs, "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations" *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.23, pp. 1320-1333, May2008
- [6] K.K. Tse, M.T. Ho, H.S. Chung, and S.Y. Hui, "A Novel Maximum Power Point Tracker for PV Panels Using Switching Frequency Modulation" *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.17, pp. 980-989, Nov.2002

VIII. BIOGRAPHIES

Ke Liu received his Bachelor, MSc. and PhD. degrees in 1986, 1989 and 1993 respectively, from Tsinghua University, Beijing, China. After teaching at Tsinghua University for a year, he worked as a postdoctoral research fellow at Technical University of Berlin, Germany from 1994 to 1999, and at University of Waterloo, Canada from 1999 to 2000. Then he moved into industries in Canada, mainly working on power electronics and motor controls. He is currently a professor at Fanshawe College, London, Ontario, Canada.

John E. Makaran was born in London, Canada in 1964. He received his B.E.Sc. in electrical and M.E.Sc. in mechanical engineering, and Ph.D. in electrical engineering from the University of Western Ontario. From 1990 to 1992 he held the position of Advanced Electrical Engineer in Engineering Research at 3M Canada Ltd. in London, Ontario. From 1992 to 1993, he held the position of Senior Electronics Engineer in machine controls at Husky Injection Molding Systems in Bolton, Ontario. From 1993 to 2006, he worked at Siemens VDO Automotive Inc. in London, Canada. Presently, he is the Chair of Applied Science and Technology at Fanshawe College in London, Ontario. He has authored or co-authored 25 patents in the area of brush motor and brushless motor controls. He was responsible for the electronics design on the world's first brushless motor used for automotive engine cooling applications for which he received an innovation award from Siemens Canada Ltd. in 1997. His research interests include motor drives, automotive electronics, EMC, mechatronic systems simulation, and industrial systems design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Solar Power Charger with Universal USB Output

Burak Akin

Yildiz Technical University
Electrical Engineering Department
Istanbul, Turkey
bakin@yildiz.edu.tr

Abstract—Cell phones and other portable electronic video and music players are irresistible devices in our lives. Bigger screens and complex processes of these devices require high power demand which can cause battery charge problem in over use. Nowadays, smart phones and other portable electronic devices are more widely adjustable to charge via usb port. In this paper, portable device charge system is proposed by solar energy with DC-DC boost converter. Efficient and fast charge system is developed in POWERSIM simulation programme. Under steady state conditions 92.6 % efficiency is achieved for solar power charge system.

Keywords—battery charge; portable devices; solar power

I. INTRODUCTION

Portable electronic devices and especially smart phones have crucial importance in our daily lives. By the fast developing technology, smart phones and other portable devices require high battery power for the complex processes and bigger screens. Although bigger screens make the device bigger in size battery power is still limited for couple of hours in over use. So, battery charge problem is occurred in couple of hours after heavily use of these portable devices. And also it could be difficult to find charger or electricity in somehow.

To solve battery charge problem in an easy and cheap way, renewable energy source of solar power is used to provide sufficient energy for the portable device battery. For this reason photovoltaic (pv) solar cell is used as an energy source of dc-dc converter. The energy provided from PV cell is applied to the boost dc-dc converter to step up the input PV cell voltage to the sufficient usb output voltage. Then universal usb port can be used for any kind of portable devices to charge their batteries.

Although PV cell voltage can be stepped up to the usb voltage level which is DC 5 V, because of small power and voltage levels system efficiency is limited. On the other hand, acquired energy from the PV cell is limited for small portable size of solar battery charger. So, small size li-ion battery is added to the system to feed output power for fast response. The proposed system is shown in Fig. 1.

In here, PV cells energy feed dc-dc boost converter with li-ion battery to provide sufficient voltage and power to the usb port. Thus, required energy is ready for the portable device to charge its battery.



Fig. 1. Solar power charge system

Because portable devices are small in size, solar energy charge system must be equal or smaller than device sizes. So, the solar charge system can be merged to the portable device or separated to the device. Such kind of solar charge system is shown in Fig. 2 [2].

