

ไฟ LED ถูกเงินประหยัดพลังงาน  
Low Power Emergency Lighting LED



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2560

ไฟ LED ฉุกเฉินประหยัดพลังงาน  
Low Power Emergency Lighting LED



โดย  
นาย กฤตเมธ วงศ์อนรรฆ  
นาย ธิติสรณ์ ละม่อมสาย  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
รศ. จีรวัดน์ ปานกลาง

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ปริญญานิพนธ์ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ปีการศึกษา 2560

ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

เรื่อง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ระบบ LEDอัจฉริยะที่ใช้พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์  
Intelligent LED system powered by Solar-Cells

ผู้จัดทำ นายกฤตเมธ วงศ์อนรรฆ รหัสประจำตัว 57010032

นายชิตติสรร์ ละม่อมสาย รหัสประจำตัว 57010620



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ไฟ LED ฉุกเฉินประหยัดพลังงาน

นายกฤตเมธ วงศ์อนรรฆ, นายธิตีสรณ์ ละม่อมสาย

อาจารย์ที่ปรึกษา: รศ. จิรวัดน์ ปานกลาง

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

โครงงานนี้ศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบและการสร้าง ไฟ LED ฉุกเฉินประหยัดโดยใช้พลังงานที่ได้จากแสงอาทิตย์มาเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้าผ่านโซลาร์เซลล์ แรงดันที่ได้จากโซลาร์เซลล์จะป้อนอินพุทให้วงจรควบคุมการชาร์จชนิด MPPT (Maximum Power Point Tracking) แบตเตอรี่ที่ใช้เป็นแบตเตอรี่แบบแห้ง 6 โวลต์ และมีการตัดระบบการชาร์จเมื่อแบตเตอรี่เต็ม ในส่วนของระบบควบคุม ได้ใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ในการจ่ายสัญญาณพัลส์ และมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไซเคิลในช่วง 30เปอร์เซ็นต์ ถึง 80 เปอร์เซ็นต์ ตามระดับแรงดันของแบตเตอรี่ในช่วงเวลานั้นLED และจะไม่จ่ายสัญญาณเมื่อแบตเตอรี่ต่ำกว่าที่กำหนดหรือความเข้มของแสงสว่างเพียงพอ และมี LED driver เป็นตัวควบคุมแรงดันและกระแสไฟให้ LED

**คำสำคัญ** – วงจรชาร์จแบตเตอรี่; โซลาร์เซลล์ ; ไดโอดเปล่งแสง ; วงจรขับหลอดไฟ

## Low Power Emergency Lighting LED

Mr. Krittameth Vonganak, Mr. Thitisan Lamomsai

Advisor: Assoc.Prof. Jirawat Parnklang

Department of Electronics Engineering

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

### ABSTRACT

This project study about Low Power Emergency Lighting LED. Using solar energy to change into electricity by Solar Cell. The voltage from solar cell is input to charging control circuit of Maximum Power point tracking (MPPT). The battery is a 6V lead acid and cut off the charging system when the battery is full. Microcontroller board use to pulse-width modulation and Duty Cycle varies from 30% to 80%. The system will not send a signal to the driver when the battery is lower than that determined or light intensity sufficient. LED driver as control voltage and current to LED

*Keywords — Solar Control Charger; Solar Cells; Light-emitting diode (LED); LED Driver*

### กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำโครงการและรายงานเรื่องไฟ LED ฉากเงินประหยัดพลังงาน(Low Power Emergency Lighting LED) โครงการนี้ประสบความสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องขอขอบพระคุณ รศ. จิรวัดน์ ปานกลาง อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือ ไม่ว่าจะอุปกรณ์หรือสถานที่ตลอดในการทำโครงการ และขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้วิชาต่างๆ และขอบคุณเพื่อนและพี่ที่คอยให้ความช่วยเหลือตั้งแต่เริ่มทำโครงการ

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของคณะผู้จัดทำที่สนับสนุนการทำงาน และคอยให้กำลังใจตลอดเวลา ทำให้คณะผู้จัดทำสามารถที่จะจัดทำโครงการและรายงานฉบับนี้สำเร็จ



นาย กฤตเมธ วงศ์อนรรฆ  
นาย ธิติสรร์ ละม่อมสาย  
คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา	1
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	1
1.5 แผนการดำเนินงาน	2
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี	3
2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell)	3
2.1.1 คุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์	3
2.1.2 ประเภทของเซลล์แสงอาทิตย์	4
2.1.3 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์	4
2.1.4 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์	5
2.1.5 คุณสมบัติและตัวแปรที่สำคัญของเซลล์แสงอาทิตย์	6
2.2 เทคนิคการหาจุดจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ (MPPT)	8
2.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)	9
2.3.1 โครงสร้างทั่วไป	9
2.3.2 ARDUINO	10
2.4 LED	12
2.5 แบตเตอรี่	14
2.6 วงจรทบระดับแรงดันไฟตรง (Boost Converter)	16
2.7 LDR: Light Dependent Resistor	19
บทที่ 3 วิธีดำเนินงานวิจัย	21
3.1 วิธีที่ใช้ศึกษาค้นคว้าและการวิจัยทดลอง	21
3.2 ลักษณะข้อมูล การเลือกข้อมูล และการทดลอง	21
3.2.1 การทำงานของ LT 3652	21
3.2.2 การทำงานของ LM 2577	23
3.2.3 Microcontroller	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4	การทำงานของ LED Driver	27
3.3	เครื่องมือและวิธีการวิจัยการทดลอง	28
3.3.1	เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัยผลการทดลอง	28
3.3.2	วิธีการวิจัยการทดลอง	28
3.4	ขั้นตอนออกแบบและสร้างเครื่องมือ	28
บทที่ 4	ผลการทดลอง	29
4.1	ค่าเอาต์พุตที่วัดค่าได้จาก วงจร MPPT Charge Controller	29
4.2	การสร้างสัญญาณพัลส์	30
4.3	การทดสอบจ่ายสัญญาณพัลส์จาก Arduino เข้า LED Driver	36
บทที่ 5	สรุปผลการทดลอง	38
5.1	สรุปผลการทดลอง	38
5.2	ปัญหาและอุปสรรคการทำงาน	38
5.3	ข้อเสนอแนะ	38
บรรณานุกรม		39
ภาคผนวก		40



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ตารางการดำเนินงาน	2
4.1 ค่าอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร MPPT Charge Controller และค่าเอาต์พุตที่ได้	29
4.2 ตารางแสดงประสิทธิภาพวงจรขณะจ่ายสัญญาณพัลส์แบบไม่มี Loop	36
4.3 ตารางแสดงประสิทธิภาพวงจรขณะจ่ายสัญญาณพัลส์แบบมี Loop	36



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 เซลล์แสงอาทิตย์	3
2.2 วงจรเทียบเคียงของเซลล์แสงอาทิตย์	6
2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิ 25°C เมื่อความเข้มของแสงเปลี่ยน	6
2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและแรงดันที่อุณหภูมิ 25°C เมื่อความเข้มของแสงเปลี่ยน	7
2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่ความเข้มแสง	7
2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานและแรงดันที่ความเข้มแสง	8
2.7 ตัวอย่างผลของโหลดต่อเซลล์แสงอาทิตย์	9
2.8 Arduino UNO R3	10
2.9 โครงสร้างต่างๆของบอร์ด Arduino UNO R3	11
2.10 ส่วนประกอบภายในของ LED	12
2.11 สัญลักษณ์ของLED	12
2.12 ส่วนประกอบของแบตเตอรี่	14
2.13 โครงสร้างวงจร Boost Converter	16
2.14 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส	17
2.15 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	17
2.16 กราฟความสัมพันธ์ (Vo/Min) กับ Duty Cycle ของ Boost Converter เชิงทฤษฎีและปฏิบัติ	18
2.17 โครงสร้างของ LDR	19
2.18 สัญลักษณ์ของ LDR	19
2.19 ตัวอย่างอุปกรณ์ของ LDR	20
2.20 ตัวอย่างวงจรการใช้งาน LDR อย่างง่าย	20
3.1 วงจร MPPT Charge Controller โดยใช้ LT 3652	21
3.2 Schematic วงจร MPPT Charge Controller โดยใช้ IC LT3652	22
3.3 วงจร Adjustable Output Voltage โดยใช้ LM 2577	23
3.4 Schematic วงจร Adjustable Output Voltageโดยใช้ LM 2577	24
3.5 Photo resistor LDR Light Sensor	24
3.6 Arduino UNO R3	25
3.7 Volt Meter Sensor	25
3.8 คำสั่งตรวจสอบแรงดันจากแบตเตอรี่	25
3.9 คำสั่งควบคุมการสร้างสัญญาณPWMและปรับค่าDuty Cycle	26
3.10 วงจร LED Driver โดยใช้ IC HV9910	27
3.11 Schematic วงจร LED Driver โดยใช้ IC HV9910	28
4.1 กราฟเอาต์พุตที่วัดค่าได้จาก วงจร MPPT Charge Controller	29

4.2 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 50%	30
4.3 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 80%	30
4.4 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 5 KHz Duty Cycle 50%	31
4.5 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 5 KHz Duty Cycle 80%	31
4.6 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 50%	32
4.7 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 80%	32
4.8 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 50%	33
4.9 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 80%	33
4.10 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 5 KHz Duty Cycle 50%	34
4.11 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 5 KHz Duty Cycle 80%	34
4.12 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 50%	35
4.13 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 80%	35
4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าDuty Cycle (%) ที่ความถี่1KHz กับความสว่าง (lm)	37



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมา

ปัจจุบันอิเล็กทรอนิกส์เป็นสิ่งที่เกี่ยวข้องกับการใช้ชีวิตประจำวันอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นการทำงาน การเดินทาง การพักผ่อน ล้วนมีอิเล็กทรอนิกส์เป็นส่วนเกี่ยวข้องเสมอ เทคโนโลยีต่างๆถูกนำมาใช้งานมากขึ้น มีการคิดค้นและพัฒนาเทคโนโลยีอยู่เสมอ ซึ่งเทคโนโลยีที่ให้ความสว่างนั้นก็เป็นหนึ่งในสิ่งที่สำคัญในการใช้ชีวิต และมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เริ่มจาก หลอดไส้ หลอดฟลูออโรเรสเซนต์และพัฒนาจนมาเป็นหลอด LED ในปัจจุบัน

กลุ่มของข้าพเจ้านั้นเล็งเห็นถึงความสำคัญของหลอดไฟ LED จึงต้องการที่จะศึกษาและออกแบบอุปกรณ์ให้แสงสว่างจากหลอด LED ที่ให้แสงสว่างและประหยัดพลังงานอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะศึกษาหลักการการทำงานเพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในอนาคตต่อไป

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1.2.1 เพื่อนำพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยใช้วงจรควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่แบบ MPPT
- 1.2.2 ศึกษาและทดลองการสร้างวงจรควบคุมการเปิดปิดของหลอด LED โดยอัตโนมัติ
- 1.2.3 สร้างวงจรควบคุมการเปิดปิดของหลอด LED โดยอัตโนมัติ

### 1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

- 1.3.1 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่แบบ MPPT
- 1.3.2 หลอด LED มีความสว่างสูงสุดและสามารถใช้งานได้ถึง 8-12 ชั่วโมง
- 1.3.3 สามารถควบคุมการทำงานของLEDได้อย่างอัตโนมัติ

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้รับความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับสามารถอธิบายการทำงานของวงจรควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่แบบ MPPT และวงจรขับLED
- 1.5.2 มีความเข้าใจในการเขียนคำสั่งควบคุมการจ่ายสัญญาณPWM
- 1.5.3 สามารถนำความรู้ที่ได้ไปประยุกต์ใช้ในชีวิตประจำวัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## บทที่ 2

### หลักการและทฤษฎี

#### 2.1 เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell)



รูปที่ 2.1 เซลล์แสงอาทิตย์

##### 2.1.1 คุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Cell) เป็นสิ่งประดิษฐ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่สร้างขึ้นเพื่อเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้า โดยการนำสารกึ่งตัวนำ เช่น ซิลิกอน ซึ่งมีราคาถูกที่สุดและมีมากที่สุดบนพื้นโลกมาผ่านกระบวนการทางวิทยาศาสตร์เพื่อผลิตให้เป็นแผ่นบางบริสุทธิ์ และทันทีที่แสงตกกระทบบนแผ่นเซลล์ รังสีของแสงที่มีอนุภาคของพลังงานประกอบที่เรียกว่า โฟตอน (Photon) จะถ่ายเทพลังงานให้กับอิเล็กตรอน (Electron) ในสารกึ่งตัวนำ จนมีพลังงานมากพอที่จะกระโดดออกมาจากแรงดึงดูดของอะตอม (atom) และเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ ดังนั้นเมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่ครบวงจรจะทำให้เกิดไฟฟ้ากระแสตรงขึ้น เมื่อพิจารณาลักษณะการผลิตไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์พบว่า เซลล์แสงอาทิตย์จะมีประสิทธิภาพการผลิตไฟฟ้าสูงที่สุดในช่วงเวลากลางวัน ซึ่งสอดคล้องและเหมาะสมในการนำเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้ผลิตไฟฟ้า เพื่อแก้ไขปัญหาการขาดแคลนพลังงานไฟฟ้าในช่วงเวลากลางวัน

1. ไม่มีชิ้นส่วนที่เคลื่อนที่ขณะใช้งาน จึงไม่มีมลภาวะทางเสียง
2. ไม่ก่อให้เกิดมลภาวะเป็นพิษจากกระบวนการผลิต
3. มีการบำรุงรักษาน้อยมาก และใช้งานแบบอัตโนมัติได้ง่าย
4. สามารถผลิตเป็นแผงขนาดต่าง ๆ ได้ง่าย ทำให้สามารถผลิตได้ปริมาณมาก
5. เป็นการใช้พลังงานแสงอาทิตย์ที่ได้มาฟรี และไม่มีสิ้นสุด
6. ผลิตไฟฟ้าได้ทุกมุมโลกแม้บนเกาะเล็ก ๆ กลางทะเล บนยอดเขาสูง และในอวกาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซลล์แสงอาทิตย์ถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกในปี ค.ศ.1954 (พ.ศ.2497) โดยแชปปีน(Chapin) ฟูลเลอร์ (Fuller) และเพียสัน (Pearson) แห่งเบลล์เทเลโฟน (Bell Telephon) โดยทั้ง 3 ท่านนี้ได้ค้นพบเทคโนโลยีการสร้างรอยต่อ พี-เอ็น (P-N) แบบใหม่ โดยวิธีการแพร่สารเข้าไปในผลึกของซิลิกอน จนได้เซลล์แสงอาทิตย์อันแรกของโลก ซึ่งมีประสิทธิภาพเพียง 6% ซึ่งปัจจุบันนี้เซลล์แสงอาทิตย์ได้ถูกพัฒนาขึ้นจนมีประสิทธิภาพสูงกว่า 15% ในระยะแรกเซลล์แสงอาทิตย์ส่วนใหญ่จะใช้สำหรับโครงการด้านอวกาศ ดาวเทียมหรือยานอวกาศที่ส่งจากพื้นโลก ไปโคจรในอวกาศ ก็ใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งกำเนิดพลังงาน ต่อมาจึงได้มีการนำเอาแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้บนพื้นโลกเช่นในปัจจุบันนี้ เซลล์แสงอาทิตย์ในยุคแรก ๆ ส่วนใหญ่จะมีสีเทาแต่ในปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาให้เซลล์แสงอาทิตย์มีสีต่างๆ กันไป เช่น แดง น้ำเงิน เขียว เป็นต้น

### 2.1.2 ประเภทของเซลล์แสงอาทิตย์

เซลล์แสงอาทิตย์ที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบันจะแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มใหญ่ๆ คือ

1. กลุ่มเซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำประเภทซิลิคอน จะแบ่งตามลักษณะของผลึกที่เกิดขึ้น คือ แบบที่เป็นรูปผลึก (Crystal) และแบบที่ไม่เป็นรูปผลึก (Amorphous) แบบที่เป็นรูปผลึกจะแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ ชนิดผลึกเดี่ยวซิลิคอน (Single Crystalline Silicon Solar Cell) และชนิดผลึกรวมซิลิคอน (Poly Crystalline Silicon Solar Cell) แบบที่ไม่เป็นรูปผลึก คือชนิดฟิล์มบางอะมอร์ฟัสซิลิคอน (Amorphous Silicon Solar Cell)

2. กลุ่มเซลล์แสงอาทิตย์ที่ทำจากสารประกอบที่ไม่ใช่ซิลิคอน ซึ่งประเภทนี้จะเป็นเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีประสิทธิภาพสูงถึง 25% ขึ้นไป แต่มีราคาสูงมากไม่นิยมนำมาใช้บนพื้นโลก จึงใช้งานสำหรับดาวเทียมและระบบรวมแสงเป็นส่วนใหญ่ แต่การพัฒนาขบวนการผลิตสมัยใหม่จะทำให้มีราคาถูกลง และนำมาใช้มากขึ้นในอนาคต (ปัจจุบันนำมาใช้เพียง 7 % ของปริมาณที่มีใช้ทั้งหมด)

### 2.1.3 ส่วนประกอบของเซลล์แสงอาทิตย์

แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ผลิตขึ้นจากเซลล์แสงอาทิตย์เพียงเซลล์เดียวจะมีค่าต่ำมาก การนำมาใช้งานจะต้องนำเซลล์หลาย ๆ เซลล์ มาต่อกันแบบอนุกรมเพื่อเพิ่มค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าให้สูงขึ้น เซลล์ที่นำมาต่อกันในจำนวนและขนาดที่เหมาะสมเรียกว่า แผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Solar Module หรือ Solar Panel) การทำเซลล์แสงอาทิตย์ให้เป็นแผงก็เพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งาน ด้านหน้าของแผงเซลล์ประกอบด้วย แผ่นกระจกที่มีส่วนผสมของเหล็กดำ ซึ่งมีคุณสมบัติในการยอมให้แสงผ่านได้ดี และยังเป็นเกราะป้องกันแผงเซลล์อีกด้วย แผงเซลล์จะต้องมีการป้องกันความชื้นที่ดีมาก เพราะจะต้องอยู่กลางแจ้งเป็นเวลายาวนาน ในการประกอบจะต้องใช้วัสดุที่มีความคงทนและป้องกันความชื้นที่ดี เช่น ซิลิโคนและอีวีเอ (Ethylene Vinyl Acetate) เป็นต้น เพื่อเป็นการป้องกันแผ่นกระจกด้านบนของแผงเซลล์ จึงต้องมีการทำกรอบด้วยวัสดุที่มีความแข็งแรง แต่บางครั้งก็ไม่มีเวลาจำเป็น ถ้ามีการเสริมความแข็งแรงของแผ่นกระจกให้เพียงพอ ซึ่งก็สามารถทดแทนการทำกรอบได้เช่นกัน ดังนั้นแผงเซลล์จึงมีลักษณะเป็นแผ่นเรียบ (laminated) ซึ่งสะดวกในการติดตั้ง

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.4 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

คุณสมบัติการทำงานของกำลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้จากเซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความเข้มของการแผ่รังสีอาทิตย์ (Solar Radiation Flux) และอุณหภูมิ โดยเซลล์แสงอาทิตย์จะเปลี่ยนค่าความเข้มของการแผ่รังสีไปเป็นกระแสไฟฟ้า โดยจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความเข้มของการแผ่รังสี แต่ค่ากระแสดังกล่าวจะสูงสุดเพียงค่าหนึ่งเท่านั้น ส่วนแรงดันที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าขนาดภาระทางไฟฟ้า ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันได้ดังสมการ

$$I = I_{cs} - I_0 \left( \exp \left[ \frac{qV}{nkt} \right] - 1 \right) \quad (2.1)$$

เมื่อ  $I$  คือ กระแสที่จ่ายออกของเซลล์แสงอาทิตย์ (แอมแปร์)

$V$  คือ แรงดันที่จ่ายออกของเซลล์แสงอาทิตย์ (โวลต์)

$I_{cs}$  คือ กระแสลัดวงจร (แอมแปร์)

$q$  คือ ค่าประจุของอิเล็กตรอน  $1.6 \times 10^{-19} J$

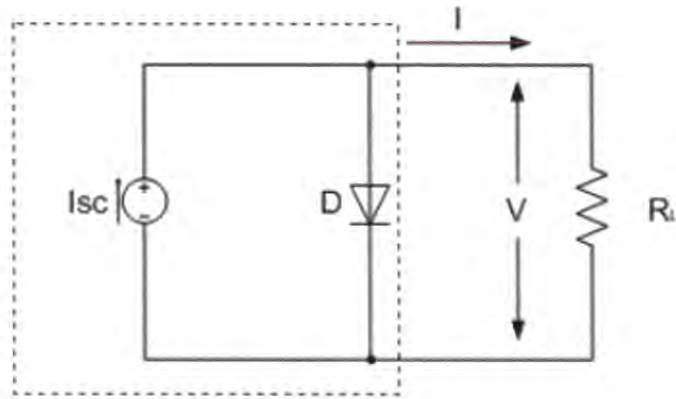
$I_0$  คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ Reverse Saturation Current (แอมแปร์)

$N$  คือ ค่าคงที่ของรอยต่อ p-n

$K$  คือ ค่าคงที่ของ Boltzman  $1.381 \times 10^{23} JK^{-1}$

$T$  คือ อุณหภูมิ (เคลวิน)

โดยจากสมการที่ 2.1 สามารถเขียนนวงจรถียบเคียงของเซลล์แสงอาทิตย์ ดังแสดงในภาพที่ 2.1 โดยแทนด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงต่อขนานกับไดโอด จากสมการ ค่ากระแสลัดวงจร  $I_{SC}$  จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่าความเข้มของการแผ่รังสีของแสง ถ้าอุณหภูมิ  $T$  ของแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าสูงขึ้น จะเป็นผลให้ค่ากระแสที่ได้รับมีค่าสูงขึ้นกว่าเดิมที่ความเข้มของการแผ่รังสีเท่ากัน แต่ค่าแรงดันสูงสุดที่เซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าน้อยลง เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานไฟฟ้าที่จ่ายออกกับค่าแรงดันที่เซลล์แสงอาทิตย์ จะเห็นว่ามีความกำลังงานไฟฟ้าจ่ายออกสูงสุด (Maximum Power) ค่าหนึ่งประมาณ 60-80% ของแรงดันจ่ายออก ดังนั้นถ้าต้องการให้ประสิทธิภาพของเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าสูงสุดจำเป็นต้องมีการควบคุมให้เซลล์แสงอาทิตย์ทำงานที่จุดดังกล่าว โดยการควบคุมค่าขนาดของภาระ



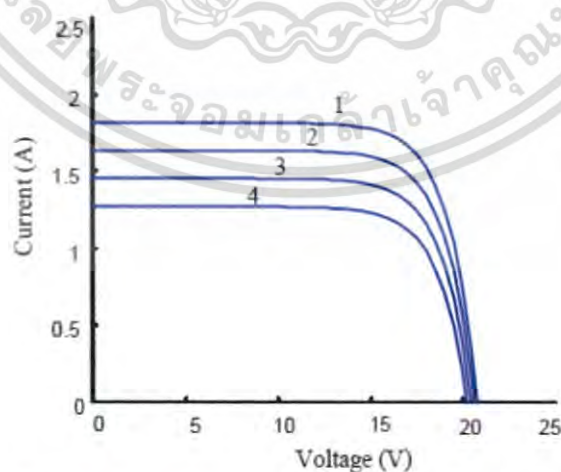
รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของเซลล์แสงอาทิตย์

### 2.1.5 คุณสมบัติและตัวแปรที่สำคัญของเซลล์แสงอาทิตย์

ในสภาวะการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์นั้น กำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายอย่าง ที่มีส่วนทำให้เซลล์แสงอาทิตย์มีประสิทธิภาพการทำงานต่ำลงหรือประสิทธิภาพในแต่ละพื้นที่ต่างกัน องค์ประกอบที่สำคัญดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้ดังนี้

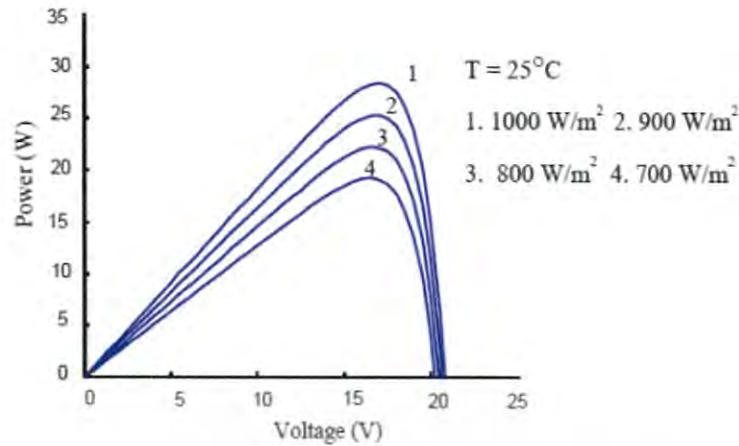
#### 1. ความเข้มของแสง

กระแสไฟฟ้าจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มของแสง หมายความว่า เมื่อความเข้มของแสงสูงขึ้น กระแสที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ก็จะสูงขึ้น ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าหรือโวลต์แทบจะไม่แปรไปตามความเข้มของแสงมากนัก ความเข้มของแสงที่ใช้วัดเป็นมาตรฐานคือความเข้มของแสงที่วัดบนพื้นโลกในสภาพอากาศปลอดโปร่ง ปราศจากเมฆหมอก และวัดที่ระดับน้ำทะเลในสภาพที่แสงอาทิตย์ตั้งฉากกับพื้นโลก ซึ่งความเข้มของแสงจะมีค่าเท่ากับ  $100 \text{ mw/cm}^2$  หรือ  $1000 \text{ W/m}^2$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ AM 1.5 (Air Mass 1.5) และถ้าแสงอาทิตย์ทามุม  $60$  องศา กับพื้นโลก ความเข้มของแสงจะมีค่าเท่ากับประมาณเท่ากับ  $75 \text{ mw/cm}^2$  หรือ  $750 \text{ W/m}^2$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ AM2 กรณีของแผงเซลล์แสงอาทิตย์นั้น จะใช้ค่า AM 1.5 เป็นมาตรฐานในการวัดประสิทธิภาพของแผง



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่อุณหภูมิ  $25^\circ\text{C}$  เมื่อความเข้มของแสงเปลี่ยนแปลง

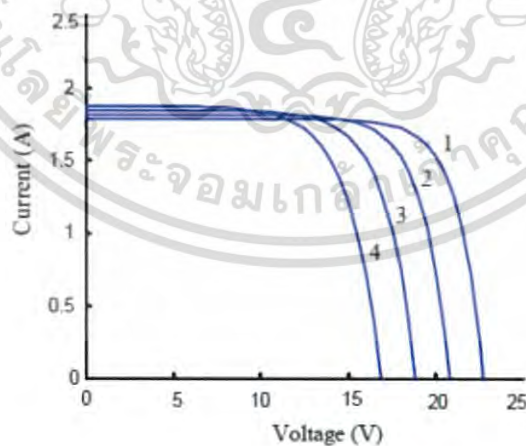
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและแรงดันที่อุณหภูมิ 25°C เมื่อความเข้มของแสงเปลี่ยน

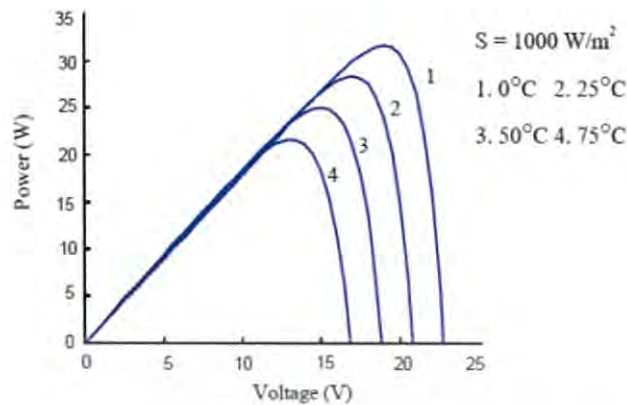
## 2. อุณหภูมิ

กระแสไฟฟ้า จะแปรตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปเล็กน้อย ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าจะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งโดยเฉลี่ยแล้วทุก ๆ 1°C ที่เพิ่มขึ้น จะทำให้แรงดันไฟฟ้าลดลง 0.5% และในกรณีของแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาตรฐานที่ใช้กำหนดประสิทธิภาพของแผงแสงอาทิตย์คือ ณ อุณหภูมิ 25°C เช่น กำหนดไว้ว่าแผงแสงอาทิตย์มีแรงดันไฟฟ้าที่วงจรเปิด (Open Circuit Voltage หรือ VOC) ที่ 21 V ณ อุณหภูมิ 25°C ก็จะหมายความว่า แรงดันไฟฟ้าที่จะได้จากแผงแสงอาทิตย์ เมื่อยังไม่ได้ต่อกับอุปกรณ์ไฟฟ้า ณ อุณหภูมิ 25°C จะเท่ากับ 21 V ถ้าอุณหภูมิสูงกว่า 25°C เช่น อุณหภูมิ 30°C จะทำให้แรงดันไฟฟ้าของแผงแสงอาทิตย์ลดลง 2.5% (0.5%  $\times$  5  $\times$  °C) นั่นคือแรงดันของแผงแสงอาทิตย์ที่ VOC จะลดลง 0.525 V (21  $\times$  2.5% V) เหลือเพียง 20.475 V (21 V - 0.525 V) สรุปได้ว่า เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น แรงดันไฟฟ้าก็จะลดลง ซึ่งมีผลทำให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดของแผงแสงอาทิตย์ลดลงด้วย



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่ความเข้มแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานและแรงดันที่ความเข้มแสง

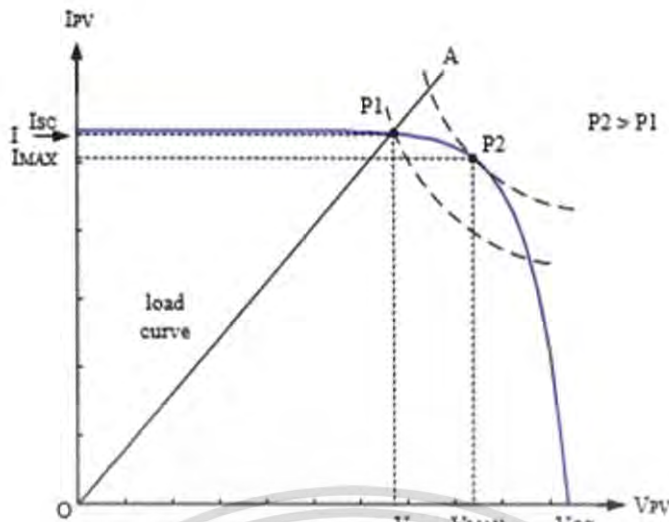
## 2.2 เทคนิคการหาจุดจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ (MPPT)

ความหมายของเทคนิคการหาจุดจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ (Maximum Power Point Tracking: MPPT) หมายถึง ขั้นตอน (algorithm) ซึ่งใช้ในการทำให้เซลล์แสงอาทิตย์สามารถผลิตไฟฟ้าได้สูงสุดโดยทั่วไปเซลล์แสงอาทิตย์จะมีจุดการทำงานที่ดีที่สุดเพียงหนึ่งจุดที่ภาวะใด ๆ กล่าวคือระบบจะสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าให้แก่ภาระที่ตำแหน่งของแรงดันและกระแสค่าหนึ่ง ซึ่งปัจจัยที่มีผลต่อตำแหน่งดังกล่าวคือ อุณหภูมิและความเข้มแสง ซึ่งมีความไม่แน่นอนสามารถเปลี่ยนแปลงตามสิ่งแวดล้อม ดังนั้นการหาจุดจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดของการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อช่วยดึงกำลังไฟฟ้าสูงสุดและเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ ดังนั้นจึงมีเทคนิคต่าง ๆ ในการหาค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดในทุก ๆ จุดของการทำงานหลากหลายรูปแบบ

หลักการสำคัญของระบบ MPPT คือ ดึงกำลังไฟฟ้าจากแผงเซลล์แสงอาทิตย์ให้ได้มากที่สุด โดยการทำให้แผงเซลล์แสงอาทิตย์ทำงานที่แรงดันไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพสูงสุด กล่าวคือ MPPT ทำงานโดยการตรวจสอบที่เอาต์พุตของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ และเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ในระบบ จากนั้นกำหนดค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายออกเพื่อทำการประจุลงในแบตเตอรี่ และทำการแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้าสูงสุดเพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าสูงสุดในการประจุแบตเตอรี่ นอกจากนี้ ยังสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC load) ที่ต่อโดยตรงกับแบตเตอรี่ได้อีกด้วย

วิธีการหาจุดจ่ายกำลังสูงสุดการจ่ายกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ให้กับโหลดพบว่าเส้นกราฟคุณลักษณะของโหลด (Load line) จะต้องเหมาะสมกับเส้นกราฟระหว่างแรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์ดังรูปที่ พบว่าจากเส้นกราฟคุณลักษณะของโหลดที่แสดงด้วยเส้น OA เซลล์แสงอาทิตย์จะจ่ายกำลังเป็น P1 ซึ่งมีค่าน้อยกว่ากำลังที่เซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายได้สูงสุดคือ P2 ดังนั้นจึงมีเทคนิคต่าง ๆ ในการหาจุดจ่ายกำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างผลของโหลดต่อเซลล์แสงอาทิตย์

ระบบ MPPT มีประสิทธิภาพสูงหากทำงานภายใต้สภาวะเหล่านี้

1. สภาวะอากาศเย็นหรือฤดูหนาว โดยปกติ แผงเซลล์แสงอาทิตย์จะทำงานได้ดีที่อุณหภูมิต่ำ ถึงแม้ในช่วงฤดูหนาวที่มีอากาศเย็น จะมีช่วงเวลาการตกกระทบของแสงอาทิตย์ (Sun hours) น้อย หากมีการติดตั้งอุปกรณ์ที่ประกอบด้วยระบบ MPPT จะทำให้เกิดการผลิตกำลังไฟฟ้าสูงสุดมากยิ่งขึ้นไปอีก แต่จะมีการสูญเสียพลังงานน้อยมาก
2. สภาวะที่มีการประจุแบตเตอรี่ต่ำ เนื่องจากยังมีอัตราการประจุแบตเตอรี่ต่ำ จะทำให้กระแสไฟฟ้าเข้าสู่ระบบ MPPT มากขึ้น

## 2.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (microcontroller หรือ MCU) คือ อุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็ก ซึ่งบรรจุความสามารถที่คล้ายคลึงกับระบบคอมพิวเตอร์ โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ได้รวมเอาซีพียูหน่วยความจำ และพอร์ต ซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักสำคัญของระบบคอมพิวเตอร์เข้าไว้ด้วยกัน โดยทำการบรรจุเข้าไว้ในตัวถังเดียวกัน

### 2.3.1 โครงสร้างทั่วไป

โครงสร้างโดยทั่วไป ของไมโครคอนโทรลเลอร์นั้น สามารถแบ่งออกมาได้เป็น 5 ส่วนใหญ่ๆ ดังต่อไปนี้

1. หน่วยประมวลผลกลางหรือซีพียู (CPU: Central Processing Unit)

2. หน่วยความจำ (Memory) สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ หน่วยความจำที่มีไว้สำหรับเก็บ

โปรแกรมหลัก (Program Memory) เปรียบเสมือนฮาร์ดดิสก์ของเครื่องคอมพิวเตอร์ตั้งโต๊ะ คือข้อมูลใดๆ ที่ถูกเก็บไว้ในนี้จะไม่สูญหายไปแม้ไม่มีไฟเลี้ยง อีกส่วนหนึ่งคือหน่วยความจำข้อมูล (Data Memory) ใช้เป็นเหมือนกระดานขดในการคำนวณของซีพียู และเป็นที่พักข้อมูลชั่วคราวขณะทำงาน แต่หากไม่มีไฟเลี้ยง ข้อมูลก็จะหายไปคล้ายกับหน่วยความจำแรม (RAM) ในเครื่องคอมพิวเตอร์ทั่วๆ ไป แต่สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมัยใหม่ หน่วยความจำข้อมูลจะมีทั้งที่เป็นหน่วยความจำแรม ซึ่งข้อมูลจะหายไปเมื่อไม่มีไฟเลี้ยง และเป็นอีอีพรอม (EEPROM : Erasable Electrically Read-Only Memory) ซึ่งสามารถเก็บข้อมูลได้แม้ไม่มีไฟเลี้ยง

3. ส่วนติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอก หรือพอร์ต (Port) มี 2 ลักษณะคือ พอร์ตอินพุต (Input Port) และพอร์ตส่งสัญญาณหรือพอร์ตเอาต์พุต (Output Port) ส่วนนี้จะใช้ในการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก ถือว่าเป็นส่วนที่สำคัญมาก ใช้ร่วมกันระหว่างพอร์ตอินพุต เพื่อรับสัญญาณ อาจจะใช้การกดสวิตช์ เพื่อนำไปประมวลผลและส่งไปพอร์ตเอาต์พุต เพื่อแสดงผลเช่น การติดสว่างของหลอดไฟ เป็นต้น

4. ช่องทางเดินของสัญญาณ หรือบัส (BUS) คือเส้นทางการแลกเปลี่ยนสัญญาณข้อมูลระหว่าง ซีพียู หน่วยความจำและพอร์ต เป็นลักษณะของสายสัญญาณ จำนวนมากอยู่ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยแบ่งเป็นบัสข้อมูล (Data Bus), บัสแอดเดรส (Address Bus) และบัสควบคุม (Control Bus)

5. วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา นับเป็นส่วนประกอบที่สำคัญมากอีกส่วนหนึ่ง เนื่องจากการทำงานที่เกิดขึ้นในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ จะขึ้นอยู่กับกำหนัดจังหวะ หากสัญญาณนาฬิกามีความถี่สูง จังหวะการทำงานก็จะสามารถทำได้ถี่ขึ้นส่งผลให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวนั้น มีความเร็วในการประมวลผลสูงตามไปด้วย

### 2.3.2 Arduino

Arduino อ่านว่า (อา-ดู-อี-โน หรือ อาดูยโน) เป็นบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR ที่มีการพัฒนาแบบ Open Source คือมีการเปิดเผยข้อมูลทั้งด้าน Hardware และ Software ตัว บอร์ด Arduino ถูกออกแบบมาให้ใช้งานได้ง่าย ดังนั้นจึงเหมาะสำหรับผู้เริ่มต้นศึกษา ทั้งนี้ผู้ใช้งานยังสามารถดัดแปลง เพิ่มเติมพัฒนาต่อยอดทั้งตัวบอร์ด หรือโปรแกรมต่อได้อีกด้วย

ความง่ายของบอร์ด Arduino ในการต่ออุปกรณ์เสริมต่างๆ คือผู้ใช้งานสามารถต่อวงจรอิเล็กทรอนิกส์จากภายนอกแล้วเชื่อมต่อเข้ามาที่ขา I/O ของบอร์ด (ดูตัวอย่างรูปที่ 1) หรือเพื่อความสะดวกสามารถเลือกต่อกับบอร์ดเสริม (Arduino Shield) ประเภทต่างๆ (ดูตัวอย่างรูปที่ 2) เช่น Arduino XBee Shield, Arduino Music Shield, Arduino Relay Shield, Arduino Wireless Shield, Arduino GPRS Shield เป็นต้น มาเสียบกับบอร์ดบนบอร์ด Arduino แล้วเขียนโปรแกรมพัฒนาต่อได้เลย



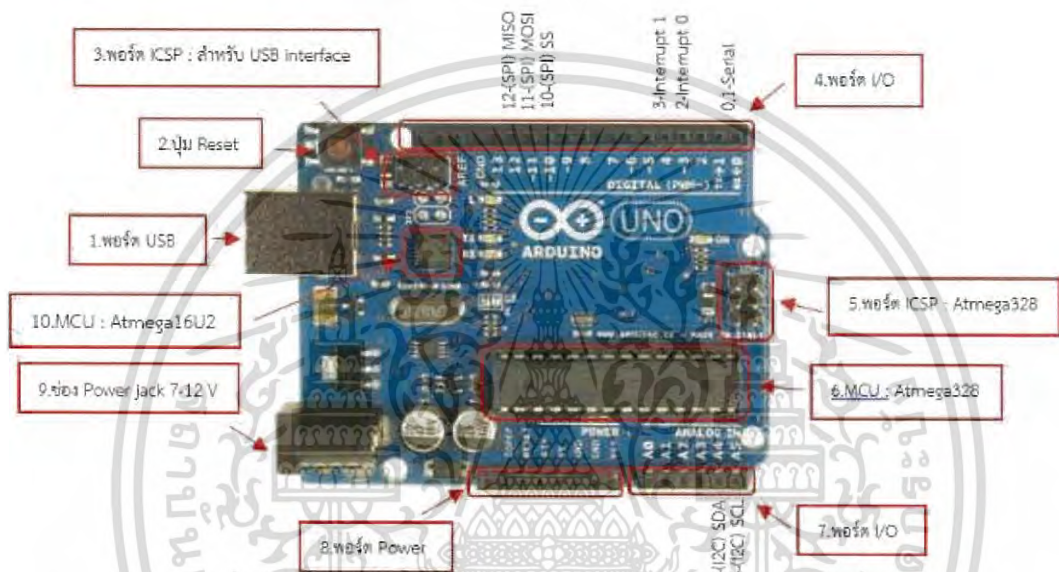
รูปที่ 2.8 Arduino UNO R3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## จุดเด่นที่ทำให้บอร์ด Arduino เป็นที่นิยม

- ง่ายต่อการพัฒนา มีรูปแบบคำสั่งพื้นฐาน ไม่ซับซ้อนเหมาะสำหรับผู้เริ่มต้น
- มี Arduino Community กลุ่มคนที่ร่วมกันพัฒนาที่แข็งแรง
- Open Hardware ทำให้ผู้ใช้สามารถนำบอร์ดไปต่อยอดใช้งานได้หลายด้าน
- ราคาไม่แพง
- Cross Platform สามารถพัฒนาโปรแกรมบน OS ใดก็ได้

## โครงสร้างต่างๆของ Arduino UNO R3



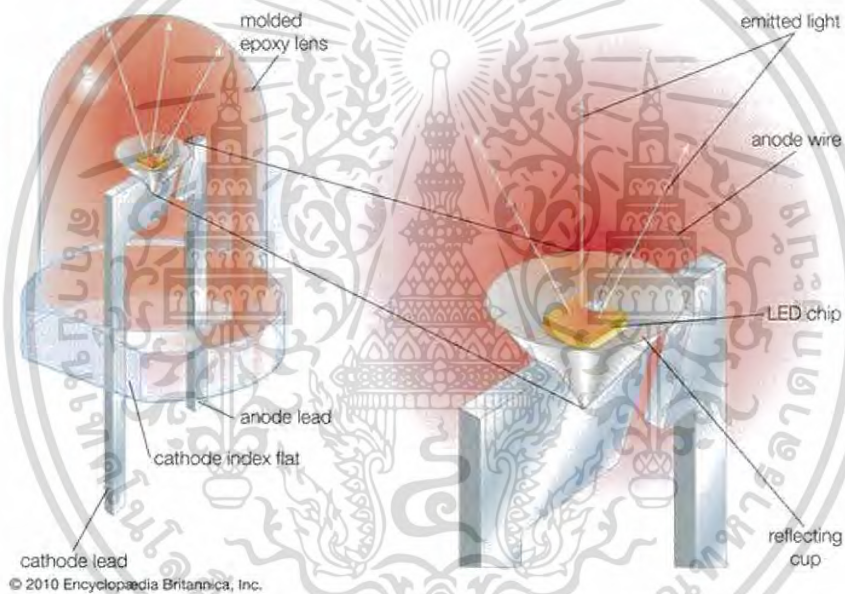
รูปที่ 2.9 โครงสร้างต่างๆของบอร์ด Arduino UNO R3

1. USB Port: ใช้สำหรับต่อกับ Computer เพื่ออัปโหลดโปรแกรมเข้า MCU และจ่ายไฟให้กับบอร์ด
2. Reset Button: เป็นปุ่ม Reset ใช้กดเมื่อต้องการให้ MCU เริ่มการทำงานใหม่
3. ICSP Port: ของ Atmega16U2 เป็นพอร์ตที่ใช้โปรแกรม Visual Com port บน Atmega16U2
4. I/O Port :Digital I/O ตั้งแต่ขา D0 ถึง D13 นอกจากนี้ บาง Pin จะทำหน้าที่อื่นๆ เพิ่มเติมด้วย เช่น Pin0,1 เป็นขา Tx,Rx Serial, Pin3,5,6,9,10 และ 11 เป็นขา PWM
5. ICSP Port: Atmega328 เป็นพอร์ตที่ใช้โปรแกรม Bootloader
6. MCU: Atmega328 เป็น MCU ที่ใช้บนบอร์ด Arduino
7. I/O Port: นอกจากจะเป็น Digital I/O แล้ว ยังเปลี่ยนเป็น ช่องรับสัญญาณอนาล็อก ตั้งแต่ขา A0-A5
8. Power Port: ไฟเลี้ยงของบอร์ดเมื่อต้องการจ่ายไฟให้กับวงจรภายนอก ประกอบด้วยขาไฟเลี้ยง +3.3 V, +5V, GND,  $V_{in}$
9. Power Jack: รับไฟจาก Adapter โดยที่แรงดันอยู่ระหว่าง 7-12 V
10. MCU ของ Atmega16U2 เป็น MCU ที่ทำหน้าที่เป็น USB to Serial โดย Atmega328 จะติดต่อกับ Computer ผ่าน Atmega16U2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 LED

LED ย่อมาจากคำว่า Light Emitting Diode โดยการทำงานนั้นจะคล้ายๆกับการทำงานของ ไดโอด บางคนอาจจะเรียก LED ว่า ไดโอดเปล่งแสง ซึ่งประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด P และ N ประกบกันมีผิวข้างหนึ่งเรียบเป็นมันคล้ายกระจก เมื่อ LED ถูกไบแอสตรง จะทำให้อิเล็กตรอนที่สารกึ่งตัวนำชนิด N มีพลังงานสูงซึ่งจะสามารถวิ่งข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮลใน P การที่อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ผ่านรอยต่อ PN ทำให้เกิดกระแสไหล เป็นผลให้ระดับพลังงานของอิเล็กตรอนเปลี่ยนไปและคายพลังงานออกมาในรูปคลื่นแสง สีของแสงที่เกิดจากรอยต่อจะขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุที่นำมาใช้ในการสร้าง LED ทั้งชนิดที่เป็นของเหลวและก๊าซ เช่น ใช้แกเลียมฟอสไฟด์ (GALLIUM PHOSPHIDE, GaP) ทำให้เกิดแสงสีแดง ใช้แกเลียมอาร์เซไนด์ ฟอสไฟด์ (GALLIUM ARSENIDE PHOSPHIDE, GaAsP) เกิดแสงสีเหลืองและเขียวการควบคุมปริมาณแสงสว่างจะควบคุมกระแสที่ไหลผ่านหลอด LED หากกระแสที่ไหลสูงมากไปจะทำให้หลอดมีความสว่างมาก แต่หากป้อนกระแสสูงเกินไปจะทำให้บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำเกิดความร้อนปริมาณมากจนทำให้โครงสร้างหลอดเสียหายไม่สามารถใช้งานได้



รูปที่ 2.10 ส่วนประกอบภายในของ LED

สัญลักษณ์ของ LED คือ



รูปที่ 2.11 สัญลักษณ์ของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข้อดีของ LED

- แสงจาก หลอดled มีอัตราการกระพริบที่สูงมาก (แทบจะไม่มีการกระพริบ) จึงออกมาเป็นธรรมชาติ สบายตา ถนอมสายตา เหมาะสำหรับงานแสงสว่างทั่วไป
- มีอายุการใช้งานนานกว่า ข้อมูลจากการทดสอบของผู้ผลิตหลอดยืนยัน ว่าการใช้งานอย่างถูกวิธีและเหมาะสม สามารถที่จะทำให้ หลอดLED มีอายุใช้งานได้ถึง 60,000 ชั่วโมง โดยความสว่างไม่ลดลง เมื่อเทียบกับหลอดไส้ ที่มีอายุการใช้งานเพียงแค่ 1,000 ชั่วโมง หรือหลอดฟลูออโรเรสเซนต์ มีอายุการใช้งานประมาณ 10,000 ชั่วโมง เท่านั้น ถือว่า หลอดled มีอายุการใช้งานที่ยาวนานกว่ามาก
- หลอดLED ให้แสงในทิศทางตรง
- หลอดLED ทนต่อแรงกระแทก สั่นสะเทือน และทนการกัดกร่อนได้ดี
- ประหยัดพลังงาน
- หลอดLED ติดตั้งได้ในพื้นที่แคบและจำกัด และใช้งานในสภาพแวดล้อมที่ติดไฟได้
- หลอดLED ไม่เป็นอันตราย ไม่มีสารปรอท หรือสารพิษ ในการบรรจุ ดังนั้นจึงไม่เป็นอันตรายทั้งต่อมนุษย์และสิ่งแวดล้อม
- หลอดLED มีการบำรุงรักษาต่ำ
- หลอดLED ใช้งานในที่เย็นจัดได้ หลอดไฟled สามารถใช้งานในที่เย็นจัดได้ถึง -40 C โดยไม่ต้องมีการอุ่นไส้ และยังสามารถที่จะเปิดติดได้ทันที
- หลอดLEDไม่มีรังสี UV

## ข้อเสียของ LED

- ราคาหลอดไฟ led ค่อนข้างสูง
- ความไวต่ออุณหภูมิ ประสิทธิภาพ LED ส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิแวดล้อมของสภาพแวดล้อมการทำงาน การที่เรงอุณหภูมิของแอลอีดี จะทำให้ลดอายุการใช้งาน และอาจจะทำให้เกิดความเสียหายได้ จึงจำเป็นต้องติดตั้ง Heat Sink ที่เหมาะกับการใช้งาน