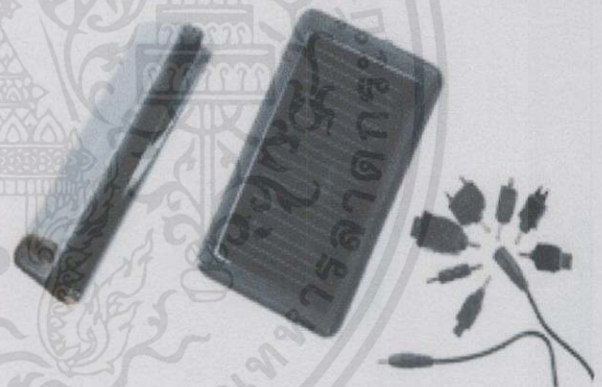


Fig. 2. Example of a solar charge system

The proposed system consists of PV cell, li-ion battery, dc-dc boost converter and USB output load. Now we can look at these parts of the system respectively.

II. PV SOLAR CELL

PV solar cell equivalent circuit is shown in Fig. 3 [1]. Solar cell equivalent circuit consist of one current source with reverse diode, R_{sh} shunt resistance and R_s series resistance. In here R_L is load resistance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

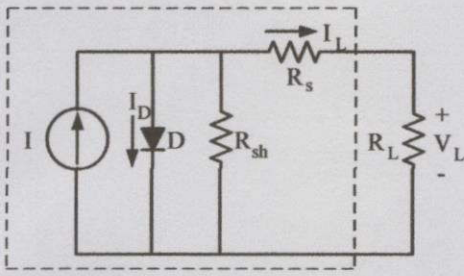


Fig. 3. Solar cell equivalent circuit

Shunt resistance is bigger than series resistance so solar cell output current can be given in (1). Here, q is the electron charge, K is the Boltzmann's constant, A is ideal factor, T is the temperature in Kelvin and I_o is the reverse saturation current of the solar cell.

$$I_L = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_o \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_L}{K \cdot T \cdot A}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

I_o current is represented in (2), in here T_r is the reference temperature, I_{tr} is the saturation current at T_r , E_{GAP} is the band gap energy.

$$I_o = I_{tr} \left[\frac{T}{T_r} \right]^3 \exp \left[\frac{q \cdot E_{GAP}}{K \cdot T} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2)$$

The light produced current is given in (3), here I_{sso} is the shortcut current, K_i is the coefficient and S_i is insolation.

$$I_{ph} = [I_{sso} + K_i(T - T_r)] \frac{S_i}{100} \quad (3)$$

According to the equations, the output power can be represented as (4).

$$P = I_L \cdot V_L = I_{ph} \cdot V_L - I_o \cdot V_L \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_L}{K \cdot T \cdot A}\right) - 1 \right] \quad (4)$$

III. LI-ION BATTERY

It is difficult to stock the energy for further demands. However, li-ion battery has the advantage of high power storage capacity in little volumes with high efficiency. In Fig. 4, Randles li-ion battery equivalent circuit diagram is shown [3]. Here, R_o electrolyte resistance, C_{dl} double layer capacity, R_{ct} charge transfer resistance and Z_w Warburg impedance represents.

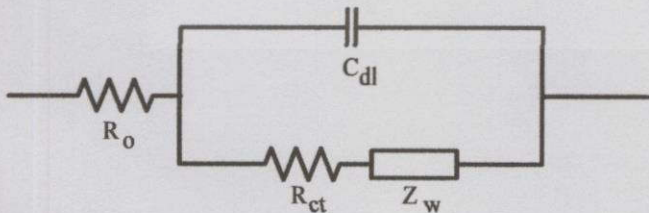


Fig. 4. Randles li-ion battery equivalent circuit

It can be written from the (5) that the li-ion battery voltage consists of open circuit voltage (U_{ocv}), ohmic voltage drop (U_{Ω}) and polarization voltage (U_p). In here, k values are the parameters, S_{oc} is the state of charge, τ_1 is the time constant.

$$U_L = U_{ocv} + U_{\Omega} + U_p \quad (5)$$

$$U_{ocv} = k_0 + k_1 \ln(S_{oc}) + k_2 \ln(1 - S_{oc}) + k_3 \frac{1}{S_{oc}} + k_4 S_{oc} \quad (6)$$

$$U_{\Omega} = R_{\Omega} I \quad (7)$$

$$U_p(t) = U_{pa} \left(1 - \exp\left(-\frac{t - t_1}{\tau_1}\right) \right) \quad (8)$$

For efficient power transfer system, DC-DC boost converter topology is needed between input solar cell and output usb load.

IV. DC-DC BOOST CONVERTER WITH GENERAL SYSTEM TOPOLOGY

DC-DC boost converter is shown in Fig. 5 with general system topology. Conventional boost converter is placed between solar cell and usb output. For high efficiency other boost topologies can be chosen, however, power level is so small for this kind of solar charger. Also adding more components to the system increases the cost of the system. In here, highest efficiency is aimed with low cost.

Here, L_1 is the boost inductance, S_1 is the power switch, D_1 is the output power diode and C_o is the output capacitor. Solar cell, li-ion battery, USB output and portable device are shown in Fig. 5. The control system senses input current and voltage with output voltage and generates S_1 switching signal for the dc-dc boost converter. Because of the low power level, S_1 power switch is chosen as a transistor.

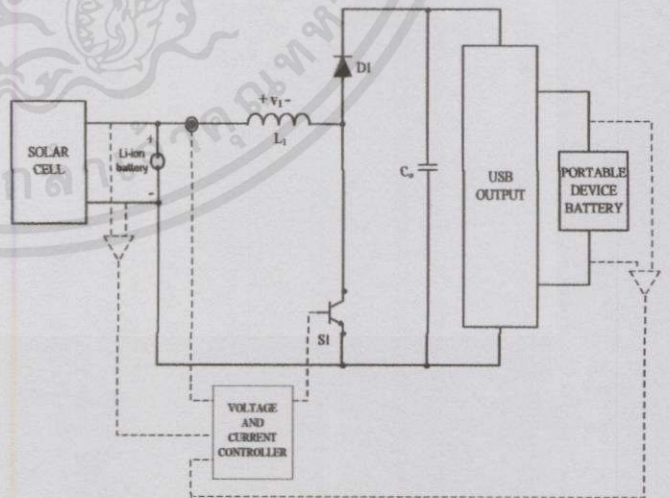


Fig. 5. DC-DC boost converter with general system topology

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. SIMULATION RESULTS

The POWERSIM circuit schema of the system is shown in Fig. 6 with control circuit. Control circuit first senses input voltage, input current and output voltage then generates switching signal. The generated signal applied to the power switch S_1 .

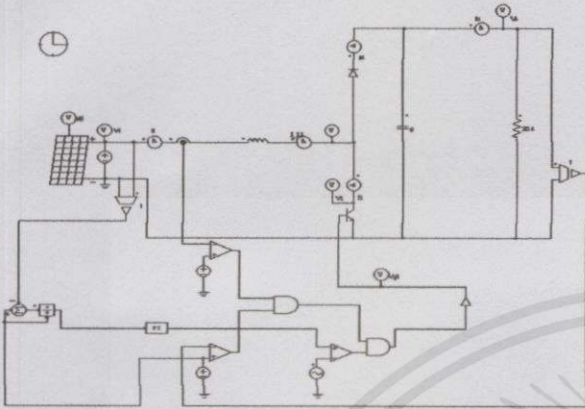


Fig. 6. Powersim circuit schema of the solar charge system

For steady state response, input battery is set to 3V DC and output capacitor C_o is set to 5 V DC initial values. All efficiency and other calculations are done according to the steady state conditions. Component list and values are shown in Table 1. Specific characteristic values of the components are used in simulation to have real values for voltage, current and efficiency.

TABLE 1 COMPONENT VALUES

| COMPONENT | MODEL | VALUE |
|----------------------------|----------------|--------------|
| BJT (S_1) | ZXTN25020DFL | 100V-2A |
| Power Diodes (D_1) | STPS15L25D/G | 25V-15A |
| Boost inductance (L_1) | Inductance | 150 μ |
| C_o | Capacitor | 1 μ F-5V |
| R | Resistive Load | 20 Ω |

The solar power system is designed for 1350 mW without input li-ion battery. So, for PV cell MPP is set to 3V and 450 mA which is for 1.35 W maximum power level. Conventional boost converter is designed for output resistive load with 20 Ω and output capacitor is set to 1 μ F.

For better performance, low power transistor is used with real specific values in the simulation. S_1 (ZXTN25020DFL) has lower than 70 mV saturation voltage with 100 kHz switching capability. Power diode D_1 (STPS15L25D/G) has lower than 0.35 V saturation voltage with better reverse recovery performance. PV solar cell specifications are shown in Table 2.