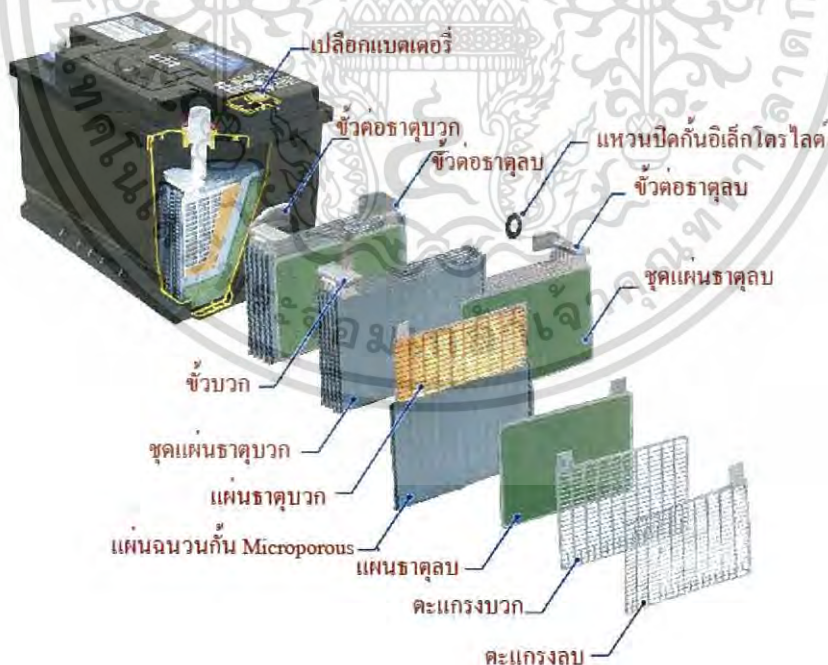
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 แบตเตอรี่

แบตเตอรี่ (Battery) คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่จัดเก็บพลังงานเพื่อไว้ใช้ต่อไป ถือเป็นอุปกรณ์ที่สามารถแปลงพลังงานเคมีให้เป็นไฟฟ้าได้โดยตรงด้วยการใช้เซลล์กัลวานิก (galvanic cell) ที่ประกอบด้วยขั้วบวกและขั้วลบ พร้อมกับสารละลายอิเล็กโทรไลต์ (electrolyte solution) แบตเตอรี่อาจประกอบด้วยเซลล์กัลวานิกเพียง 1 เซลล์ หรือมากกว่าก็ได้

แบตเตอรี่เป็นอุปกรณ์สำหรับจัดเก็บไฟฟ้าเท่านั้น ไม่ได้ผลิตไฟฟ้า สามารถประจุไฟฟ้าเข้าไปใหม่ (recharge) ได้หลายครั้งและประสิทธิภาพจะไม่เต็ม 100% จะอยู่ที่ประมาณ 80% เพราะมีการสูญเสียพลังงานบางส่วนไปในรูปความร้อนและปฏิกิริยาเคมีจากการประจุ/จ่ายประจุนั่นเอง แบตเตอรี่จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีราคาแพง และเสียหายได้ง่าย หากดูแลรักษาไม่ดียิ่งพอหรือใช้งานผิดวิธี รวมถึง อายุการใช้งานของแบตเตอรี่แต่ละชนิดจะแตกต่างกันไป เนื่องด้วยวิธีการใช้, การบำรุงรักษา, การประจุ และอุณหภูมิ ฯลฯ

แบตเตอรี่ที่เหมาะสมสำหรับใช้งานกับระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์มากที่สุดคือ แบตเตอรี่แบบจ่ายประจุสูง (Deep discharge battery) เพราะถูกออกแบบให้สามารถจ่ายพลังงานปริมาณมากหรือน้อยได้อย่างต่อเนื่องเป็นเวลานานๆ โดยไม่เกิดความเสียหาย เราจะสามารถใช้ไฟฟ้าที่เก็บอยู่ในแบตเตอรี่นี้ได้อย่างต่อเนื่องถึง 80% โดยแบตเตอรี่ไม่ได้รับความเสียหาย ซึ่งต่างจากแบตเตอรี่รถยนต์ที่ถูกออกแบบให้จ่ายพลังงานสูงในช่วงเวลาสั้นๆ ถ้าใช้ไฟฟ้ามากกว่า 20-30% ของพลังงานที่เก็บอยู่ จะทำให้อายุการใช้งานสั้นลงได้ ส่วนมากแบตเตอรี่ที่ใช้ในระบบโซลาร์เซลล์ จะมีลักษณะที่ฝาครอบด้านบนเปิดออกได้ เพื่อให้สามารถตรวจสอบเซลล์และเติมน้ำในเวลาที่เหมาะสมได้ เรียกว่า แบตเตอรี่แบบเซลล์เปิด (Open cell หรือ Unsealed หรือ Flooded cell battery) มีบางชนิดที่ถูกปิดแน่นและไม่ต้องการการซ่อมบำรุง เรียกว่า แบตเตอรี่แบบไม่ต้องดูแลรักษา (Maintenance free หรือ Sealed battery)



รูปที่ 2.12 ส่วนประกอบของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การทำงานของแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด ประกอบด้วยเซลล์หรือหมู่ของเซลล์ต่อเข้าด้วยกัน ในหมู่ของเซลล์ประกอบขึ้นด้วยกลุ่มของแผ่นธาตุทั้งแผ่นบวกและแผ่นลบ ซึ่งแผ่นธาตุทั้งบวกและลบทำจากโลหะต่างชนิดกันกันด้วยฉนวน เรียกว่า “แผ่นกั้น” โดยนำมาจุ่มไว้ใน “ELECTROLYTE” หรือที่เรียกว่า “น้ำกรดผสม” (Sulfuric Acid) น้ำกรดผสมจะทำปฏิกิริยากับแผ่นธาตุในเชิงเคมีเพื่อเปลี่ยนพลังงานเคมีเป็นพลังงานไฟฟ้า และแต่ละเซลล์สามารถจ่ายประจุไฟฟ้าได้ประมาณ 2 โวลต์ เซลล์ของแบตเตอรี่ส่วนมากจะถูกนำมาต่อเข้ากับ “แบบอนุกรม” (Series) ซึ่งจะเพิ่มโวลต์หรือแรงดันขึ้นเรื่อยๆ เช่น แบตเตอรี่ 12 โวลต์ จะต้องใช้จำนวนเซลล์ 6 เซลล์มาต่อกัน แบบอนุกรม, แบตเตอรี่ 24 โวลต์ ใช้ 12 เซลล์ เป็นต้น

การเกิดพลังงานไฟฟ้า แผ่นธาตุสองชนิด “แผ่นบวก” คือ LEAD DIOXIDE และ “แผ่นลบ” คือ SPONGE LEAD ถูกนำมาจุ่มลงในกรดผสม “แรงดัน” (Volt) ก็จะเกิดขึ้นที่ขั้วทั้งสอง เมื่อระบบแบตเตอรี่ครบวงจร กระแสก็จะไหลทันทีเพื่อเปลี่ยนพลังงานเคมีออกมาเป็นพลังงานไฟฟ้า ในกรณีนี้เรียกว่า “การคายประจุไฟ” (Discharge) ซึ่งตัวกรดในน้ำกรดผสมจะวิ่งเข้าทำปฏิกิริยาต่อแผ่นธาตุทั้งทางบวกและลบโดยจะค่อยๆ เปลี่ยนสภาพของแผ่นธาตุทั้งสองชนิดให้กลายเป็นตะกั่วซัลเฟต(Lead Sulfate) เมื่อแผ่นธาตุทั้งบวกและลบเปลี่ยนสภาพไปเป็นโลหะชนิดเดียวกัน คือ “ตะกั่วซัลเฟต” แบตเตอรี่ก็จะไม่มีสภาพของความแตกต่างทางแรงดันกระแส ก็จะทำให้กระแสหยุดไหลหรือไฟหมด

## ประเภทต่างๆของแบตเตอรี่

ที่อาจเกิดกับแบตเตอรี่และอุปกรณ์ไฟฟ้า โดยจะปิดสวิตซ์ อุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ต่อเชื่อม หากแรงดัน ของ ประเภทต่างๆของแบตเตอรี่ แบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท ดังนี้

- 1 แบบธรรมดา(Conventional) หรือ แบตเตอรี่ชนิดน้ำ เป็นแบตเตอรี่ ที่ใช้โลหะตะกั่วผสมพลวง เหมาะกับการใช้งานทั่วไป ราคาถูก เหมาะกับรถยนต์ที่ใช้งานทั่วไป
- 2 แบตเตอรี่แบบไฮบริด(HYBRID) หรือ ชนิดกึ่งแห้ง ใช้ตะกั่วผสมแคลเซียมในโครงแผ่นธาตุลบ เป็นเทคโนโลยีของญี่ปุ่น มีข้อดีคือ อายุการใช้งานทนทานกว่าแบตเตอรี่ธรรมดา และไม่ต้องกังวลเรื่องเติมน้ำกลั่น นอกจากนี้ในภาวะที่ใช้งานหนัก (Deep Cycle -Heavy Duty) เช่น รถบรรทุก,รถโดยสารและรถรับจ้าง
3. แบบแคลเซียม แมนเทนแนนซ์ฟรี (Calcium-Maintenance Free) หรือ แบตเตอรี่ชนิดแห้งใช้ตะกั่วผสมแคลเซียมทั้งในโครงแผ่นธาตุบวกและลบ มีคุณสมบัติดีกว่า HYBRID คือไม่ต้องเติมน้ำกลั่น ตลอดอายุการใช้งาน

## ความสามารถในการจัดเก็บพลังงาน

ความจุของแบตเตอรี่ในการบรรจุพลังงานมีหน่วยเป็น แอมแปร์-ชั่วโมง (Ampere-Hour; Ah) พลังงานในแบตเตอรี่ 12 V 100 Ah เท่ากับ 12V x 100Ah หรือ

$12V \times 100A \times 3600s$  จะได้เท่ากับ 4.32 MJ ถ้าแบตเตอรี่ 100 Ah เท่ากับว่าแบตเตอรี่จะจ่ายกระแส 1 แอมแปร์อย่างต่อเนื่องเป็นเวลา 100 ชั่วโมง หรือ แบตเตอรี่

จ่ายกระแส 10 แอมแปร์อย่างต่อเนื่องเป็นเวลา 10 ชั่วโมง เช่นเดียวกับแบตเตอรี่จ่ายกระแส 5 แอมแปร์อย่างต่อเนื่องเป็นเวลา 20 ชั่วโมง ซึ่งทั้งหมดนี้จ่าย กระแส

เท่ากับ 100 Ah ทั้งสิ้น จะเห็นได้ว่า แบตเตอรี่ที่มีความจุเท่ากันอาจมีความเร็วในการจ่ายกระแสต่างกันได้

ดังนั้น การจะทราบความจุของแบตเตอรี่ต้องทราบถึง อัตรา

เอ็กสาร์ทเป็นเอกสารที่ส่งมอบให้ฟรีแก่ผู้ใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจ่ายกระแสด้วย มักกำหนดเป็นจำนวนชั่วโมงของการจ่ายกระแสเต็มที่มีการกำหนดขนาดของแบตเตอรี่ สำหรับระบบเซลล์แสงอาทิตย์นั้น ขึ้นอยู่กับความจุของ แบตเตอรี่

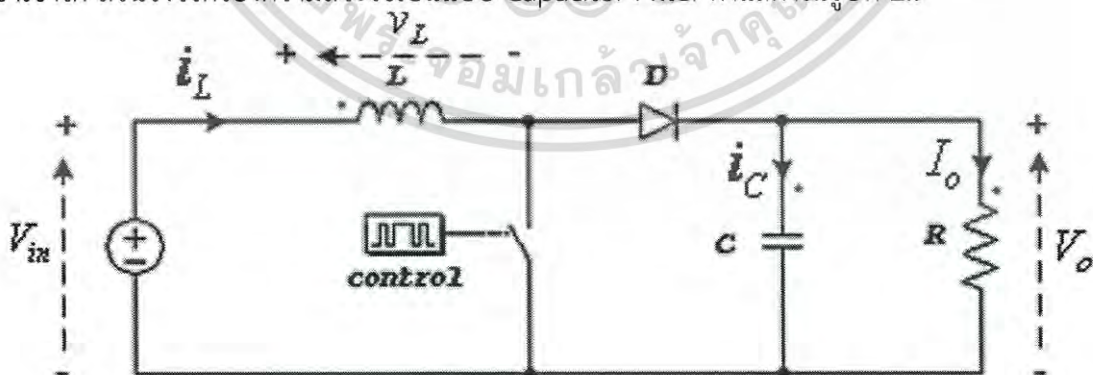
ในการจัดเก็บพลังงาน, อัตราการจ่ายประจุสูงสุด, อัตราการประจุสูงสุดและอุณหภูมิต่ำสุดที่จะนำแบตเตอรี่ไปใช้งาน (อุณหภูมิที่ได้ผลดีที่สุดของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด คือ 77 F หรือประมาณ 60-80 F)

### ข้อควรระวังเกี่ยวกับแบตเตอรี่

1. อย่าให้แบตเตอรี่จ่ายกระแสไฟเกินความสามารถ (Over Discharge) เพราะทำให้แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานสั้นลงกว่าปกติ
2. อย่าประจุไฟแบตเตอรี่มากเกินไป ควรประจุไฟให้ถูกต้องเหมาะสม มิเช่นนั้นแบตเตอรี่จะเสื่อมสภาพเร็วขึ้น
3. อย่าให้อุณหภูมิของ Electrolyte สูงเกินกว่า 50 °C
4. รักษาแบตเตอรี่ให้แห้ง สะอาดอยู่เสมอ เพื่อป้องกันการรั่วซึมและผุกร่อน
5. อย่านำโลหะหรือเครื่องมือ เช่น ประแจหรือไขควงวางบนสะพานไฟ (Connector) เพราะอาจเกิดการ Spark สะกิดไฟ ทำให้แบตเตอรี่ชำรุดเสียหาย
6. อย่าสูบบุหรี่บริเวณที่มีการประจุไฟแบตเตอรี่
7. ตรวจสอบทุกครั้งเมื่อมีการเชื่อมต่อ Plug ของแบตเตอรี่เข้ากับ Plug ของ Charger หรือ Truck ต้องเป็นขนาดเดียวกัน และขั้วบวก ลบ ถูกต้อง
8. อย่าถอดหรือขยับ Plug เมื่อมีการ On Charger หรือ On Key Switch ของ Truck
9. ถอด Plug ออกทุกครั้งเมื่อเลิกใช้ Truck หรือ เลิกการประจุไฟแบตเตอรี่

## 2.6 วงจรทระดับแรงดันไฟตรง (Boost Converter)

Boost Converter เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟตรงขาออกให้สูงกว่าแรงดันไฟตรงขาเข้าได้ ส่วนวงจรกรองความถี่จะใช้เป็นแบบ Capacitor Filter ดังแสดงในรูปที่ 2.9



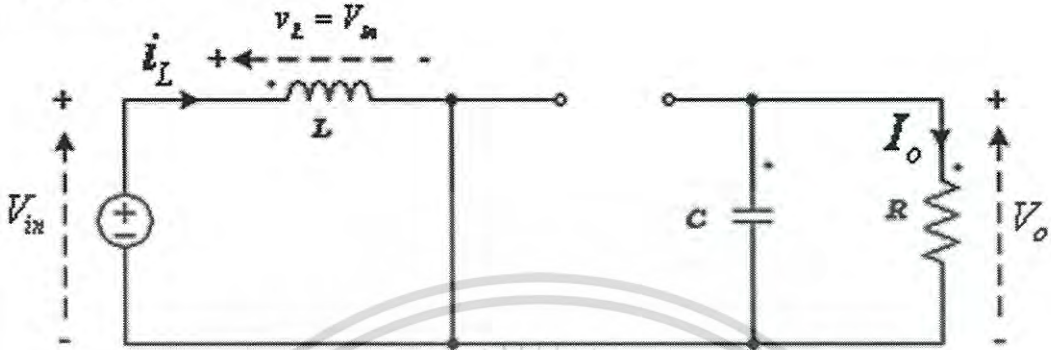
รูปที่ 2.13 โครงสร้างวงจร Boost Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางาน

การทํางานของ Boost Converter แบ่งเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

-ขณะสวิตช์นำกระแส



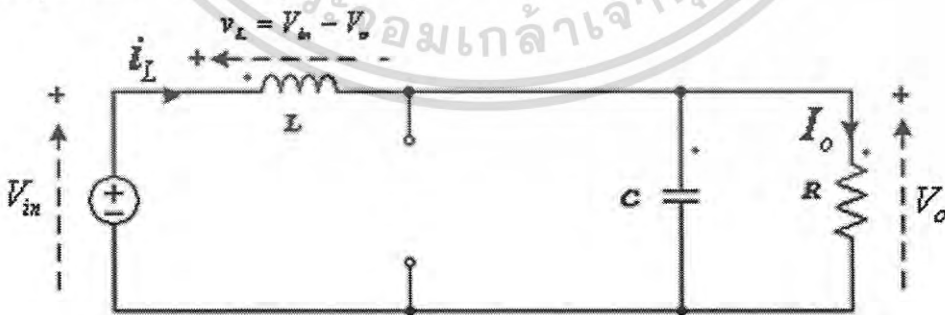
รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์นำกระแส

กระแสจากแหล่งจ่ายจะไหลวนผ่านตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.16 ส่วนไดโอดจะได้รับ Reverse Bias กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านไปด้านขาออกได้ ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

$$V_L = V_{in} \tag{2.2}$$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L}\right) DT \tag{2.3}$$

- ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลของ Boost Converter ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยทันทีซึ่งทำให้ไดโอดได้รับ Forward Bias ทำให้กระแสสามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการที่สำคัญดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

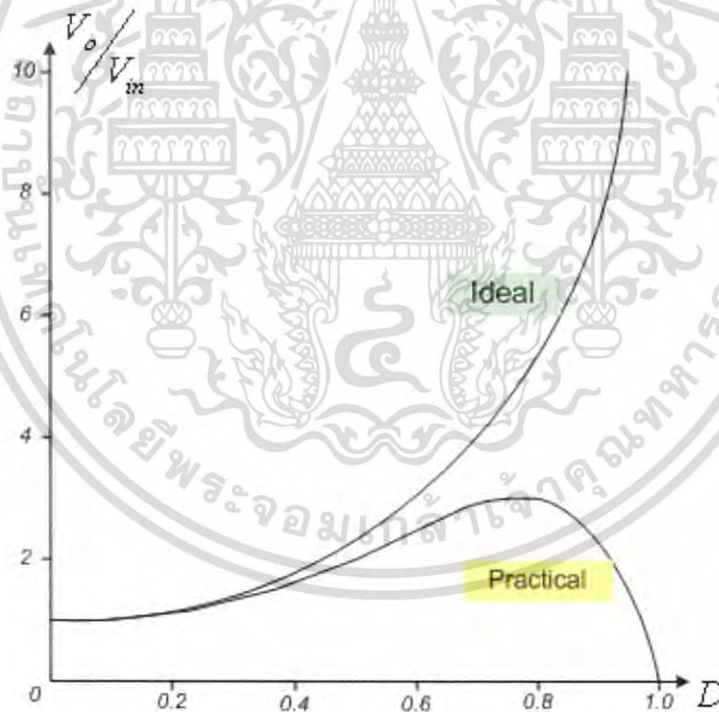
$$V_L = V_{in} - V_o \quad (2.4)$$

$$\Delta i_{L,on} = \left( \frac{V_{in} - V_o}{L} \right) (1 - D) T \quad (2.5)$$

เนื่องจากในขณะสภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส และขณะสวิตช์หยุดนำกระแส จะสมดุลกัน ( $\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0$ ) ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันของวงจรดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.6)$$

อย่างไรก็ตามอัตราขยายแรงดันของ Boost Converter ในทางปฏิบัติจะมีค่าไม่เกิน 3.14 เท่า(โดยประมาณ) เท่านั้น ดังแสดงด้วยกราฟความสัมพันธ์ ในรูปที่ 2.12

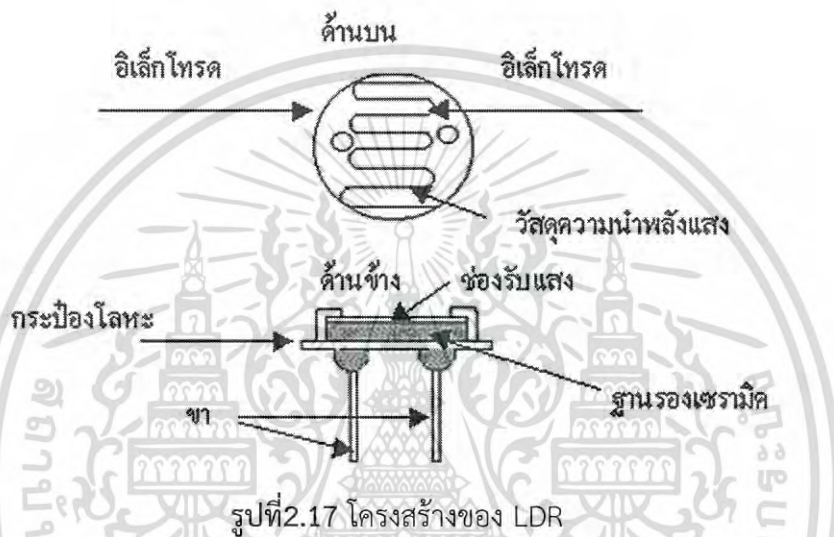


รูปที่ 2.16 กราฟความสัมพันธ์ ( $V_o/V_{in}$ ) กับ Duty Cycle ของ Boost Converter เชิงทฤษฎีและปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

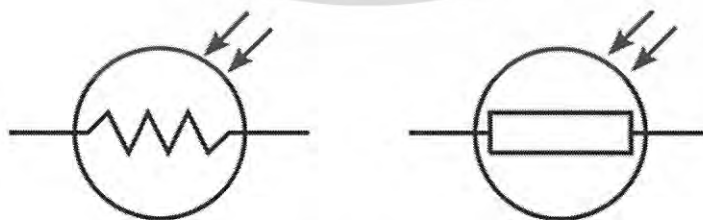
## 2.7 LDR: Light Dependent Resistor

LDR (Light Dependent Resistor) คือตัวต้านทานปรับค่าตามแสง ตัวต้านทานชนิดนี้สามารถเปลี่ยนความนำไฟฟ้าได้เมื่อมีแสงมาตกกระทบ โฟโตริซิสเตอร์ (Photo Resistor) หรือ โฟโตคอนดักเตอร์ (Photo Conductor) เป็นตัวต้านทานที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ประเภทแคดเมียมซัลไฟด์ (Cds : Cadmium Sulfide) หรือแคดเมียมซีลีไนด์ (CdSe : Cadmium Selenide) ซึ่งทั้งสองตัวนี้ก็เป็นสารประเภทกึ่งตัวนำ เอามาฉาบลงบนแผ่นเซรามิกที่ใช้เป็นฐานรองแล้วต่อขาจากสารที่ฉาบไว้ ออกมา โครงสร้างของ LDR



### การทำงานของ LDR

เมื่อเวลาที่มีแสงตกกระทบลงไปก็จะถ่ายทอดพลังงานให้กับสาร ที่ฉาบอยู่ ทำให้เกิดโฮลกับอิเล็กตรอนวิ่งกันพล่าน การที่มีโฮล กับอิเล็กตรอนอิสระนี้มากก็เท่ากับ ความต้านทานลดลงนั่นเอง ยิ่ง ความเข้มของแสงที่ตกกระทบมากเท่าไร ความต้านทานก็ยิ่งลดลงมากเท่านั้น ดังนั้นเมื่อ LDR ถูกแสงตกกระทบจะทำให้ ตัว LDR มีความต้านทานลดลง และเมื่อไม่มีแสงตกกระทบจะมีความต้านทานมากขึ้น



รูปที่ 2.18 สัญลักษณ์ของ LDR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 ตัวอุปกรณ์ของ LDR

LDR มักถูกนำมาใช้ในวงจร switch ทางแสง ปิด-เปิดไฟด้วยแสง วัดความเข้มแสง ฯลฯ

ตัวอย่างการนำ LDR ไปใช้งานเบื้องต้น



รูปที่ 2.20 ตัวอย่างวงจรการใช้งาน LDR อย่างง่าย

จากวงจรเมื่อมีแสงสว่างตกกระทบ LDR ค่าความต้านทานของ LDR ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อม LDR ลดลง ส่งผลให้ ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน Load แต่เมื่อไม่มีแสงตกกระทบ LDR ค่าความต้านทาน LDR สูงขึ้น แรงดันตกคร่อม LDR สูงขึ้นทำให้ ทรานซิสเตอร์นำกระแส กระแสไฟฟ้าไหลผ่าน Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กำหนดค่า  $R_{FB2} = 100k \Omega$  จากการแทนค่าลงในสมการ 3.2 จะได้

$$R_{FB1} = 309k \Omega$$

ตัวต้านทานที่ขนานกันระหว่าง  $R_{FB1}$  และ  $R_{FB}$  มีค่าเท่ากับ  $R_{FB1} \parallel R_{FB2} = 75.5k \Omega$  เพื่อตอบสนองความต้านทานเทียบเท่า  $250k$  กับขา VFB

$$R_{FB3} = 250k - 75.5k$$

$$R_{FB3} = 174.5k.$$

โดยในการคำนวณหาค่าความต้านทานส่งกระแส สำหรับค่าจากสมการ 3.3

$$R_{SENSE} = \frac{0.1}{I_{CHG(MAX)}} \quad (\Omega) \quad \text{โดยที่ } I_{CHG(MAX)} = 1 \text{ A} \quad (3.3)$$

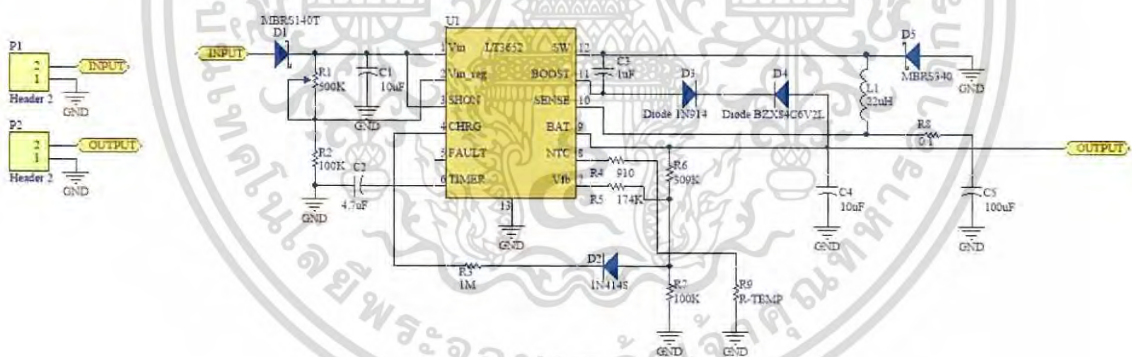
$$R_{SENSE} = 0.1 \Omega$$

โดยในการคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ จากสมการ 3.4

$$L = \frac{10 \cdot R_{SENSE}}{\Delta I_L} \cdot V_{BAT(FLT)} \cdot \left(1 - \frac{V_{BAT(FLT)}}{V_{IN(MAX)}}\right) \quad (3.4)$$

$$L = \frac{10 \cdot 0.1}{0.25} \cdot 13.5 \cdot \left(1 - \frac{13.5}{23}\right)$$

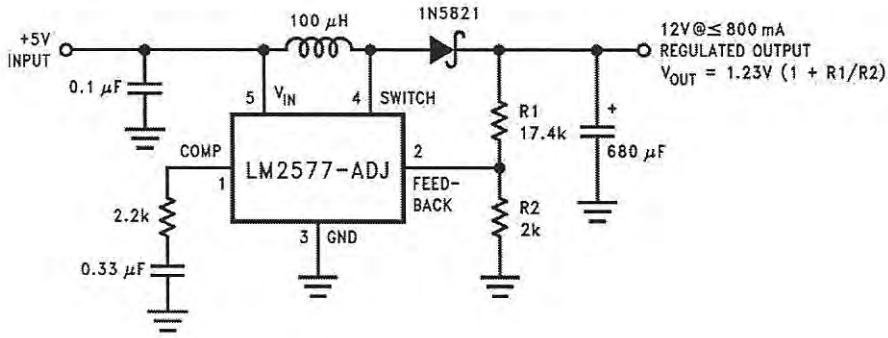
$$L = 22.3 \mu H$$



รูปที่ 3.2 Schematic วงจร MPPT Charge Controller โดยใช้ IC LT3652

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 การทำงานของ LM 2577



รูปที่ 3.3 วงจร Adjustable Output Voltage โดยใช้ LM 2577

การออกแบบเพื่อให้ได้  $V_{out}$  ตามที่ต้องการสามารถศึกษาได้จาก Data sheet ของ LM2577 โดยใช้สูตรคำนวณดังนี้

$$V_{out} = 1.23V \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3.5)$$

ดังนั้นเราจะหาค่าความต้านทาน ได้จากสมการที่ 3. โดยในที่นี้เราต้องการ  $V_{out} = 12V$  และกำหนด  $R_2 = 2k\Omega$  แทนค่าในสมการที่ 3.5

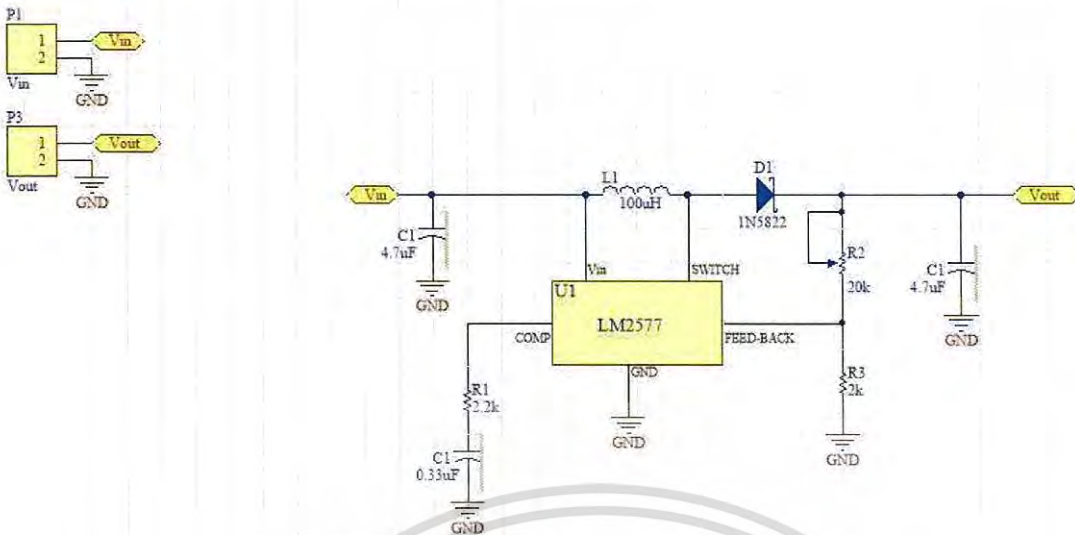
$$12 = 1.23V \left(1 + \frac{R_1}{2k}\right)$$

$$\left(\frac{12}{1.23} - 1\right) 2k = R_1$$

$$R_1 = 17.512k\Omega$$

จากการออกแบบ  $R_1$  จะใช้ค่าประมาณ  $20k\Omega$  ซึ่งจะเป็ตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อให้ได้ความละเอียดสูงที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 Schematic วงจร Adjustable Output Voltage โดยใช้ LM 2577

### 3.2.3 Microcontroller

เราได้เลือกใช้ Arduino (UNO R3) เนื่องจากสามารถสร้างสัญญาณ PWM และมีพอร์ตในการส่งรับข้อมูลและมีอินพุตมีเอาต์พุตมากใช้งานได้ง่ายได้

หน้าที่หลักของ Microcontroller คือ

- ตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าจากแบตเตอรี่
- สร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้ในการการปรับ Duty Cycle
- ควบคุมการปล่อยสัญญาณ PWM โดยขึ้นอยู่กับความสว่างของแสงภายนอกโดยใช้ Photo resistor LDR Light Sensor



รูปที่ 3.5 Photo resistor LDR Light Sensor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 Arduino UNO R3

### ตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าจากแบตเตอรี่

ตรวจสอบเพื่อควบคุมพลังงานที่มีอยู่ หากแรงดันไฟฟ้าที่ออกจากแบตเตอรี่มีค่ามาก ไมโครคอนโทรลเลอร์จะจ่ายสัญญาณ PWM ที่มีค่าDuty Cycle ที่สูงเพื่อให้ความสว่างมาก แต่หากแบตเตอรี่ให้แรงดันไฟฟ้าที่มีค่าต่ำ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะจ่ายสัญญาณ PWM ที่มีค่าDuty Cycle ที่ต่ำลงเพื่อประหยัดพลังงานให้กับระบบ



รูปที่ 3.7 Volt Meter Sensor

```
void loop() {
  LDRval = analogRead(ldr);
  float temp;
  val11 = analogRead(voltage);
  temp = val11 / 4.092;
  val11 = (int)temp; //
  val2 = (((val11 % 1000) / 10.0));
```

รูปที่ 3.8 คำสั่งตรวจสอบแรงดันจากแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้ในการการปรับ Duty Cycle

สร้างสัญญาณ PWM ให้แก่วงจรขับหลอด LED โดยสร้างที่ความถี่ 1 KHz และปรับค่า Duty Cycle ของสัญญาณที่จ่ายออกไปเพื่อควบคุมความสว่างของหลอดไฟ LED

```
int voltage = A0;
float ldr = A1;
int LDRval = 0;
int val11;
float val2;
void setup(){
  Serial.begin(9600);
  pinMode(6, OUTPUT);
}
void loop(){
  LDRval = analogRead(voltage);
  //Serial.println(LDRval);
  //delay(1000);
  float temp;
  val11 = analogRead(ldr);
  temp = val11 / 4.092;
  val11 = (int)temp; //
  val2 = (((val11 % 1000) / 10.0));
  //Serial.println(val2);
  //delay(1000);
  if (LDRval >= 0 && LDRval <= 500) {
    digitalWrite(6, LOW);
  }
  else if (LDRval <= 600) {
    if (val2 > 6) {
      digitalWrite(6, HIGH);
      delayMicroseconds(500);
      digitalWrite(6, LOW);
      delayMicroseconds(500);
    }
    else if (val2 <= 6) {
      digitalWrite(6, HIGH);
      delayMicroseconds(500);
      digitalWrite(6, LOW);
      delayMicroseconds(500);
    }
  }
  else if (LDRval <= 800) {
    if (val2 > 6) {
      digitalWrite(6, HIGH);
      delayMicroseconds(650);
      digitalWrite(6, LOW);
      delayMicroseconds(350);
    }
    else if (val2 <= 6) {
      digitalWrite(6, HIGH);
      delayMicroseconds(650);
      digitalWrite(6, LOW);
      delayMicroseconds(350);
    }
  }
  else if (LDRval > 800) {
    if (val2 > 6) {
      digitalWrite(6, HIGH);
      delayMicroseconds(800);
      digitalWrite(6, LOW);
      delayMicroseconds(200);
    }
    else if (val2 <= 6) {
      digitalWrite(6, HIGH);
      delayMicroseconds(650);
      digitalWrite(6, LOW);
      delayMicroseconds(350);
    }
  }
}
```

รูปที่ 3.9 คำสั่งควบคุมการสร้างสัญญาณPWMและปรับค่าDuty Cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่า Duty Cycle

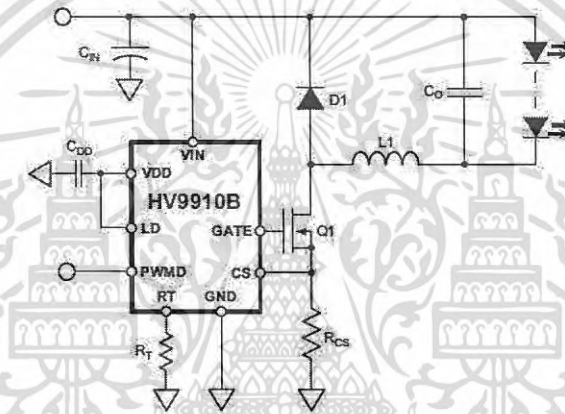
ค่าการคำนวณหา Duty Cycle สามารถได้จากสมการ ดังนี้

$$\text{Duty Cycle} = \frac{T - T_{off}}{T} \times 100 = \frac{T_{on}}{T} \times 100 \quad (3.6)$$

คาบเวลา(T) หาจาก

$$T = \frac{1}{f} \quad (3.7)$$

### 3.2.4 การทำงานของ LED Driver



รูปที่ 3.10 วงจร LED Driver โดยใช้ IC HV9910

โดยการออกแบบเราสามารถดูได้จาก Data sheet ของ HV9910 โดยใช้สูตรคำนวณตามนี้

$$t_{osc}(\mu s) = \frac{R_T(k\Omega) + 22}{25} \quad (3.8)$$

$$t_{osc}(\mu s) = \frac{464k +}{25}$$

$$t_{osc}(\mu s) = 19.44\mu s$$

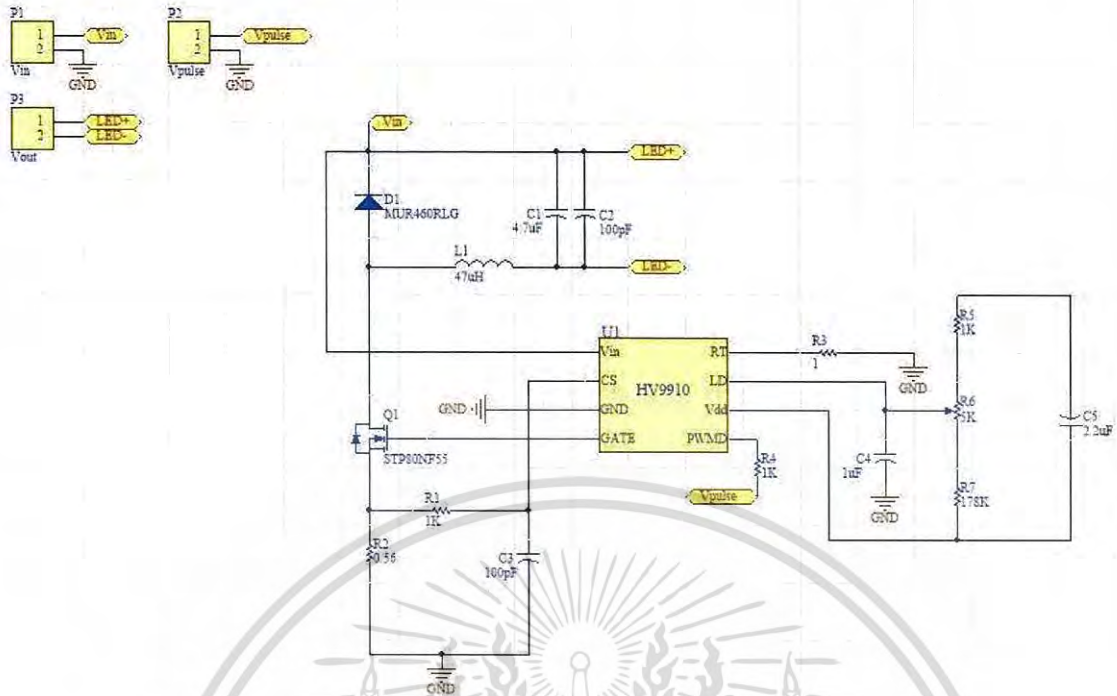
และค่า  $R_{CS}$  หาจาก

$$R_{CS} = \frac{0.25 \text{ or } V_{LD}}{1.15 \times I_{LED}(A)} \quad (3.9)$$

$$R_{CS} = \frac{0.25}{1.15 \times .35(A)}$$

$$R_{CS} = 0.62\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 Schematic วงจร LED Driver โดยใช้ IC HV9910

### 3.3 เครื่องมือและวิธีการวิจัยการทดลอง

#### 3.3.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัยผลการทดลอง

- Solar Cell สำหรับการทดสอบวงจร
- Power Supply สำหรับการทดสอบวงจร
- Active Load สำหรับการทดสอบวงจร
- Multimeter สำหรับวัดค่าต่างๆ
- Oscilloscope สำหรับวัดและวิเคราะห์กราฟผลการทดลอง

#### 3.3.2 วิธีการวิจัยการทดลอง

ออกแบบวงจรและคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แล้วนำวงจรมาต่อในบอร์ดทดลอง วัดค่าต่างๆจนได้ค่าที่ถูกต้องแล้ว จึงออกแบบลายวงจร PCB เพื่อนำมาทำบอร์ดวงจรจริง

### 3.4 ขั้นตอนออกแบบและสร้างเครื่องมือ

- 3.4.1 วาดวงจร Schematic
- 3.4.2 ออกแบบลายปรินวงจร PCB
- 3.4.3 กัดปรินลายวงจร
- 3.4.4 ลงอุปกรณ์ลงในแผ่นวงจร
- 3.4.5 ทดสอบวงจร สังเกตการทำงาน และ บันทึกผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

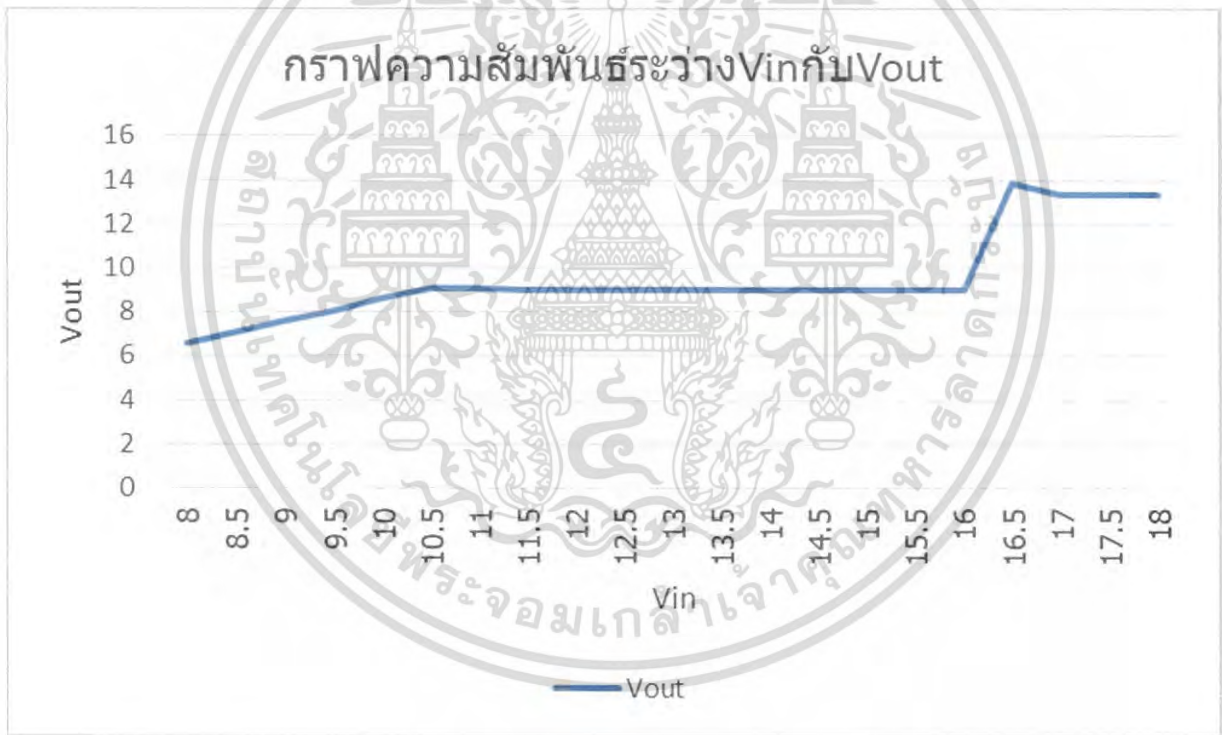
### ผลการทดลอง

#### 4.1 ค่าเอาต์พุตที่วัดค่าได้จาก วงจร MPPT Charge Controller

จากการทดลองจ่ายไฟให้กับวงจร MPPT Charge Controller โดยให้ค่าอินพุตที่ให้อยู่ในช่วง 8-18V ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร MPPT Charge Controller และค่าเอาต์พุตที่ได้

Vin	8	8.5	9	9.5	10	10.5	11	11.5	12	12.5	
Vout	6.58	7.1	7.62	8.08	8.65	9.1	9.08	8.97	8.97	9.02	
Vin	13	13.5	14	14.5	15	15.5	16	16.5	17	17.5	18
Vout	9.02	9.02	9.02	9.01	9.01	9	9.01	13.89	13.34	13.36	13.33



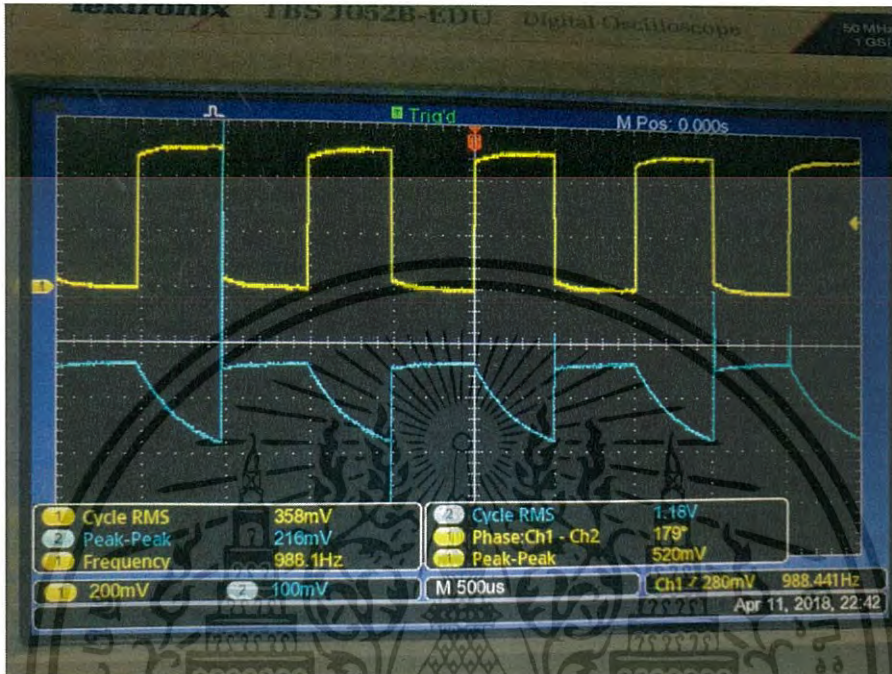
รูปที่ 4.1 กราฟเอาต์พุตที่วัดค่าได้จาก วงจร MPPT Charge Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

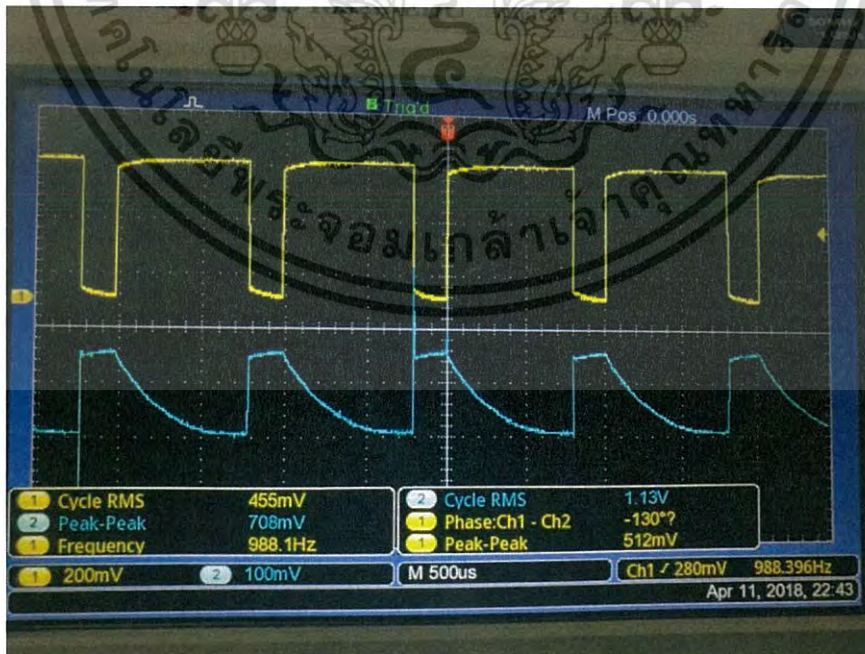
## 4.2 การสร้างสัญญาณพัลส์

### 4.2.1 วัดสัญญาณที่สร้างจากคอนโทรลเลอร์ (CH 1) กับสัญญาณที่ LED (CH 2) ที่ความถี่ต่างๆ

สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 kHz



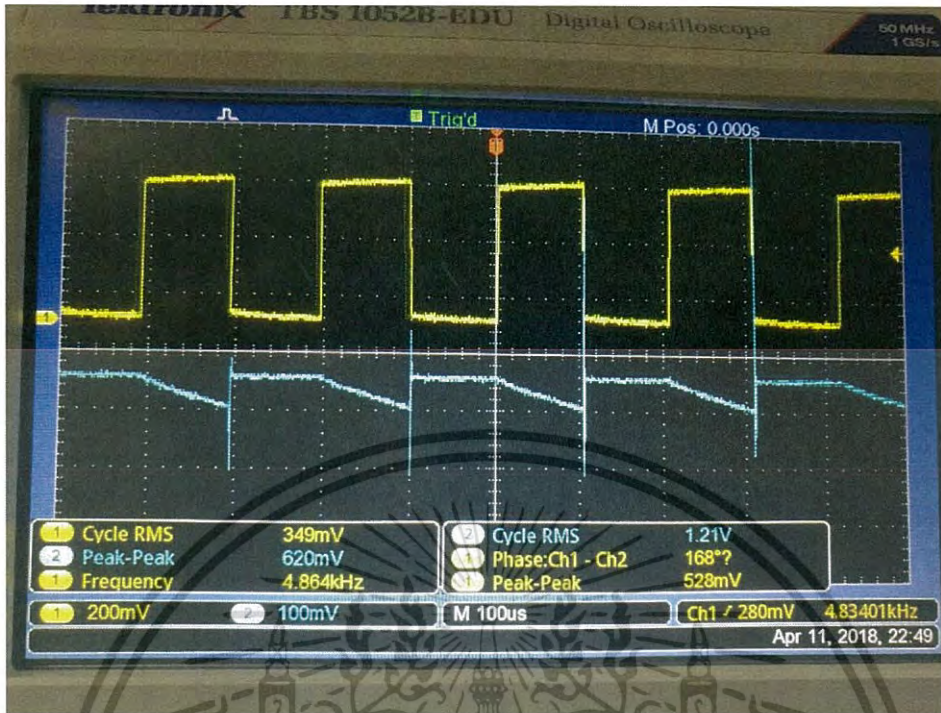
รูปที่ 4.2 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 50%



รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณพัลส์ความถี่ 5 kHz



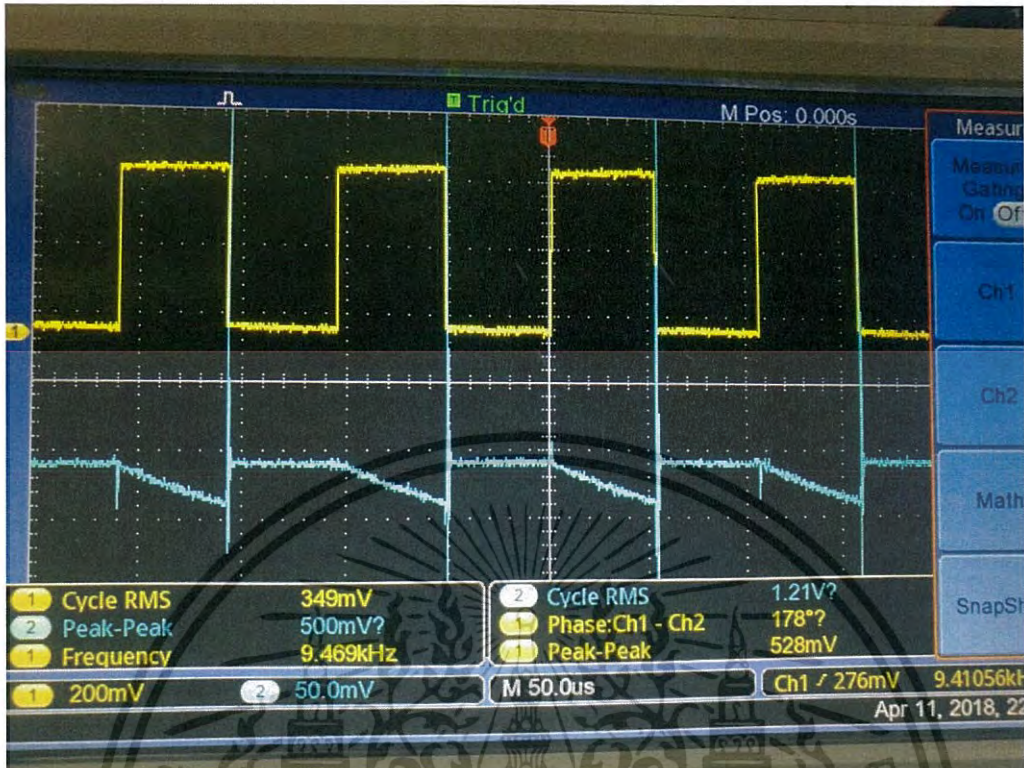
รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 5 KHz Duty Cycle 50%



รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 5 KHz Duty Cycle 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณพัลส์ความถี่ 10 kHz



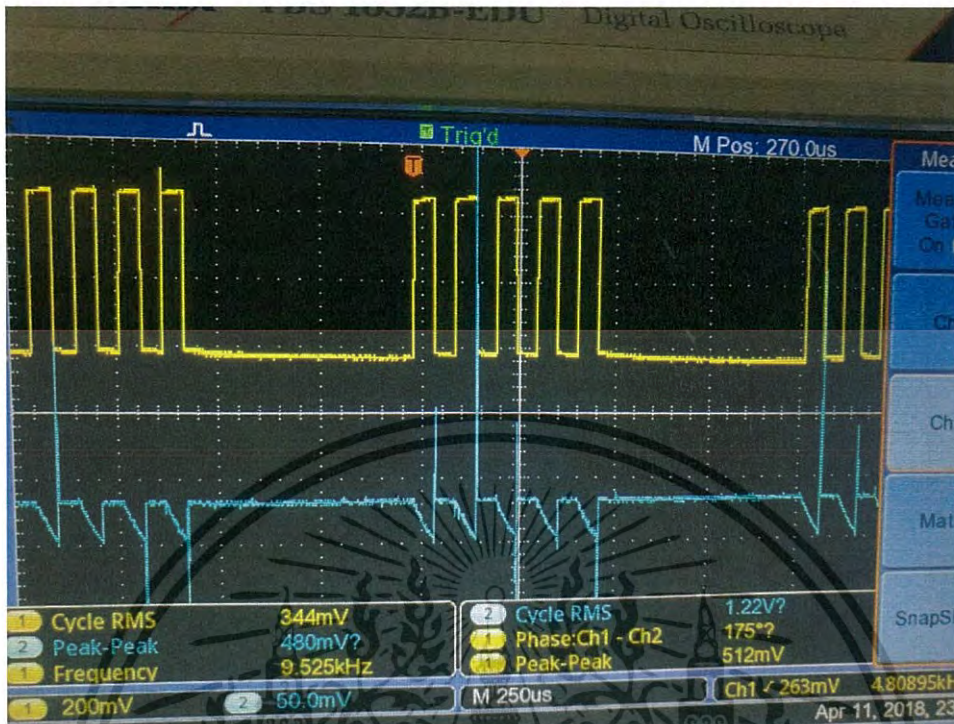
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 50%



รูปที่ 4.7 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณพัลส์ความถี่ 1 kHz ที่มีสัญญาณพัลส์เล็กซ้อนภายในพัลส์ใหญ่



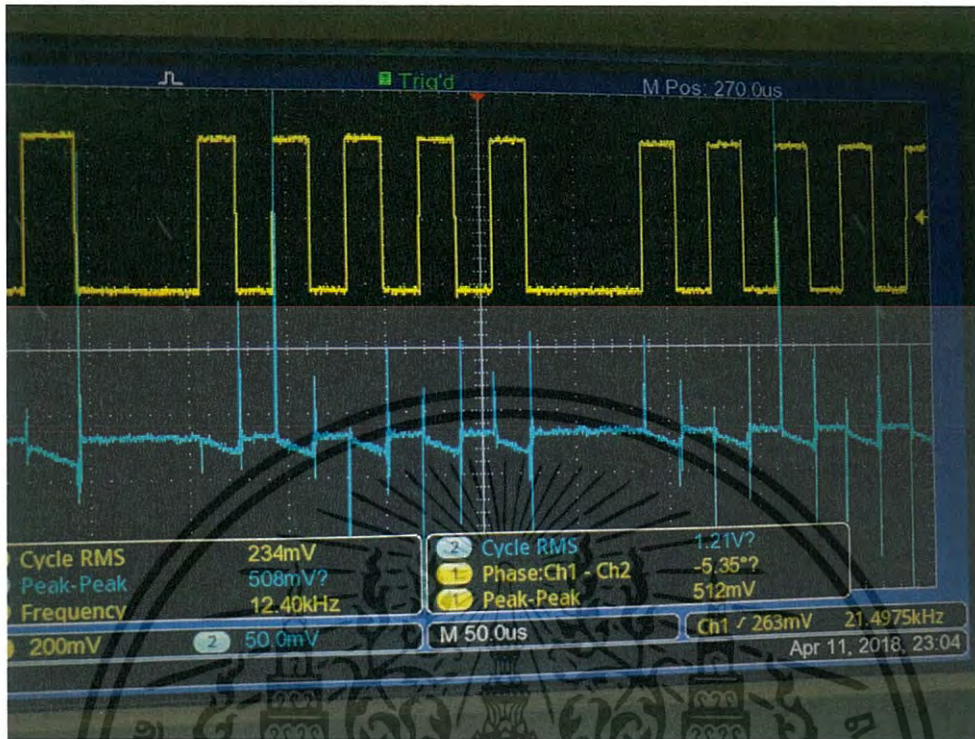
รูปที่ 4.8 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 50%



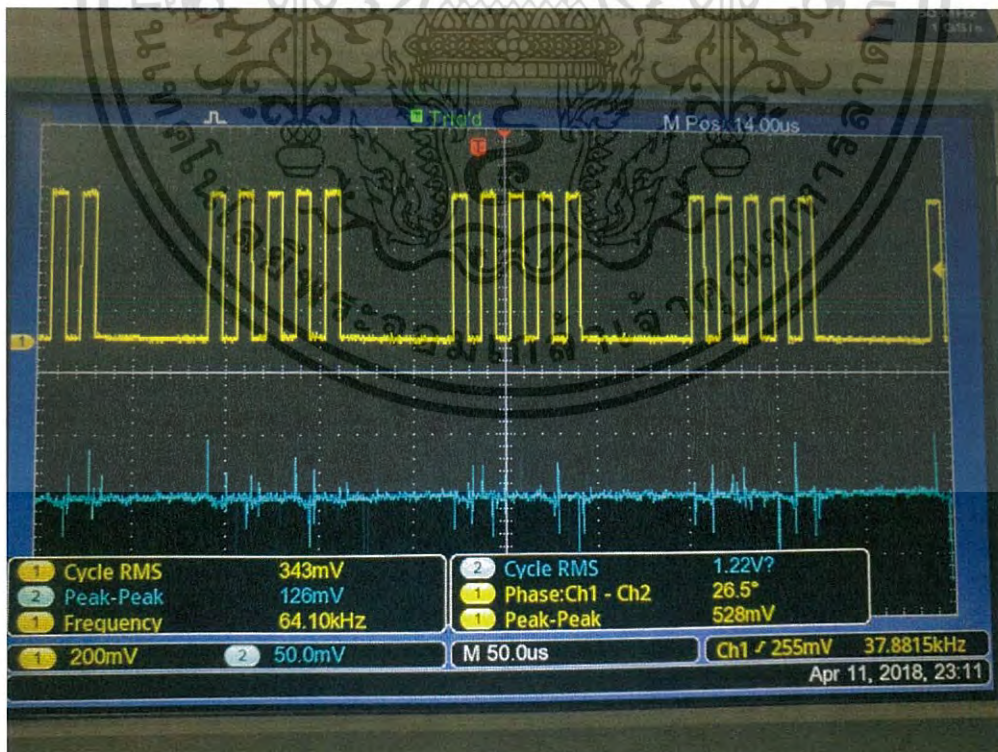
รูปที่ 4.9 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 1 KHz Duty Cycle 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณพัลส์ความถี่ 5 kHz ที่มีสัญญาณพัลส์เล็กซ้อนภายในพัลส์ใหญ่



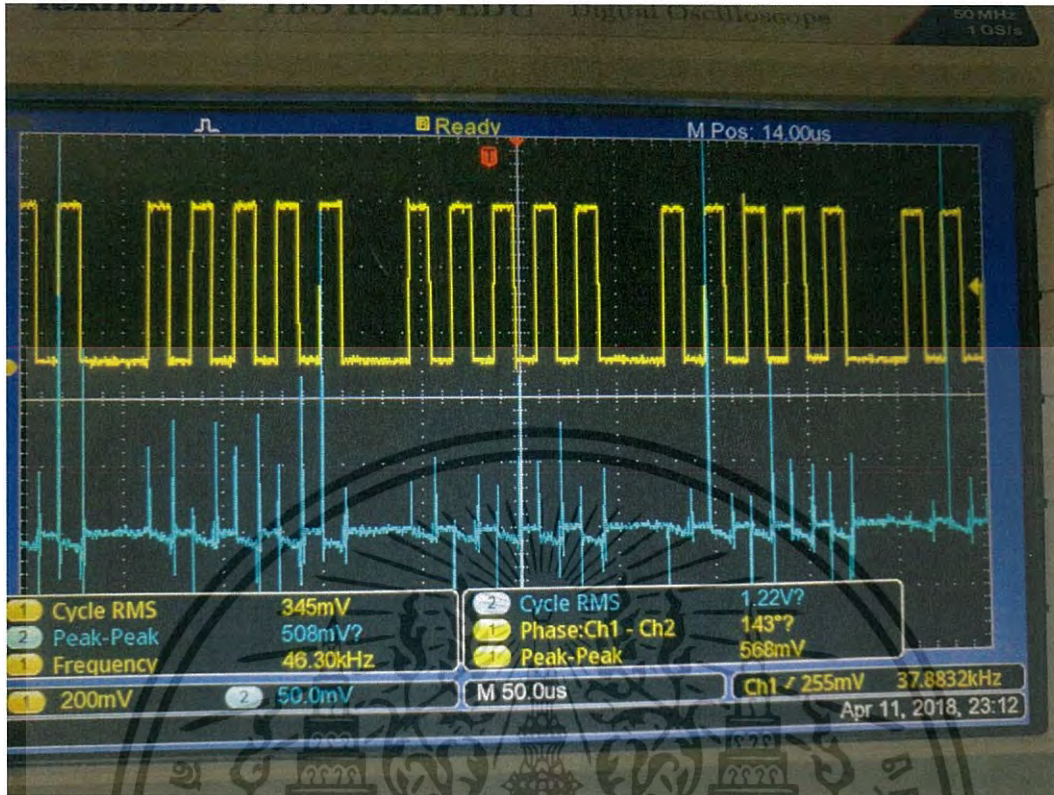
รูปที่ 4.10 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 5 KHz Duty Cycle 50%



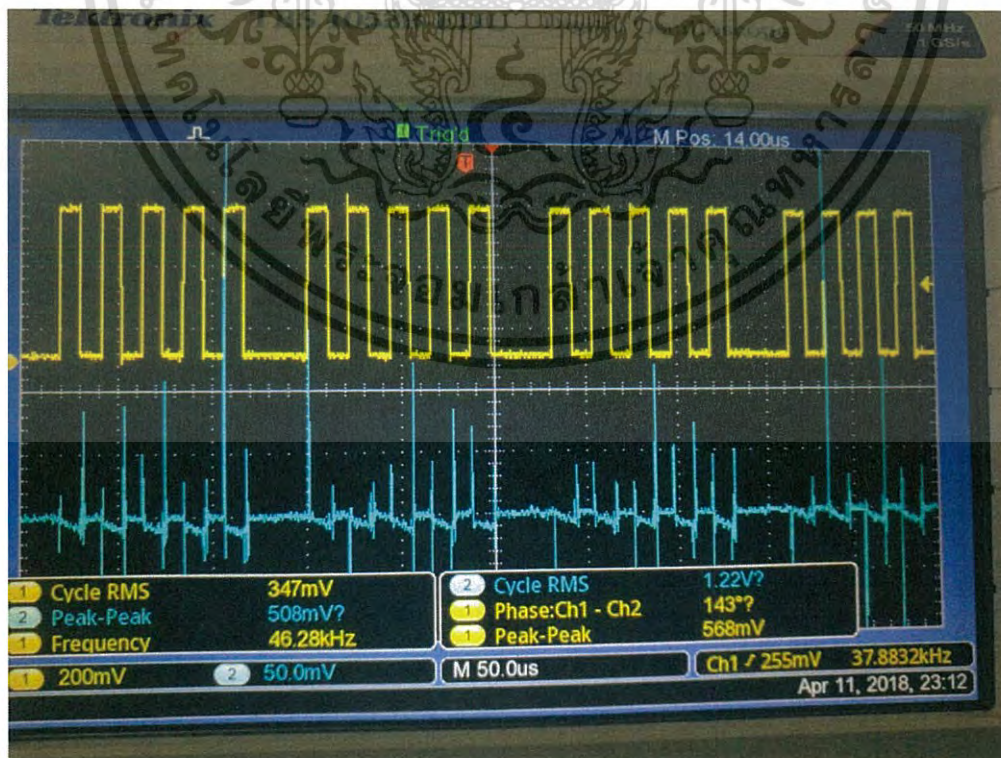
รูปที่ 4.11 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 5 KHz Duty Cycle 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณพัลส์ความถี่ 10 kHz ที่มีสัญญาณพัลส์เล็กซ้อนภายในพัลส์ใหญ่



รูปที่ 4.12 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 50%



รูปที่ 4.13 สัญญาณพัลส์ที่ความถี่ 10 KHz Duty Cycle 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การทดสอบจ่ายสัญญาณพัลส์จาก Arduino เข้า LED Driver

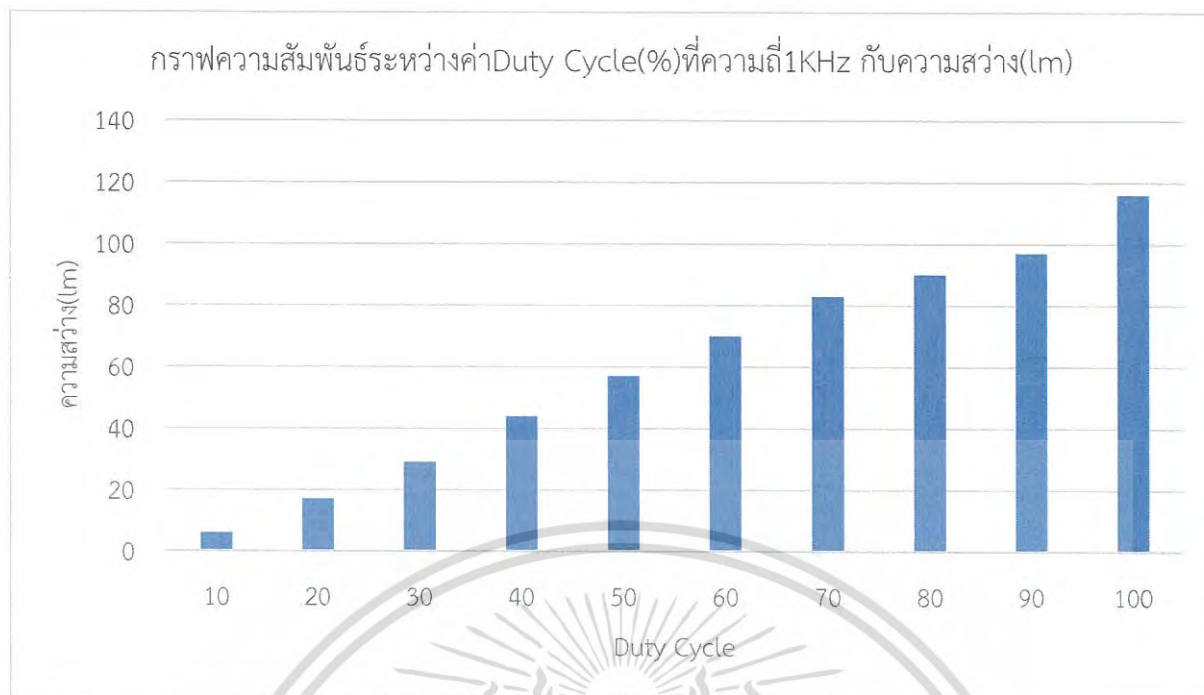
ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงประสิทธิภาพพวงจรมะจ่ายสัญญาณพัลส์แบบไม่มี Loop

f(Hz)	DT	Vrc(V)	I led(A)	Pout(watt)	lum	lum/watt
800	50	0.110	0.114	0.693	45	64.935
1000	10	0.010	0.012	0.064	6	93.750
1000	20	0.027	0.021	0.115	17	147.826
1000	30	0.050	0.038	0.157	29	184.713
1000	40	0.076	0.065	0.383	44	114.882
1000	50	0.104	0.094	0.568	57	100.352
1000	60	0.134	0.127	0.788	70	88.830
1000	70	0.162	0.159	1.011	83	82.096
1000	80	0.193	0.190	1.233	90	72.992
1000	90	0.227	0.218	1.452	97	66.804
1000	100	0.262	0.248	1.681	116	69.006
1200	50	0.098	0.079	0.454	50	110.132

ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงประสิทธิภาพพวงจรมะจ่ายสัญญาณพัลส์แบบมี Loop

f(Hz)	DT	Vrc(V)	I led(A)	Pout(watt)	lum	lum/watt
800	50	0.116	0.019	0.103	11.000	106.796
1000	10	0.010	0.003	0.015	12.000	133.334
1000	20	0.025	0.005	0.026	13.000	115.384
1000	30	0.043	0.007	0.037	15.000	135.135
1000	40	0.065	0.010	0.050	17.000	140.000
1000	50	0.094	0.015	0.081	18.000	123.456
1000	60	0.134	0.020	0.109	20.000	110.091
1000	70	0.181	0.027	0.149	22.000	100.671
1000	80	0.228	0.033	0.183	23.000	103.825
1000	90	0.259	0.039	0.219	24.000	100.456
1000	100	0.291	0.046	0.282	25.000	95.420
1200	50	0.080	0.023	0.124	26.000	72.580

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าDuty Cycle(%)ที่ความถี่1KHz กับความสว่าง(lm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลอง

#### 5.1 สรุปผลการทดลอง

โครงการนี้จัดทำขึ้นเพื่อสร้างอุปกรณ์ให้แสงสว่างจากหลอดไฟ LED โดยใช้พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ โดยมี ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวควบคุมการปล่อยสัญญาณ PWM และปรับค่า Duty Cycle โดยจะขึ้นอยู่กับระดับแรงดันของแบตเตอรี่และความสว่างภายนอก มีวงจรชาร์จแบตเตอรี่แบบ MPPT เป็นตัวรักษาระดับการชาร์จพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้สูงที่สุด ชาร์จให้กับแบตเตอรี่ขนาด 6 โวลต์ จากนั้นจ่ายไฟตรงเพื่อเป็นไฟเลี้ยงให้แก่ Arduino UNO R3 ซึ่งทำหน้าที่จ่ายสัญญาณ PWM ให้แก่ LED Driver วัตระดับแรงดันแบตเตอรี่และวัดความสว่างภายนอกโดยจ่ายสัญญาณที่มีความถี่ 1KHz ค่า Duty Cycle จะมีค่า 50%, 65% และ 80% โดยในช่วงที่ภายนอกมีความสว่างมากจะไม่มี การจ่ายสัญญาณตามความต้องการ

#### 5.2 ปัญหาและอุปสรรคการทำงาน

ในการทดลองช่วงแรกเมื่อทดลองจ่ายไฟเข้าวงจร MPPT แล้วพบว่าเอาต์พุตที่ออกมาไม่เป็นตามที่ต้องการเนื่องจากตัวอุปกรณ์มีปัญหา และในการทดลองโปรแกรมสร้างสัญญาณพัลส์จากไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นไม่สามารถจ่ายสัญญาณได้เนื่องจากตัว Arduino เสียหายจึงต้องนำตัวใหม่มาเปลี่ยน และในการทดลองนำอุปกรณ์ทุกตัวมาต่อรวมกันเกิดปัญหาเมื่อต่อไฟจากแบตเตอรี่แล้ว LED ไม่ทำงาน เกิดจากการต่อสายไฟไม่แน่นและมีการต่อสายไฟสลับกันซึ่งได้แก้ปัญหาลแล้ว

#### 5.3 ข้อเสนอแนะ

ในการทดลองควรตรวจสอบสภาพของอุปกรณ์แต่ละชนิดว่ามีการเสียหายหรือไม่ การออกแบบวงจร drive ต้องมีประสิทธิภาพมากกว่านี้

## บรรณานุกรม

- ประภากร สุวรรณะ และสมศักดิ์ ชุ่มช่วย, “วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1”, ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 456 หน้า, 2545. ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์. พ.ศ. 2554. “ปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ 3”. ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Ssknowledge (2560). ความหมายและชนิดของแบตเตอรี่(ออนไลน์). <https://solarsmileknowledge.com/battery>, 10 ตุลาคม 2560
- Ssknowledge (2560). โซลาร์เซลล์(ออนไลน์). <https://solarsmileknowledge.com/solar-cell/>, 10 ตุลาคม 2560
- ThaiEasyElec.com (2560). แนะนำเพื่อนใหม่ที่ชื่อ Arduino (ออนไลน์). <http://www.thaieasyelec.com/article-wiki/basic-electronics/บทความ-arduino-คืออะไร-เริ่มต้นใช้งาน-arduino.html>, 25 ธันวาคม 2561
- Thiti Yamsng (2559). LED แอลอีดีคืออะไร (ออนไลน์). <https://www.thitiblog.com/blog/6745>, 10 ธันวาคม 2560
- Wiroj Pechpunsri (2560). Power Electronics (unit 7) (ออนไลน์). [http://www.academia.edu/9099986/Power\\_Electronics\\_unit\\_7](http://www.academia.edu/9099986/Power_Electronics_unit_7), 2 มกราคม 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Voltages:

$V_{IN}$ .....	40V
$V_{IN\_REG}$ , SHDN, CHRG, FAULT .....	$V_{IN} + 0.5V$ , 40V
SW .....	40V
SW- $V_{IN}$ .....	4.5V
BOOST .....	SW+10V, 50V
BAT, SENSE .....	15V

BAT-SENSE .....	-0.5V to +0.5V
NTC, TIMER, .....	2.5V
$V_{FB}$ .....	5V
Operating Junction Temperature Range (Note 2) .....	-40°C to 125°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C

## PIN CONFIGURATION



## ORDER INFORMATION

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING*	PACKAGE DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE
LT3652EDD#PBF	LT3652EDD#TRPBF	LFHT	12-Lead Plastic DFN 3mm × 3mm	-40°C to 125°C
LT3652IDD#PBF	LT3652IDD#TRPBF	LFHT	12-Lead Plastic DFN 3mm × 3mm	-40°C to 125°C
LT3652EMSE#PBF	LT3652EMSE#TRPBF	3652	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3652IMSE#PBF	LT3652IMSE#TRPBF	3652	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges. \*The temperature grade is identified by a label on the shipping container. Consult LTC Marketing for information on non-standard lead based finish parts.

For more information on lead free part marking, go to: <http://www.linear.com/leadfree/>

For more information on tape and reel specifications, go to: <http://www.linear.com/tapeand reel/>

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_{IN} = 20\text{V}$ , Boost – SW = 4V, SHDN = 2V,  $V_{FB} = 3.3\text{V}$ ,  $C_{TIMER} = 0.68\mu\text{F}$ .