TABLE II PV SOLAR CELL SPECIFICATIONS

| SOURCE | SPECIFICATION | VALUE |
|--|-----------------------|--------|
| PV Module 1350 mW Maximum Power | Open circuit Voltage | 3.8 V |
| | Short Circuit Current | 500 mA |
| | Maximum Power Voltage | 3 V |
| | Maximum Power Current | 450 mA |

Control system has input current short circuit protection and output over voltage protection to provide safety regulations. PV module is controlled by constant voltage maximum power point tracking (MPPT) control, so input current short circuit protection is important for the PV system [4]. Also, output over voltage protection is important for the universal USB output. PV cell output or DC-DC boost converter input current and voltage waveforms are shown in Fig. 7 with average measured values.



Fig. 7. PV cell output current and voltage waveforms

Output voltage and current waveforms are shown in Fig. 8 for USB output with measured average values.

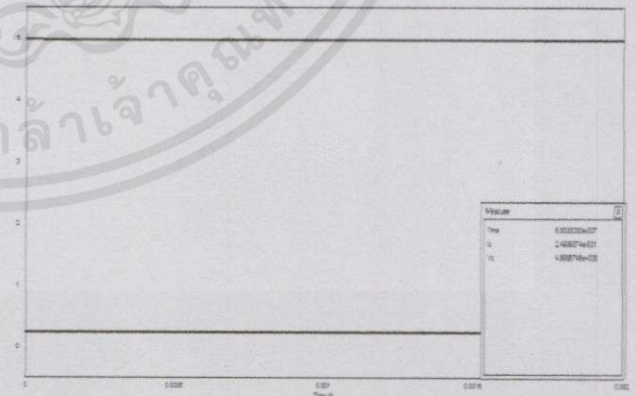


Fig. 8. USB output voltage and current waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The efficiency of the converter is calculated according to the solar MPP to USB rated output power. Input power is 1.35 W and measured output power is 1.25 W. So the efficiency of the solar power charger is 92.6% without input battery. The converter system can be easily applicable to the solar charge system. The solar power charger is smaller than smart phones in size. And it can be widely used as a portable device charger with usb output.

New technological developments can boost these types of solar chargers. For example instead of solar cell dye synthesis cell can be used due to flexible shape and very small dimensions with high efficiency than solar cell [5]. Dye synthesis cell can be also attached to the cell phones backside directly.