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$	$V_{IN}$ Operating Range $V_{IN}$ Start Voltage	$V_{BAT} = 4.2$ (Notes 3, 4) $V_{BAT} = 4.2$ (Note 4)	●	4.95	32	V
			●	7.5		V
$V_{IN(OVLO)}$	OVLO Threshold OVLO Hysteresis	$V_{IN}$ Rising	●	32	35 1	40 V
					4.6 0.2	4.95 V
$V_{IN(UVLO)}$	UVLO Threshold UVLO Hysteresis	$V_{IN}$ Rising			4.6 0.2	4.95 V
$V_{FB(FLT)}$	Float Voltage Reference	(Note 6)	●	3.282 3.26	3.3	3.318 3.34 V
$\Delta V_{RECHARGE}$	Recharge Reference Threshold	Voltage Relative to $V_{FB(FLT)}$ (Note 6)		82.5		mV
$V_{FB(PRE)}$	Reference Precondition Threshold	$V_{FB}$ Rising (Note 6)		2.3		V
$V_{FB(PREHYST)}$	Reference Precondition Threshold Hysteresis	Voltage Relative to $V_{FB(PRE)}$ (Note 6)		70		mV
$V_{IN\_REG(TH)}$	Input Regulation Reference	$V_{FB} = 3\text{V}$ ; $V_{SENSE} - V_{BAT} = 50\text{mV}$	●	2.65	2.7	2.75 V
$I_{IN\_REG}$	Input Regulation Reference Bias Current	$V_{IN\_REG} = V_{IN\_REG(TH)}$	●	35	100	nA
$I_{VIN}$	Operating Input Supply Current	CC/CV Mode, $I_{SW} = 0$ Standby Mode Shutdown (SHDN = 0)	●	2.5	3.5	mA
				85		$\mu\text{A}$
				15		$\mu\text{A}$
$I_{BOOST}$	BOOST Supply Current	Switch On, $I_{SW} = 0$ , $2.5 < V_{(BOOST-SW)} < 8.5$		20		mA
$I_{BOOST/SW}$	BOOST Switch Drive	$I_{SW} = 2\text{A}$		30		mA/A
$V_{SW(ON)}$	Switch-On Voltage Drop	$V_{IN} - V_{SW}$ , $I_{SW} = 2\text{A}$		350		mV
$I_{SW(MAX)}$	Switch Current Limit		●	2.5	3	A
$V_{SENSE(PRE)}$	Precondition Sense Voltage	$V_{SENSE} - V_{BAT}$ ; $V_{FB} = 2\text{V}$		15		mV
$V_{SENSE(DC)}$	Maximum Sense Voltage	$V_{SENSE} - V_{BAT}$ ; $V_{FB} = 3\text{V}$ (Note 7)	●	95	100	105 mV
$V_{SENSE(C/10)}$	C/10 Trigger Sense Voltage	$V_{SENSE} - V_{BAT}$ , Falling	●	7.5	10	12.5 mV
$I_{BAT}$	BAT Input Bias Current	Charging Terminated		0.1	1	$\mu\text{A}$
$I_{SENSE}$	SENSE Input Bias Current	Charging Terminated		0.1	1	$\mu\text{A}$
$I_{REVERSE}$	Charger Reverse Current $I_{BAT} + I_{SENSE} + I_{SW}$	$V_{IN} = 0$ ; $V_{BAT} = V_{SENSE} = V_{SW} = 4.2\text{V}$		1		$\mu\text{A}$
$I_{VFB}$	$V_{FB}$ Input Bias Current	Charging Terminated		65		nA
$I_{VFB}$	$V_{FB}$ Input Bias Current	CV Operation (Note 5)		110		nA
$V_{NTC(H)}$	NTC Range Limit (High)	$V_{NTC}$ Rising	●	1.25	1.36	1.45 V
$V_{NTC(L)}$	NTC Range Limit (Low)	$V_{NTC}$ Falling	●	0.27	0.29	0.315 V
$V_{NTC(HYST)}$	NTC Threshold Hysteresis	% of threshold		20		%
$R_{NTC(DIS)}$	NTC Disable Impedance	Impedance to ground	●	250	500	k $\Omega$
$I_{NTC}$	NTC Bias Current	$V_{NTC} = 0.8\text{V}$	●	47.5	50	52.5 $\mu\text{A}$
$V_{SHDN}$	Shutdown Threshold	Rising	●	1.15	1.2	1.25 V
$V_{SHDN(HYST)}$	Shutdown Hysteresis			120		mV
$I_{SHDN}$	SHDN Input Bias Current			-10		nA
$V_{CHRG}$ , $V_{FAULT}$	Status Low Voltage	10mA Load	●		0.4	V
$I_{TIMER}$	Charge/Discharge Current			25		$\mu\text{A}$
$V_{TIMER(DIS)}$	Timer Disable Threshold		●	0.1	0.25	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

3652fb

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V_{IN} = 20\text{V}$ , Boost – SW = 4V, SHDN = 2V,  $V_{FB} = 3.3\text{V}$ ,  $C_{TIMER} = 0.68\mu\text{F}$ .

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{TIMER}$	Full Charge Cycle Timeout			3		hr
	Precondition Timeout			22.5		min
	Timer Accuracy		●	-10	10	%
$f_0$	Operating Frequency			1		MHz
DC	Duty Cycle Range	Continuous Operation	●	15	90	%

**Note 1:** Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. Exposure to any Absolute Maximum Rating condition for extended periods may affect device reliability and lifetime.

**Note 2:** The LT3652EDD is guaranteed to meet performance specifications from  $0^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  junction temperature. Specifications over the  $-40^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  operating junction temperature range are assured by design, characterization, and correlation with statistical process controls. The LT3652IDD specifications are guaranteed over the full  $-40^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  operating junction temperature range. High junction temperatures degrade operating lifetimes.

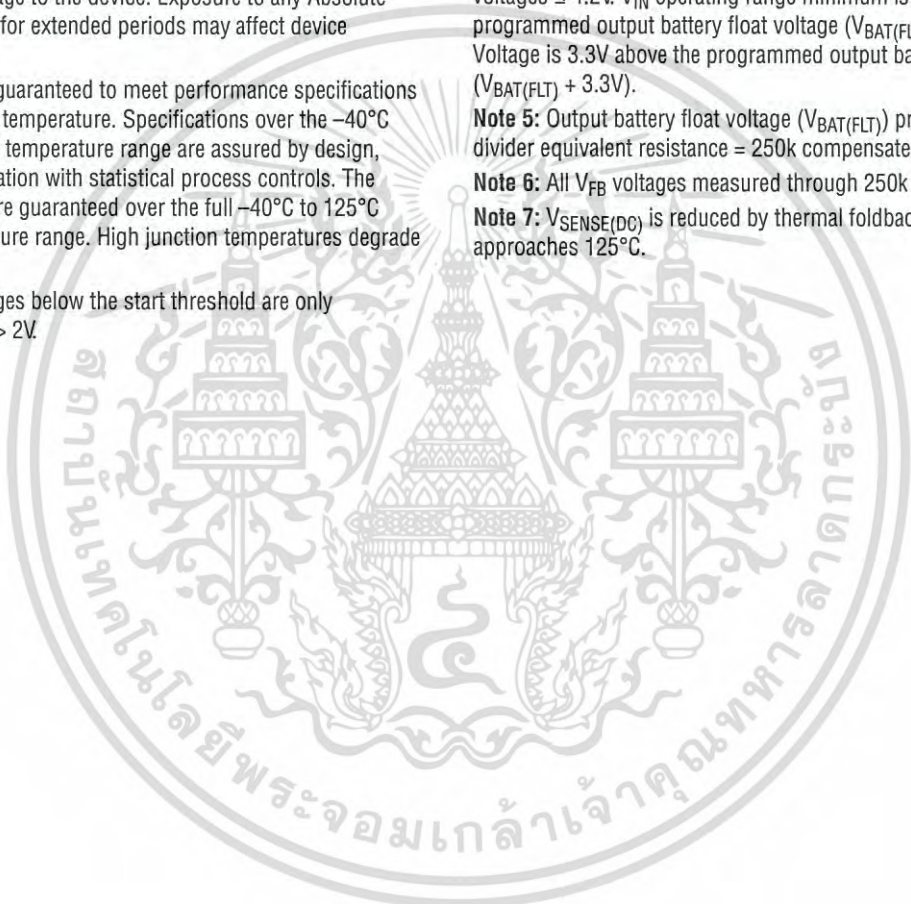
**Note 3:**  $V_{IN}$  minimum voltages below the start threshold are only supported if  $(V_{BOOST} - V_{SW}) > 2\text{V}$ .

**Note 4:** This parameter is valid for programmed output battery float voltages  $\leq 4.2\text{V}$ .  $V_{IN}$  operating range minimum is  $0.75\text{V}$  above the programmed output battery float voltage ( $V_{BAT(FLT)} + 0.75\text{V}$ ).  $V_{IN}$  Start Voltage is  $3.3\text{V}$  above the programmed output battery float voltage ( $V_{BAT(FLT)} + 3.3\text{V}$ ).

**Note 5:** Output battery float voltage ( $V_{BAT(FLT)}$ ) programming resistor divider equivalent resistance =  $250\text{k}$  compensates for input bias current.

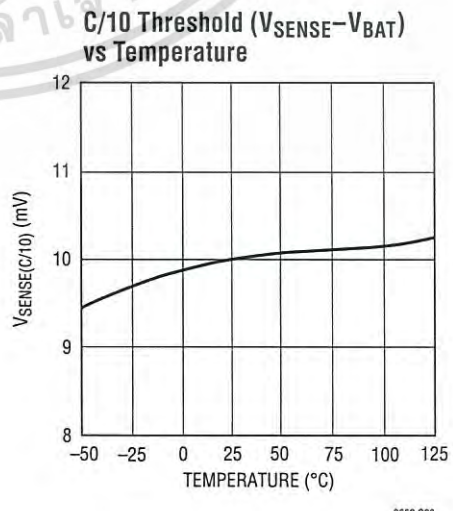
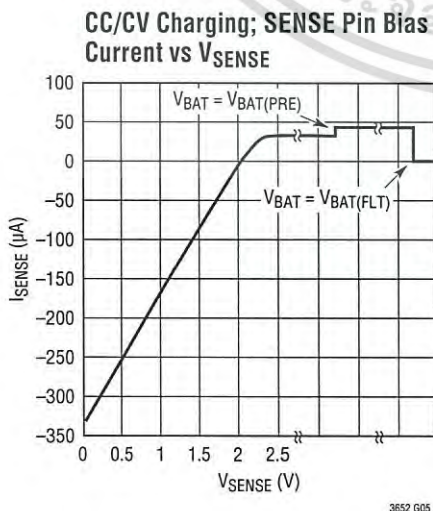
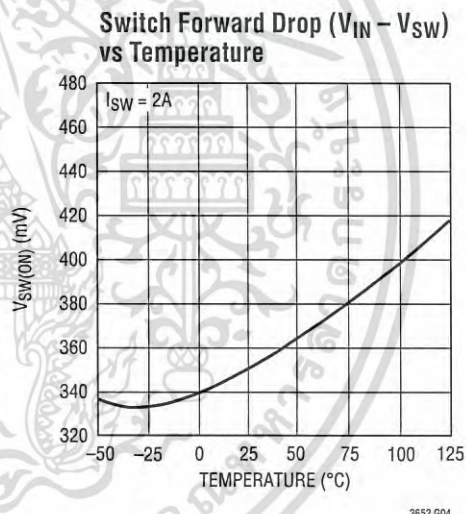
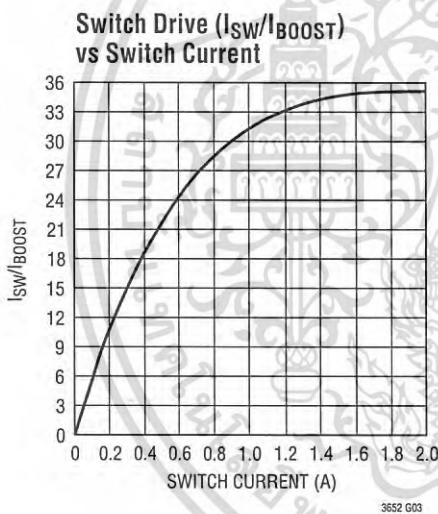
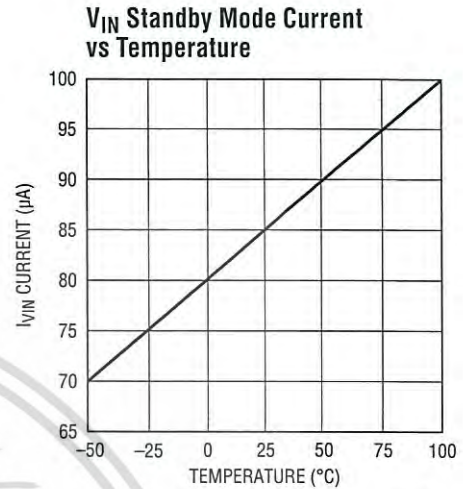
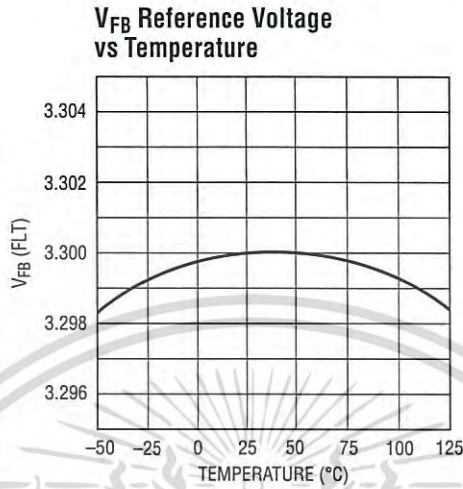
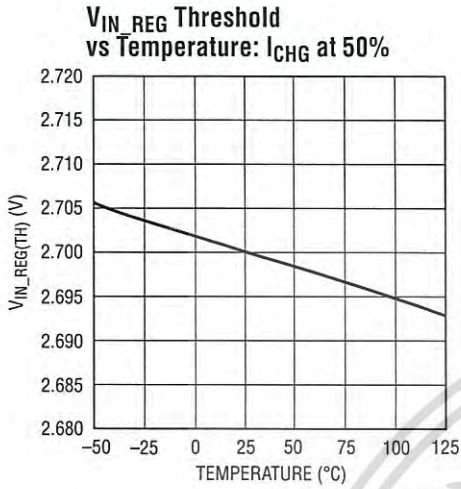
**Note 6:** All  $V_{FB}$  voltages measured through  $250\text{k}$  series resistance.

**Note 7:**  $V_{SENSE(DC)}$  is reduced by thermal foldback as junction temperature approaches  $125^\circ\text{C}$ .



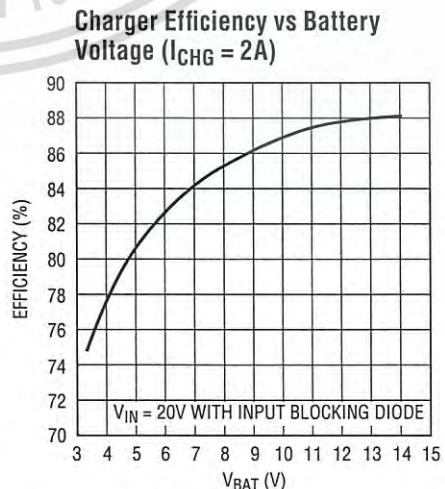
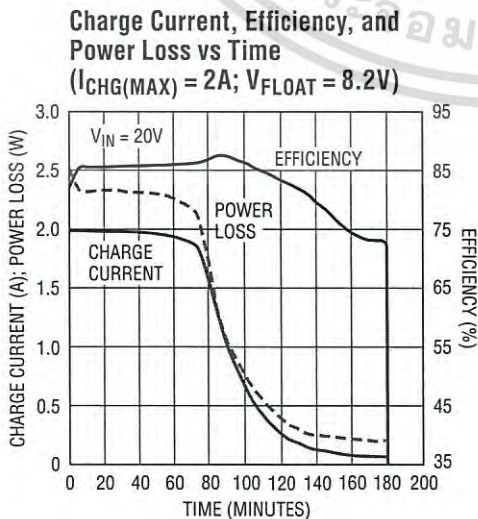
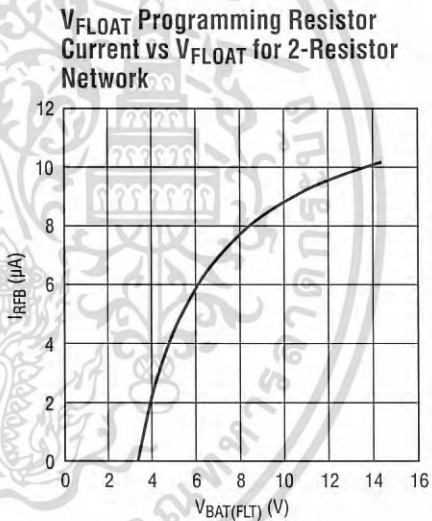
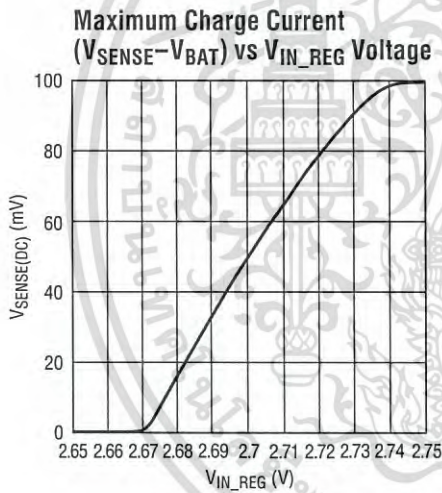
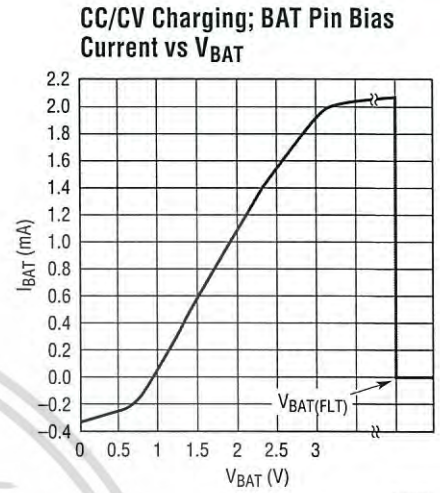
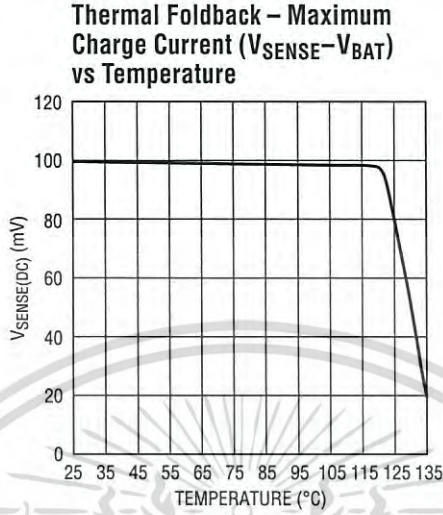
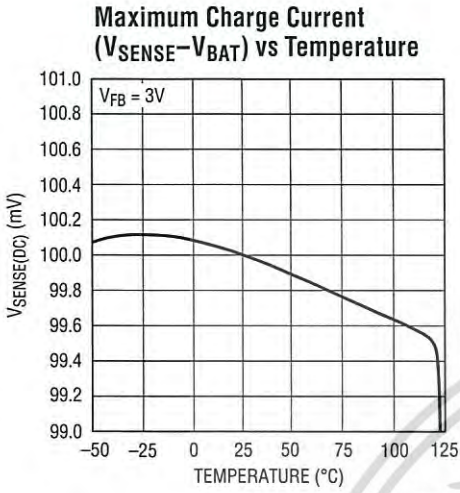
**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS**

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS**  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

## PIN FUNCTIONS

**V<sub>IN</sub> (Pin 1):** Charger Input Supply. V<sub>IN</sub> operating range is 4.95V to 32V. V<sub>IN</sub> must be 3.3V greater than the programmed output battery float voltage (V<sub>BAT(FLT)</sub>) for reliable start-up. (V<sub>IN</sub> - V<sub>BAT(FLT)</sub>) ≥ 0.75V is the minimum operating voltage, provided (V<sub>BOOST</sub> - V<sub>SW</sub>) ≥ 2V. I<sub>VIN</sub> ~ 85μA after charge termination.

**V<sub>IN\_REG</sub> (Pin 2):** Input Voltage Regulation Reference. Maximum charge current is reduced when this pin is below 2.7V. Connecting a resistor divider from V<sub>IN</sub> to this pin enables programming of minimum operational V<sub>IN</sub> voltage. This is typically used to program the peak power voltage for a solar panel. The LT3652 servos the maximum charge current required to maintain the programmed operational V<sub>IN</sub> voltage, through maintaining the voltage on V<sub>IN\_REG</sub> at or above 2.7V. If the voltage regulation feature is not used, connect the pin to V<sub>IN</sub>.

**SHDN (Pin 3):** Precision Threshold Shutdown Pin. The enable threshold is 1.2V (rising), with 120mV of input hysteresis. When in shutdown mode, all charging functions are disabled. The precision threshold allows use of the SHDN pin to incorporate UVLO functions. If the SHDN pin is pulled below 0.4V, the IC enters a low current shutdown mode where V<sub>IN</sub> current is reduced to 15μA. Typical SHDN pin input bias current is 10nA. If the shutdown function is not desired, connect the pin to V<sub>IN</sub>.

**CHRG (Pin 4):** Open-Collector Charger Status Output; typically pulled up through a resistor to a reference voltage. This status pin can be pulled up to voltages as high as V<sub>IN</sub> when disabled, and can sink currents up to 10mA when enabled. During a battery charging cycle, if required charge current is greater than 1/10 of the programmed maximum current (C/10), CHRG is pulled low. A temperature fault also causes this pin to be pulled low. After C/10 charge termination or, if the internal timer is used for termination and charge current is less than C/10, the CHRG pin remains high-impedance.

**FAULT (Pin 5):** Open-Collector Charger Status Output; typically pulled up through a resistor to a reference voltage. This status pin can be pulled up to voltages as high as V<sub>IN</sub> when disabled, and can sink currents up to 10mA when enabled. This pin indicates fault conditions during a battery charging cycle. A temperature fault causes this pin

to be pulled low. If the internal timer is used for termination, a bad battery fault also causes this pin to be pulled low. If no fault conditions exist, the FAULT pin remains high-impedance.

**TIMER (Pin 6):** End-Of-Cycle Timer Programming Pin. If a timer-based charge termination is desired, connect a capacitor from this pin to ground. Full charge end-of-cycle time (in hours) is programmed with this capacitor following the equation:

$$t_{EOC} = C_{TIMER} \cdot 4.4 \cdot 10^6$$

A bad battery fault is generated if the battery does not achieve the precondition threshold voltage within one-eighth of t<sub>EOC</sub>, or:

$$t_{PRE} = C_{TIMER} \cdot 5.5 \cdot 10^5$$

A 0.68μF capacitor is typically used, which generates a timer EOC at three hours, and a precondition limit time of 22.5 minutes. If a timer-based termination is not desired, the timer function is disabled by connecting the TIMER pin to ground. With the timer function disabled, charging terminates when the charge current drops below a C/10 threshold, or I<sub>CHG(MAX)</sub>/10

**V<sub>FB</sub> (Pin 7):** Battery Float Voltage Feedback Reference. The charge function operates to achieve a final float voltage of 3.3V on this pin. Output battery float voltage (V<sub>BAT(FLT)</sub>) is programmed using a resistor divider. V<sub>BAT(FLT)</sub> can be programmed up to 14.4V.

The auto-restart feature initiates a new charging cycle when the voltage at the V<sub>FB</sub> pin falls 2.5% below the float voltage reference.

The V<sub>FB</sub> pin input bias current is 110nA. Using a resistor divider with an equivalent input resistance at the V<sub>FB</sub> pin of 250k compensates for input bias current error.

Required resistor values to program desired V<sub>BAT(FLT)</sub> follow the equations:

$$R1 = (V_{BAT(FLT)} \cdot 2.5 \cdot 10^5) / 3.3 \quad (\Omega)$$

$$R2 = (R1 \cdot 2.5 \cdot 10^5) / (R1 - (2.5 \cdot 10^5)) \quad (\Omega)$$

R1 is connected from BAT to V<sub>FB</sub>, and R2 is connected from V<sub>FB</sub> to ground.

## PIN FUNCTIONS

**NTC (Pin 8):** Battery Temperature Monitor Pin. This pin is the input to the NTC (Negative Temperature Coefficient) thermistor temperature monitoring circuit. This function is enabled by connecting a 10k $\Omega$ , B = 3380 NTC thermistor from the NTC pin to ground. The pin sources 50 $\mu$ A, and monitors the voltage across the 10k $\Omega$  thermistor. When the voltage on this pin is above 1.36 (T < 0°C) or below 0.29V (T > 40°C), charging is disabled and the  $\overline{\text{CHRG}}$  and  $\overline{\text{FAULT}}$  pins are both pulled low. If internal timer termination is being used, the timer is paused, suspending the charging cycle. Charging resumes when the voltage on NTC returns to within the 0.29V to 1.36V active region. There is approximately 5°C of temperature hysteresis associated with each of the temperature thresholds. The temperature monitoring function remains enabled while the thermistor resistance to ground is less than 250k, so if this function is not desired, leave the NTC pin unconnected.

**BAT (Pin 9):** Charger Output Monitor Pin. Connect a 10 $\mu$ F decoupling capacitance (C<sub>BAT</sub>) to ground. Depending on application requirements, larger value decoupling capacitors may be required. The charge function operates to achieve the programmed output battery float voltage (V<sub>BAT(FLT)</sub>) at this pin. This pin is also the reference for the current sense voltage. Once a charge cycle is terminated, the input bias current of the BAT pin is reduced to < 0.1 $\mu$ A, to minimize battery discharge while the charger remains connected.

**SENSE (Pin 10):** Charge Current Sense Pin. Connect the inductor sense resistor (R<sub>SENSE</sub>) from the SENSE pin to the BAT pin. The voltage across this resistor sets the average

charge current. The maximum charge current (I<sub>CHG(MAX)</sub>) corresponds to 100mV across the sense resistor. This resistor can be set to program maximum charge current as high as 2A. The sense resistor value follows the relation:

$$R_{\text{SENSE}} = 0.1 / I_{\text{CHG(MAX)}} \text{ (}\Omega\text{)}$$

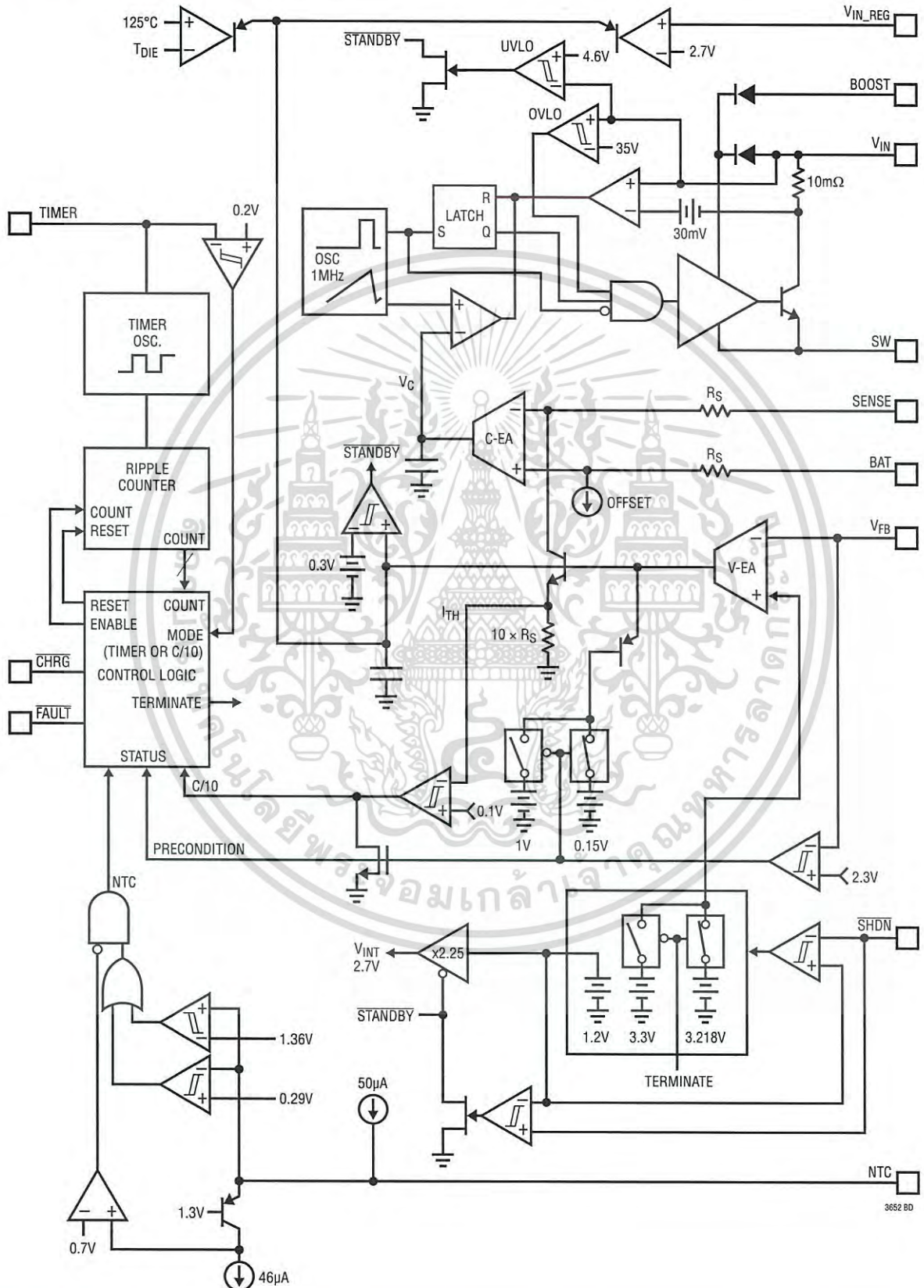
Once a charge cycle is terminated, the input bias current of the SENSE pin is reduced to < 0.1 $\mu$ A, to minimize battery discharge while the charger remains connected.

**BOOST (Pin 11):** Bootstrapped Supply Rail for Switch Drive. This pin facilitates saturation of the switch transistor. Connect a 1 $\mu$ F or greater capacitor from the BOOST pin to the SW pin. Operating range of this pin is 0V to 8.5V, referenced to the SW pin. The voltage on the decoupling capacitor is refreshed through a rectifying diode, with the anode connected to either the battery output voltage or an external source, and the cathode connected to the BOOST pin.

**SW (Pin 12):** Switch Output Pin. This pin is the output of the charger switch, and corresponds to the emitter of the switch transistor. When enabled, the switch shorts the SW pin to the V<sub>IN</sub> supply. The drive circuitry for this switch is bootstrapped above the V<sub>IN</sub> supply using the BOOST supply pin, allowing saturation of the switch for maximum efficiency. The effective on-resistance of the boosted switch is 0.175 $\Omega$ .

**SGND (Pin 13):** Ground Reference and Backside Exposed Lead Frame Thermal Connection. Solder the exposed lead frame to the PCB ground plane.

**BLOCK DIAGRAM**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

3652fb

## APPLICATIONS INFORMATION

### Overview

LT3652 is a complete monolithic, mid-power, multi-chemistry buck battery charger, addressing high input voltage applications with solutions that require a minimum of external components. The IC uses a 1MHz constant frequency, average-current mode step-down architecture.

The LT3652 incorporates a 2A switch that is driven by a bootstrapped supply to maximize efficiency during charging cycles. Wide input range allows operation to full charge from voltages as high as 32V. A precision threshold shutdown pin allows incorporation of UVLO functionality using a simple resistor divider. The IC can also be put into a low-current shutdown mode, in which the input supply bias is reduced to only 15 $\mu$ A.

The LT3652 employs an input voltage regulation loop, which reduces charge current if a monitored input voltage falls below a programmed level. When the LT3652 is powered by a solar panel, the input regulation loop is used to maintain the panel at peak output power.

The LT3652 automatically enters a battery precondition mode if the sensed battery voltage is very low. In this mode, the charge current is reduced to 15% of the programmed maximum, as set by the inductor sense resistor,  $R_{SENSE}$ . Once the battery voltage reaches 70% of the fully charged float voltage, the IC automatically increases maximum charge current to the full programmed value.

The LT3652 can use a charge-current based C/10 termination scheme, which ends a charge cycle when the battery charge current falls to one tenth of the programmed maximum charge current. The LT3652 also contains an internal charge cycle control timer, for timer-based termination. When using the internal timer, the IC combines C/10 detection with a programmable time constraint, during which the charging cycle can continue beyond the C/10 level to top-off a battery. The charge cycle terminates when a specific time elapses, typically 3 hours. When the timer-based scheme is used, the IC also supports bad battery detection, which triggers a system fault if a battery stays in precondition mode for more than one eighth of the total charge cycle time.

Once charging is terminated, the LT3652 automatically enters a low-current standby mode where supply bias currents are reduced to 85 $\mu$ A. The IC continues to monitor the battery voltage while in standby, and if that voltage falls 2.5% from the full-charge float voltage, the LT3652 engages an automatic charge cycle restart. The IC also automatically restarts a new charge cycle after a bad battery fault once the failed battery is removed and replaced with another battery.

The LT3652 contains provisions for a battery temperature monitoring circuit. This feature monitors battery temperature using a thermistor during the charging cycle. If the battery temperature moves outside a safe charging range of 0°C to 40°C, the IC suspends charging and signals a fault condition until the temperature returns to the safe charging range.

The LT3652 contains two digital open-collector outputs, which provide charger status and signal fault conditions. These binary-coded pins signal battery charging, standby or shutdown modes, battery temperature faults, and bad battery faults.

### General Operation (See Block Diagram)

The LT3652 uses average current mode control loop architecture, such that the IC servos directly to average charge current. The LT3652 senses charger output voltage through a resistor divider via the  $V_{FB}$  pin. The difference between the voltage on this pin and an internal 3.3V voltage reference is integrated by the voltage error amplifier (V-EA). This amplifier generates an error voltage on its output ( $I_{TH}$ ), which corresponds to the average current sensed across the inductor current sense resistor,  $R_{SENSE}$ , which is connected between the SENSE and BAT pins. The  $I_{TH}$  voltage is then divided down by a factor of 10, and imposed on the input of the current error amplifier (C-EA). The difference between this imposed voltage and the current sense resistor voltage is integrated, with the resulting voltage ( $V_C$ ) used as a threshold that is compared against an internally generated ramp. The output of this comparison controls the charger's switch.

## APPLICATIONS INFORMATION

The  $I_{TH}$  error voltage corresponds linearly to average current sensed across the inductor current sense resistor, allowing maximum charge current control by limiting the effective voltage range of  $I_{TH}$ . A clamp limits this voltage to 1V which, in turn, limits the current sense voltage to 100mV. This sets the maximum charge current, or the current delivered while the charger is operating in constant-current (CC) mode, which corresponds to 100mV across  $R_{SENSE}$ . The  $I_{TH}$  voltage is pulled down to reduce this maximum charge current should the voltage on the  $V_{IN\_REG}$  pin falls below 2.7V ( $V_{IN\_REG(TH)}$ ) or the die temperature approaches 125°C.

If the voltage on the  $V_{FB}$  pin is below 2.3V ( $V_{FB(PRE)}$ ), the LT3652 engages precondition mode. During the precondition interval, the charger continues to operate in constant-current mode, but the maximum charge current is reduced to 15% of the maximum programmed value as set by  $R_{SENSE}$ .

When the charger output voltage approaches the float voltage, or the voltage on the  $V_{FB}$  pin approaches 3.3V ( $V_{FB(FLT)}$ ), the charger transitions into constant-voltage (CV) mode and charge current is reduced from the maximum value. As this occurs, the  $I_{TH}$  voltage falls from the limit clamp and servos to lower voltages. The IC monitors the  $I_{TH}$  voltage as it is reduced, and detection of C/10 charge current is achieved when  $I_{TH} = 0.1V$ . If the charger is configured for C/10 termination, this threshold is used to terminate the charge cycle. Once the charge cycle is terminated, the  $\overline{CHRG}$  status pin becomes high-impedance and the charger enters low-current standby mode.

The LT3652 contains an internal charge cycle timer that terminates a successful charge cycle after a programmed amount of time. This timer is typically programmed to achieve end-of-cycle (EOC) in 3 hours, but can be configured for any amount of time by setting an appropriate timing capacitor value ( $C_{TIMER}$ ). When timer termination is used, the charge cycle does not terminate when C/10 is achieved. Because the  $\overline{CHRG}$  status pin responds to

the C/10 current level, the IC will indicate a fully-charged battery status, but the charger continues to source low currents into the battery until the programmed EOC time has elapsed, at which time the charge cycle will terminate. At EOC when the charging cycle terminates, if the battery did not achieve at least 97.5% of the full float voltage, charging is deemed unsuccessful, the LT3652 re-initiates, and charging continues for another full timer cycle.

Use of the timer function also enables bad-battery detection. This fault condition is achieved if the battery does not respond to preconditioning, such that the charger remains in (or enters) precondition mode after 1/8th of the programmed charge cycle time. A bad battery fault halts the charging cycle, the  $\overline{CHRG}$  status pin goes high-impedance, and the  $\overline{FAULT}$  pin is pulled low.

When the LT3652 terminates a charging cycle, whether through C/10 detection or by reaching timer EOC, the average current mode analog loop remains active, but the internal float voltage reference is reduced by 2.5%. Because the voltage on a successfully charged battery is at the full float voltage, the voltage error amp detects an over-voltage condition and  $I_{TH}$  is pulled low. When the voltage error amp output drops below 0.3V, the IC enters standby mode, where most of the internal circuitry is disabled, and the  $V_{IN}$  bias current is reduced to 85 $\mu$ A. When the voltage on the  $V_{FB}$  pin drops below the reduced float reference level, the output of the voltage error amp will climb, at which point the IC comes out of standby mode and a new charging cycle is initiated.

### $V_{IN}$ Input Supply

The LT3652 is biased directly from the charger input supply through the  $V_{IN}$  pin. This supply provides large switched currents, so a high-quality, low ESR decoupling capacitor is recommended to minimize voltage glitches on  $V_{IN}$ . The  $V_{IN}$  decoupling capacitor ( $C_{VIN}$ ) absorbs all input switching

## APPLICATIONS INFORMATION

ripple current in the charger, so it must have an adequate ripple current rating. RMS ripple current ( $I_{CVIN(RMS)}$ ) is:

$$I_{CVIN(RMS)} \approx I_{CHG(MAX)} \cdot (V_{BAT}/V_{IN}) \cdot ([V_{IN}/V_{BAT}] - 1)^{1/2},$$

where  $I_{CHG(MAX)}$  is the maximum average charge current ( $100mV/R_{SENSE}$ ). The above relation has a maximum at  $V_{IN} = 2 \cdot V_{BAT}$ , where:

$$I_{CVIN(RMS)} = I_{CHG(MAX)}/2.$$

The simple worst-case of  $1/2 \cdot I_{CHG(MAX)}$  is commonly used for design.

Bulk capacitance is a function of desired input ripple voltage ( $\Delta V_{IN}$ ), and follows the relation:

$$C_{IN(BULK)} = I_{CHG(MAX)} \cdot (V_{BAT}/V_{IN}) / \Delta V_{IN} (\mu F)$$

Input ripple voltages above 0.1V are not recommended. 10 $\mu F$  is typically adequate for most charger applications.

### Charge Current Programming

The LT3652 charger is configurable to charge at average currents as high as 2A. Maximum charge current is set by choosing an inductor sense resistor ( $R_{SENSE}$ ) such that the desired maximum average current through that sense resistor creates a 100mV drop, or:

$$R_{SENSE} = 0.1 / I_{CHG(MAX)}$$

where  $I_{CHG(MAX)}$  is the maximum average charge current. A 2A charger, for example, would use a 0.05 $\Omega$  sense resistor.

### BOOST Supply

The BOOST bootstrapped supply rail drives the internal switch and facilitates saturation of the switch transistor. Operating range of the BOOST pin is 0V to 8.5V, as refer-

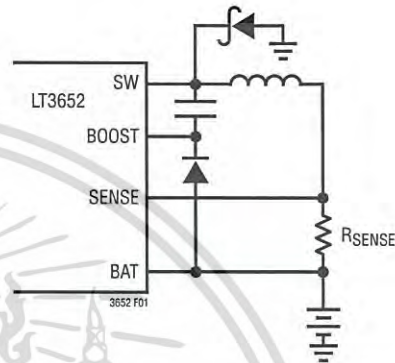


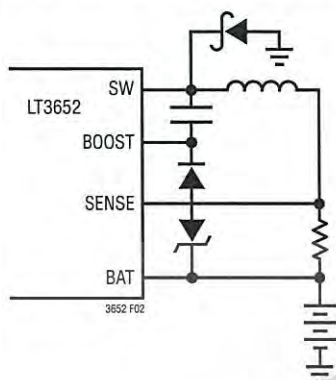
Figure 1. Programming Maximum Charge Current Using  $R_{SENSE}$

enced to the SW pin. Connect a 1 $\mu F$  or greater capacitor from the BOOST pin to the SW pin.

The voltage on the decoupling capacitor is refreshed through a diode, with the anode connected to either the battery output voltage or an external source, and the cathode connected to the BOOST pin. Rate the diode average current greater than 0.1A, and reverse voltage greater than  $V_{IN(MAX)}$ .

To refresh the decoupling capacitor with a rectifying diode from the battery with battery float voltages higher than 8.4V, a >100mA Zener diode can be put in series with the rectifying diode to prevent exceeding the BOOST pin operating voltage range.

## APPLICATIONS INFORMATION



**Figure 2. Zener Diode Reduces Refresh Voltage for BOOST Pin**

### V<sub>IN</sub> / BOOST Start-Up Requirement

The LT3652 operates with a V<sub>IN</sub> range of 4.95V to 32V, however, a start-up voltage requirement exists due to the nature of the non-synchronous step-down switcher topology used for the charger. If there is no BOOST supply available, the internal switch requires (V<sub>IN</sub> – V<sub>SW</sub>) ≥ 3.3V to reliably operate. This requirement does not exist if the BOOST supply is available and (V<sub>BOOST</sub> – V<sub>SW</sub>) > 2V.

When an LT3652 charger is not switching, the SW pin is at the same potential as the battery, which can be as high as V<sub>BAT(FLT)</sub>. As such, for reliable start-up, the V<sub>IN</sub> supply must be at least 3.3V above V<sub>BAT(FLT)</sub>. Once switching begins and the BOOST supply capacitor gets charged such that (V<sub>BOOST</sub> – V<sub>SW</sub>) > 2V, the V<sub>IN</sub> requirement no longer applies.

In low V<sub>IN</sub> applications, the BOOST supply can be powered by an external source for start-up, eliminating the V<sub>IN</sub> start-up requirement.

### V<sub>BAT</sub> Output Decoupling

An LT3652 charger output requires bypass capacitance connected from the BAT pin to ground (C<sub>BAT</sub>). A 10μF ceramic capacitor is required for all applications. In systems where the battery can be disconnected from the charger

output, additional bypass capacitance may be desired for visual indication for a no-battery condition (see the Status Pins section).

If it is desired to operate a system load from the LT3652 charger output when the battery is disconnected, additional bypass capacitance is required. In this type of application, excessive ripple and/or low amplitude oscillations can occur without additional output bulk capacitance. For these applications, place a 100μF low ESR non-ceramic capacitor (chip tantalum or organic semiconductor capacitors such as Sanyo OS-CONS or POSCAPs) from BAT to ground, in parallel with the 10μF ceramic bypass capacitor. This additional bypass capacitance may also be required in systems where the battery is connected to the charger with long wires. The voltage rating of C<sub>BAT</sub> must meet or exceed the battery float voltage.

### Inductor Selection

The primary criterion for inductor value selection in an LT3652 charger is the ripple current created in that inductor. Once the inductance value is determined, an inductor must also have a saturation current equal to or exceeding the maximum peak current in the inductor. An inductor value (L), given the desired amount of ripple current (ΔI<sub>MAX</sub>) can be approximated using the relation:

$$L = (10 R_{SENSE} / \Delta I_{MAX}) \cdot V_{BAT(FLT)} \cdot [1 - (V_{BAT(FLT)} / V_{IN(MAX)})] \quad (\mu H)$$

In the above relation, ΔI<sub>MAX</sub> is the normalized ripple current, V<sub>IN(MAX)</sub> is the maximum operational voltage, and V<sub>F</sub> is the forward voltage of the rectifying Schottky diode. Ripple current is typically set within a range of 25% to 35% of I<sub>CHG(MAX)</sub>, so an inductor value can be determined by setting 0.25 < ΔI<sub>MAX</sub> < 0.35.

APPLICATIONS INFORMATION

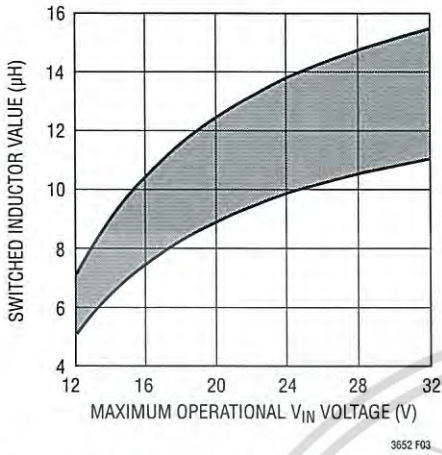


Figure 3. 7.2V at 1.5A Switched Inductor Values

Magnetics vendors typically specify inductors with maximum RMS and saturation current ratings. Select an inductor that has a saturation current rating at or above  $(1 + \Delta I_{MAX}/2) \cdot I_{CHG(MAX)}$ , and an RMS rating above  $I_{CHG(MAX)}$ . Inductors must also meet a maximum volt-second product requirement. If this specification is not in the data sheet of an inductor, consult the vendor to make sure the maximum volt-second product is not being exceeded by your design. The minimum required volt-second product is:

$$V_{BAT(FLT)} \cdot (1 - V_{BAT(FLT)}/V_{IN(MAX)}) \quad (V \cdot \mu\text{S})$$

Rectifier Selection

The rectifier diode from SW to GND, in a LT3652 battery charger provides a current path for the inductor current when the main power switch is disabled. The rectifier is selected based upon forward voltage, reverse voltage, and maximum current. A Schottky diode is required, as low

forward voltage yields the lowest power loss and highest efficiency. The rectifier diode must be rated to withstand reverse voltages greater than the maximum  $V_{IN}$  voltage.

The minimum average diode current rating ( $I_{DIODE(MAX)}$ ) is calculated with maximum output current ( $I_{CHG(MAX)}$ ), maximum operational  $V_{IN}$ , and output at the precondition threshold ( $V_{BAT(PRE)}$ , or  $0.7 \cdot V_{BAT(FLT)}$ ):

$$I_{DIODE(MAX)} > I_{CHG(MAX)} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{BAT(PRE)}) / V_{IN(MAX)} \quad (A)$$

For example, a rectifier diode for a 7.2V, 2A charger with a 25V maximum input voltage would require:

$$I_{DIODE(MAX)} > 2 \cdot (25 - 0.7[7.2]) / 25, \text{ or}$$

$$I_{DIODE(MAX)} > 1.6A$$

Battery Float Voltage Programming

The output battery float voltage ( $V_{BAT(FLT)}$ ) is programmed by connecting a resistor divider from the BAT pin to  $V_{FB}$ .  $V_{BAT(FLT)}$  can be programmed up to 14.4V.

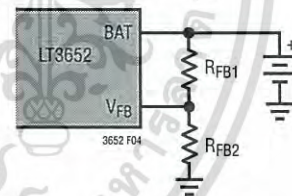


Figure 4. Feedback Resistors from BAT to  $V_{FB}$  Program Float Voltage

## APPLICATIONS INFORMATION

Using a resistor divider with an equivalent input resistance at the  $V_{FB}$  pin of 250k compensates for input bias current error. Required resistor values to program desired  $V_{BAT(FLT)}$  follow the equations:

$$R_{FB1} = (V_{BAT(FLT)} \cdot 2.5 \cdot 10^5) / 3.3 \quad (\Omega)$$

$$R_{FB2} = (R1 \cdot (2.5 \cdot 10^5)) / (R1 - (2.5 \cdot 10^5)) \quad (\Omega)$$

The charge function operates to achieve the final float voltage of 3.3V on the  $V_{FB}$  pin. The auto-restart feature initiates a new charging cycle when the voltage at the  $V_{FB}$  pin falls 2.5% below that float voltage.

Because the battery voltage is across the  $V_{BAT(FLT)}$  programming resistor divider, this divider will draw a small amount of current from the battery ( $I_{RFB}$ ) at a rate of:

$$I_{RFB} = 3.3 / R_{FB2}$$

Precision resistors in high values may be hard to obtain, so for some lower  $V_{BAT(FLT)}$  applications, it may be desirable to use smaller-value feedback resistors with an additional resistor ( $R_{FB3}$ ) to achieve the required 250k equivalent resistance. The resulting 3-resistor network, as shown in Figure 5, can ease component selection and/or increase output voltage precision, at the expense of additional current through the feedback divider.

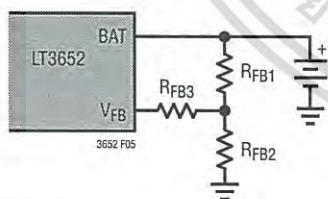


Figure 5. A Three-Resistor Feedback Network Can Ease Component Selection

For a three-resistor network,  $R_{FB1}$  and  $R_{FB2}$  follow the relation:

$$R_{FB2}/R_{FB1} = 3.3/(V_{BAT(FLT)} - 3.3)$$

Example:

For  $V_{BAT(FLT)} = 3.6V$ :

$$R_{FB2}/R_{FB1} = 3.3/(3.6 - 3.3) = 11.$$

Setting divider current ( $I_{RFB}$ ) = 10 $\mu$ A yields:

$$R_{FB2} = 3.3/10\mu A$$

$$R_{FB2} = 330k$$

Solving for  $R_{FB1}$ :

$$R_{FB1} = 330k/11$$

$$R_{FB1} = 30k$$

The divider equivalent resistance is:

$$R_{FB1} || R_{FB2} = 27.5k$$

To satisfy the 250k equivalent resistance to the  $V_{FB}$  pin:

$$R_{FB3} = 250k - 27.5k$$

$$R_{FB3} = 223k.$$

Because the  $V_{FB}$  pin is a relatively high impedance node, stray capacitances at this pin must be minimized. Special attention should be given to any stray capacitances that can couple external signals onto the pin, which can produce undesirable output transients or ripple. Effects of parasitic capacitance can typically be reduced by adding a small-value (20pF to 50pF) feedforward capacitor from the BATT pin to the  $V_{FB}$  pin.

Extra care should be taken during board assembly. Small amounts of board contamination can lead to significant shifts in output voltage. Appropriate post-assembly board

## APPLICATIONS INFORMATION

cleaning measures should be implemented to prevent board contamination, and low-leakage solder flux is recommended.