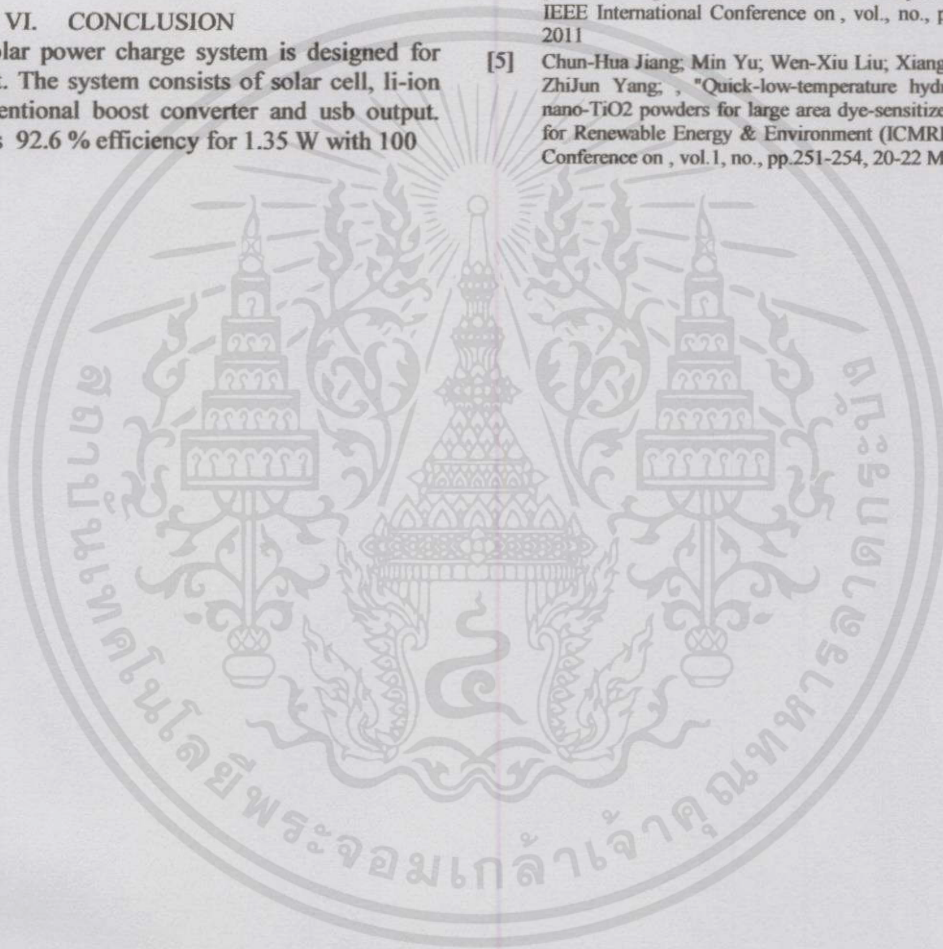
VI. CONCLUSION

In this paper, solar power charge system is designed for universal usb output. The system consists of solar cell, li-ion battery, dc-dc conventional boost converter and usb output. The solar system has 92.6 % efficiency for 1.35 W with 100

kHz switching frequency without li-ion battery. Battery charge is important for portable devices. So, the proposed design can be used as a charger with an easy and fast way of charge.

REFERENCES

- [1] Jaw-Kuen Shiau; Der-Ming Ma; Pin-Ying Yang; Geng-Feng Wang; Jhij Hua Gong; "Design of a Solar Power Management System for an Experimental UAV," Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , vol.45, no.4, pp.1350-1360, Oct. 2009
- [2] http://www.alibaba.com/product-gs/288066730/Solar_cell_phone_charger/showimage.html
- [3] Kaypmaz, T.C.; Tuncay, R.N.; , "An advanced cell model for diagnosing faults in operation of Li-ion Polymer batteries," Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE , vol., no., pp.1-5, 6-9 Sept. 2011
- [4] Pastre, M.; Krummenacher, F.; Kazanc, O.; Pour, N.K.; Pace, C.; Rigert, S.; Kayal, M.; , "A solar battery charger with maximum power point tracking," Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2011 18th IEEE International Conference on , vol., no., pp.394-397, 11-14 Dec. 2011
- [5] Chun-Hua Jiang; Min Yu; Wen-Xiu Liu; Xiang Wang; ZhiHua Wang; ZhiJun Yang; , "Quick-low-temperature hydrothermal synthesis of nano-TiO₂ powders for large area dye-sensitized solar cell," Materials for Renewable Energy & Environment (ICMREE), 2011 International Conference on , vol.1, no., pp.251-254, 20-22 May 2011



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



น.ส.สรรัรัตน์ ศรีสุนันท์

ที่อยู่ 81/1 ถนนจรัญสนิทวงศ์ แขวงบางอ้อ เขตบางพลัด กรุงเทพฯ 10700

โทรศัพท์ 083-0355513

Email : nadear.sarunrat@hotmail.com

ประวัติการศึกษา 2554 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลาย

(วิทยาศาสตร์ - คณิตศาสตร์)

จากโรงเรียนทอวัง



นายสุขสันต์ กุลบุญ

ที่อยู่ ข1/50 อ.เสนา ต.เสนา จ.พระนครศรีอยุธยา 13110

โทรศัพท์ 090-9142992

Email : fluke_suksan@hotmail.com

ประวัติการศึกษา 2554 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลาย

(วิทยาศาสตร์ - คณิตศาสตร์)

จากโรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



นายสุธี ประสงค์วรากิจ

ที่อยู่ 50/94 หมู่ 9 ถนนบางบอน1 เขตบางบอน กรุงเทพฯ 10150

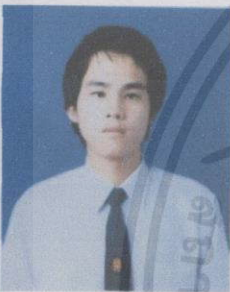
โทรศัพท์ 086-6772480

Email : sutee_012@hotmail.com

ประวัติการศึกษา 2554 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลาย

(วิทยาศาสตร์ - คณิตศาสตร์)

จากโรงเรียนศึกษานารีวิทยา



นายสุกอน มานะกิติวิภาต

ที่อยู่ 2/29 ถนน อ่อนนุช 66 แขวงประเวศ เขตประเวศ กรุงเทพฯ 10250

โทรศัพท์ 0869907776

Email : boat_1414@hotmail.com

ประวัติการศึกษา 2553 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาตอนปลาย

(วิทยาศาสตร์ - คณิตศาสตร์)

จากโรงเรียนเทพศิรินทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้