### Input Supply Voltage Regulation

The LT3652 contains a voltage monitor pin that enables programming a minimum operational voltage. Connecting a resistor divider from  $V_{IN}$  to the  $V_{IN\_REG}$  pin enables programming of minimum input supply voltage, typically used to program the peak power voltage for a solar panel. Maximum charge current is reduced when the  $V_{IN\_REG}$  pin is below the regulation threshold of 2.7V.

If an input supply cannot provide enough power to satisfy the requirements of an LT3652 charger, the supply voltage will collapse. A minimum operating supply voltage can thus be programmed by monitoring the supply through a resistor divider, such that the desired minimum voltage corresponds to 2.7V at the  $V_{IN\_REG}$  pin. The LT3652 servos the maximum output charge current to maintain the voltage on  $V_{IN\_REG}$  at or above 2.7V.

Programming of the desired minimum voltage is accomplished by connecting a resistor divider as shown in Figure 6. The ratio of  $R_{IN1}/R_{IN2}$  for a desired minimum voltage ( $V_{IN(MIN)}$ ) is:

$$R_{IN1}/R_{IN2} = (V_{IN(MIN)}/2.7) - 1$$

If the voltage regulation feature is not used, connect the  $V_{IN\_REG}$  pin to  $V_{IN}$ .

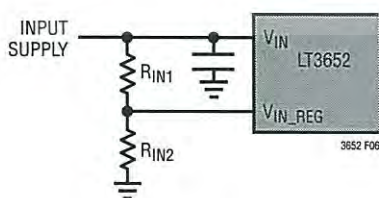


Figure 6. Resistor Divider Sets Minimum  $V_{IN}$

### MPPT Temperature Compensation

A typical solar panel is comprised of a number of series-connected cells, each cell being a forward-biased p-n junction. As such, the open-circuit voltage ( $V_{OC}$ ) of a solar cell has a temperature coefficient that is similar to a common p-n diode, or about  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ . The peak power point voltage ( $V_{MP}$ ) for a crystalline solar panel can be approximated as a fixed voltage below  $V_{OC}$ , so the temperature coefficient for the peak power point is similar to that of  $V_{OC}$ .

Panel manufacturers typically specify the  $25^\circ\text{C}$  values for  $V_{OC}$ ,  $V_{MP}$ , and the temperature coefficient for  $V_{OC}$ , making determination of the temperature coefficient for  $V_{MP}$  of a typical panel straight forward.

The LT3652 employs a feedback network to program the  $V_{IN}$  input regulation voltage. Manipulation of the network makes for efficient implementation of various temperature compensation schemes for a maximum peak power tracking (MPPT) application. As the temperature characteristic for a typical solar panel  $V_{MP}$  voltage is highly linear, a

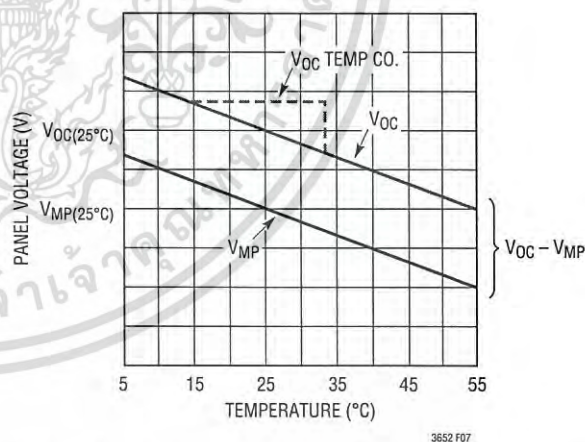


Figure 7. Temperature Characteristics for Solar Panel Output Voltage

## APPLICATIONS INFORMATION

simple solution for tracking that characteristic can be implemented using an LM234 3-terminal temperature sensor. This creates an easily programmable, linear temperature dependent characteristic.

In the circuit shown in figure 8,

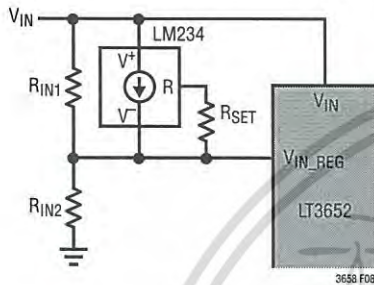


Figure 8. MPPT Temperature Compensation Network

$R_{IN1} = -R_{SET} \cdot (TC \cdot 4405)$ , and

$R_{IN2} = R_{IN1} / (([V_{MP(25^\circ C)} + R_{IN1} \cdot (0.0674/R_{SET})] / V_{IN\_REG}) - 1)$

Where: TC = temperature coefficient (in  $V/^\circ C$ ), and  $V_{MP(25^\circ C)}$  = maximum power voltage at  $25^\circ C$

For example, given a common 36-cell solar panel that has the following specified characteristics:

Open Circuit Voltage ( $V_{OC}$ ) = 21.7V

Maximum Power Voltage ( $V_{MP}$ ) = 17.6V

Open-Circuit Voltage Temperature Coefficient ( $V_{OC}$ ) =  $-78mV/^\circ C$

As the temperature coefficient for  $V_{MP}$  is similar to that of  $V_{OC}$ , the specified temperature coefficient for  $V_{OC}$  (TC) of  $-78mV/^\circ C$  and the specified peak power voltage ( $V_{MP(25^\circ C)}$ ) of 17.6V can be inserted into the equations to calculate the appropriate resistor values for the temperature compensation network in Figure 8. With  $R_{SET}$  equal to  $1000\Omega$ , then:

$$R_{SET} = 1k$$

$$R_{IN1} = -1k \cdot (-0.078 \cdot 4405) = 344k$$

$$R_{IN2} = 344k / (([17.6 + 344k \cdot (0.0674/1k)] / 2.7) - 1) = 24.4k$$

### Battery Voltage Temperature Compensation

Some battery chemistries have charge voltage requirements that vary with temperature. Lead-acid batteries in particular experience a significant change in charge voltage requirements as temperature changes. For example, manufacturers of large lead-acid batteries recommend a float charge of 2.25V/cell at  $25^\circ C$ . This battery float voltage, however, has a temperature coefficient which is typically specified at  $-3.3mV/^\circ C$  per cell.

In a manner similar to the MPPT temperature correction outlined previously, implementation of linear battery charge voltage temperature compensation can be accomplished by incorporating an LM234 into the output feedback network.

For example, a 6-cell lead acid battery has a float charge voltage that is commonly specified at 2.25V/cell at  $25^\circ C$ , or 13.5V, and a  $-3.3mV/^\circ C$  per cell temperature coefficient,

APPLICATIONS INFORMATION

or  $-19.8\text{mV}/^\circ\text{C}$ . Using the feedback network shown in Figure 9, with the desired temperature coefficient (TC) and  $25^\circ\text{C}$  float voltage ( $V_{\text{FLOAT}(25^\circ\text{C})}$ ) specified, and using a convenient value of  $2.4\text{k}$  for  $R_{\text{SET}}$ , necessary resistor values follow the relations:

$$R_{\text{FB1}} = -R_{\text{SET}} \cdot (\text{TC} \cdot 4405)$$

$$= -2.4\text{k} \cdot (-0.0198 \cdot 4405) = \mathbf{210\text{k}}$$

$$R_{\text{FB2}} = R_{\text{FB1}} / (([V_{\text{FLOAT}(25^\circ\text{C})} + R_{\text{FB1}} \cdot (0.0674 / R_{\text{SET}})] / V_{\text{FB}} - 1)$$

$$= 210\text{k} / (([13.5 + 210\text{k} \cdot (0.0674 / 2.4\text{k})] / 3.3) - 1)$$

$$= \mathbf{43\text{k}}$$

$$R_{\text{FB3}} = 250\text{k} - R_{\text{FB1}} || R_{\text{FB2}}$$

$$= 250\text{k} - 210\text{k} || 43\text{k} = \mathbf{215\text{k}}$$

(see the Battery Float Voltage Programming section)

While the circuit in Figure 9 creates a linear temperature characteristic that follows a typical  $-3.3\text{mV}/^\circ\text{C}$  per cell lead-acid specification, the theoretical float charge voltage characteristic is slightly nonlinear. This nonlinear characteristic follows the relation  $V_{\text{FLOAT}(1\text{-CELL})} = 4 \times 10^{-5} (T^2) - 6 \times 10^{-3}(T) + 2.375$  (with a  $2.18\text{V}$  minimum), where  $T$  = temperature in  $^\circ\text{C}$ . A thermistor-based network can be used to approximate the nonlinear ideal temperature characteristic across a reasonable operating range, as shown in Figure 10.

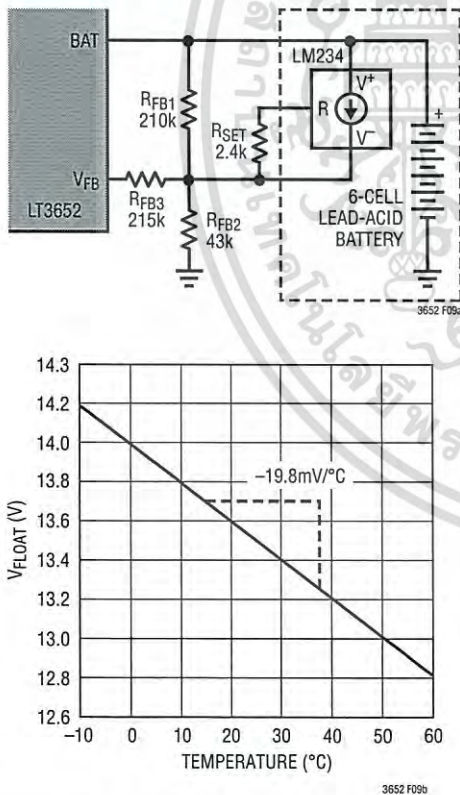


Figure 9. Lead-Acid 6-Cell Float Charge Voltage vs Temperature Has  $-19.8\text{mV}/^\circ\text{C}$  Characteristic Using LM234 with Feedback Network

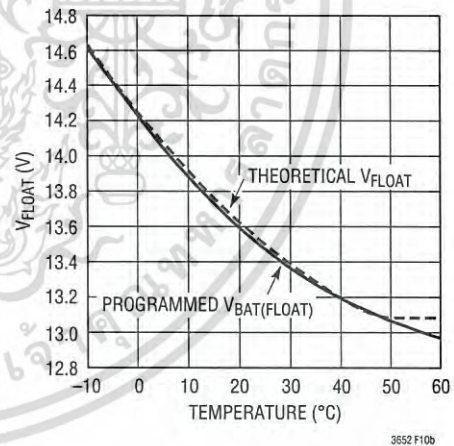
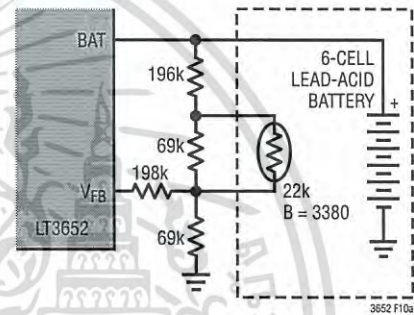


Figure 10. Thermistor-Based Temperature Compensation Network Programs  $V_{\text{FLOAT}}$  to Closely Match Ideal Lead-Acid Float Charge Voltage for 6-Cell Charger

## APPLICATIONS INFORMATION

### Status Pins

The LT3652 reports charger status through two open collector outputs, the  $\overline{\text{CHRG}}$  and  $\overline{\text{FAULT}}$  pins. These pins can accept voltages as high as  $V_{\text{IN}}$ , and can sink up to 10mA when enabled.

The  $\overline{\text{CHRG}}$  pin indicates that the charger is delivering current at greater than a C/10 rate, or 1/10th of the programmed maximum charge current. The  $\overline{\text{FAULT}}$  pin signals bad battery and NTC faults. These pins are binary coded, and signal following the table below, where *ON* indicates pin pulled low, and *OFF* indicates pin high-impedance:

STATUS PINS STATE		CHARGER STATUS
CHRG	FAULT	
OFF	OFF	Not Charging — Standby or Shutdown Mode
OFF	ON	Bad Battery Fault (Precondition Timeout / EOC Failure)
ON	OFF	Normal Charging at C/10 or Greater
ON	ON	NTC Fault (Pause)

If the battery is removed from an LT3652 charger that is configured for C/10 termination, a sawtooth waveform of approximately 100mV appears at the charger output, due to cycling between termination and recharge events. This cycling results in pulsing at the  $\overline{\text{CHRG}}$  output. An LED connected to this pin will exhibit a blinking pattern, indicating to the user that a battery is not present. The frequency of this blinking pattern is dependent on the output capacitance.

### C/10 Termination

The LT3652 supports a low-current based termination scheme, where a battery charge cycle terminates when the current output from the charger falls to below one-tenth of the maximum current, as programmed with  $R_{\text{SENSE}}$ . The C/10 threshold current corresponds to 10mV across  $R_{\text{SENSE}}$ . This termination mode is engaged by shorting the  $\overline{\text{TIMER}}$  pin to ground.

When C/10 termination is used, a LT3652 charger will source battery charge current as long as the average current level remains above the C/10 threshold. As the full-charge float voltage is achieved, the charge current falls until the C/10 threshold is reached, at which time the charger terminates and the LT3652 enters standby mode. The  $\overline{\text{CHRG}}$  status pin follows the charger cycle, and is high impedance when the charger is not actively charging.

When  $V_{\text{BAT}}$  drops below 97.5% of the full-charged float voltage, whether by battery loading or replacement of the battery, the charger automatically re-engages and starts charging.

There is no provision for bad battery detection if C/10 termination is used.

### Timer Termination

The LT3652 supports a timer based termination scheme, in which a battery charge cycle is terminated after a specific amount of time elapses. Timer termination is engaged when a capacitor ( $C_{\text{TIMER}}$ ) is connected from the  $\overline{\text{TIMER}}$  pin to ground. The timer cycle EOC ( $T_{\text{EOC}}$ ) occurs based on  $C_{\text{TIMER}}$  following the relation:

$$C_{\text{TIMER}} = T_{\text{EOC}} \cdot 2.27 \times 10^{-7} \quad (\text{Hours})$$

Timer EOC is typically set to 3 hours, which requires a 0.68 $\mu\text{F}$  capacitor.

The  $\overline{\text{CHRG}}$  status pin continues to signal charging at a C/10 rate, regardless of what termination scheme is used. When timer termination is used, the  $\overline{\text{CHRG}}$  status pin is pulled low during a charging cycle until the charger output current falls below the C/10 threshold. The charger continues to top-off the battery until timer EOC, when the LT3652 terminates the charging cycle and enters standby mode.

Termination at the end of the timer cycle only occurs if the charging cycle was successful. A successful charge cycle is when the battery is charged to within 2.5% of the

## APPLICATIONS INFORMATION

full-charge float voltage. If a charge cycle is not successful at EOC, the timer cycle resets and charging continues for another full timer cycle.

When  $V_{BAT}$  drops below 97.5% of the full-charge float voltage, whether by battery loading or replacement of the battery, the charger automatically reengages and starts charging.

### Preconditioning and Bad Battery Fault

A LT3652 has a precondition mode, where charge current is limited to 15% of the programmed  $I_{CHG(MAX)}$ , as set by  $R_{SENSE}$ . The precondition current corresponds to  $15mV$  across  $R_{SENSE}$ .

Precondition mode is engaged while the voltage on the  $V_{FB}$  pin is below the precondition threshold (2.3V, or  $0.7 \cdot V_{BAT(FLT)}$ ). Once the  $V_{FB}$  voltage rises above the precondition threshold, normal full-current charging can commence. The LT3652 incorporates 70mV of threshold hysteresis to prevent mode glitching.

When the internal timer is used for termination, bad battery detection is engaged. There is no provision for bad battery detection if C/10 termination is used. A bad battery fault is triggered when the voltage on  $V_{FB}$  remains below the precondition threshold for greater than 1/8 of a full timer cycle (1/8 EOC). A bad battery fault is also triggered if a normally charging battery re-enters precondition mode after 1/8 EOC.

When a bad battery fault is triggered, the charging cycle is suspended, so the  $\overline{CHRG}$  status pin becomes high-impedance. The  $\overline{FAULT}$  pin is pulled low to signal a fault detection.

Cycling the charger's power or  $\overline{SHDN}$  function initiates a new charging cycle, but a LT3652 charger does not require a reset. Once a bad battery fault is detected, a new timer charging cycle initiates when the  $V_{FB}$  pin exceeds the precondition threshold voltage. During a bad battery

fault, 0.5mA is sourced from the charger, so removing the failed battery allows the charger output voltage to rise and initiate a charge cycle reset. As such, removing a bad battery resets the LT3652, so a new charge cycle is started by connecting another battery to the charger output.

### Battery Temperature Monitor and Fault

The LT3652 can accommodate battery temperature monitoring by using an NTC (negative temperature co-efficient) thermistor close to the battery pack. The temperature monitoring function is enabled by connecting a 10k $\Omega$ , B = 3380 NTC thermistor from the NTC pin to ground. If the NTC function is not desired, leave the pin unconnected.

The NTC pin sources 50 $\mu$ A, and monitors the voltage dropped across the 10k $\Omega$  thermistor. When the voltage on this pin is above 1.36V (0 $^{\circ}$ C) or below 0.29V (40 $^{\circ}$ C), the battery temperature is out of range, and the LT3652 triggers an NTC fault. The NTC fault condition remains until the voltage on the NTC pin corresponds to a temperature within the 0 $^{\circ}$ C to 40 $^{\circ}$ C range. Both hot and cold thresholds incorporate hysteresis that correspond to 5 $^{\circ}$ C.

If higher operational charging temperatures are desired, the temperature range can be expanded by adding series resistance to the 10k NTC resistor. Adding a 0.91k resistor will increase the effective hot temperature to 45 $^{\circ}$ C.

During an NTC fault, charging is halted and both status pins are pulled low. If timer termination is enabled, the timer count is suspended and held until the fault condition is relieved.

### Thermal Foldback

The LT3652 contains a thermal foldback protection feature that reduces maximum charger output current if the IC junction temperature approaches 125 $^{\circ}$ C. In most cases, on-chip temperatures servo such that any excessive temperature conditions are relieved with only slight reductions in maximum charger current.

## APPLICATIONS INFORMATION

In some cases, the thermal foldback protection feature can reduce charger currents below the C/10 threshold. In applications that use C/10 termination (TIMER=0V), the LT3652 will suspend charging and enter standby mode until the excessive temperature condition is relieved.

### Layout Considerations

The LT3652 switch node has rise and fall times that are typically less than 10nS to maximize conversion efficiency. The switch node (Pin SW) trace should be kept as short as possible to minimize high frequency noise. The input capacitor ( $C_{IN}$ ) should be placed close to the IC to minimize this switching noise. Short, wide traces on these nodes also help to avoid voltage stress from inductive ringing. The BOOST decoupling capacitor should also be in close proximity to the IC to minimize inductive ringing. The SENSE and BAT traces should be routed together, and these and the  $V_{FB}$  trace should be kept as short as possible. Shielding these signals from switching noise with a ground plane is recommended.

High current paths and transients should be kept isolated from battery ground, to assure an accurate output

voltage reference. Effective grounding can be achieved by considering switched current in the ground plane, and careful component placement and orientation can effectively steer these high currents such that the battery reference does not get corrupted. Figure 11 illustrates an effective grounding scheme using component placement to control ground currents. When the switch is enabled (loop #1), current flows from the input bypass capacitor ( $C_{IN}$ ) through the switch and inductor to the battery positive terminal. When the switch is disabled (loop #2), the current to the battery positive terminal is provided from ground through the freewheeling Schottky diode ( $D_F$ ). In both cases, these switch currents return to ground via the output bypass capacitor ( $C_{BAT}$ ).

The LT3652 packaging has been designed to efficiently remove heat from the IC via the Exposed Pad on the backside of the package, which is soldered to a copper footprint on the PCB. This footprint should be made as large as possible to reduce the thermal resistance of the IC case to ambient air.

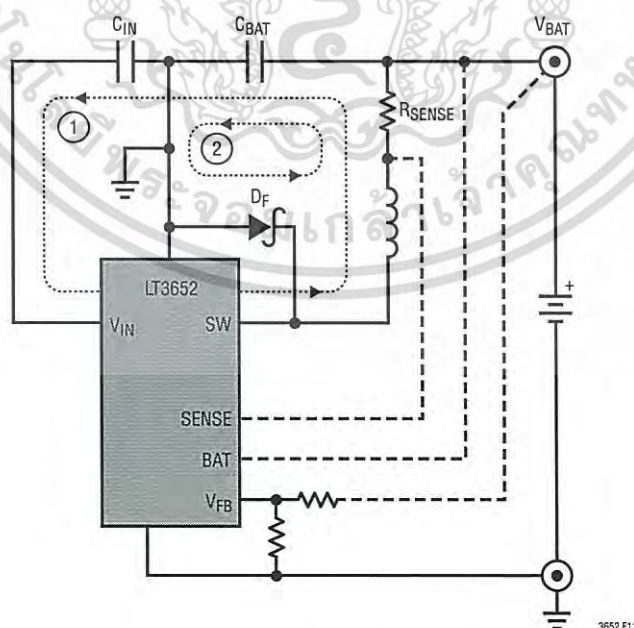


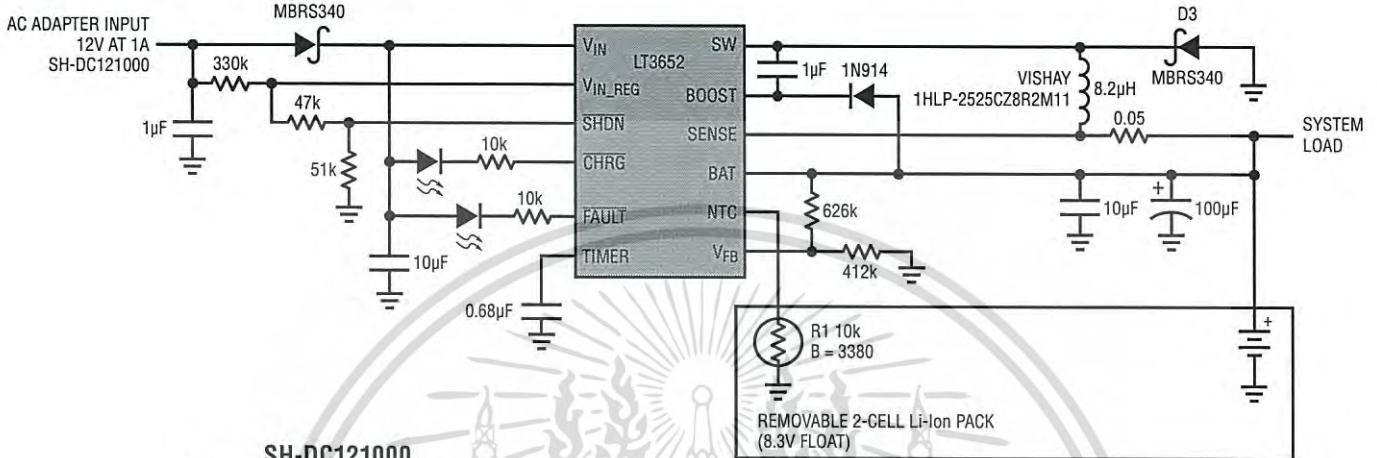
Figure 11. Component Orientation Isolates High Current Paths from Sensitive Nodes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

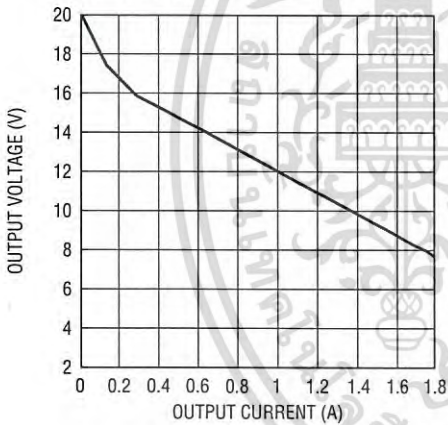
3652fb

TYPICAL APPLICATIONS

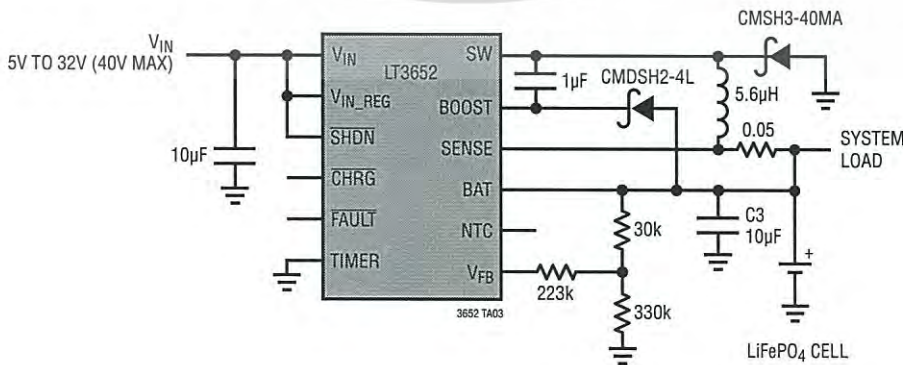
2-Cell Li-Ion Charger (8.3V at 2A) With 3 Hour Timer Termination Powered by Inexpensive 12V at 1A Unregulated Wall Adapter;  $V_{IN\_REG}$  Loop Servos Maximum Charge Current to Prevent AC Adapter Output from Drooping Lower than 12V



SH-DC121000 AC Adapter V vs I Characteristics



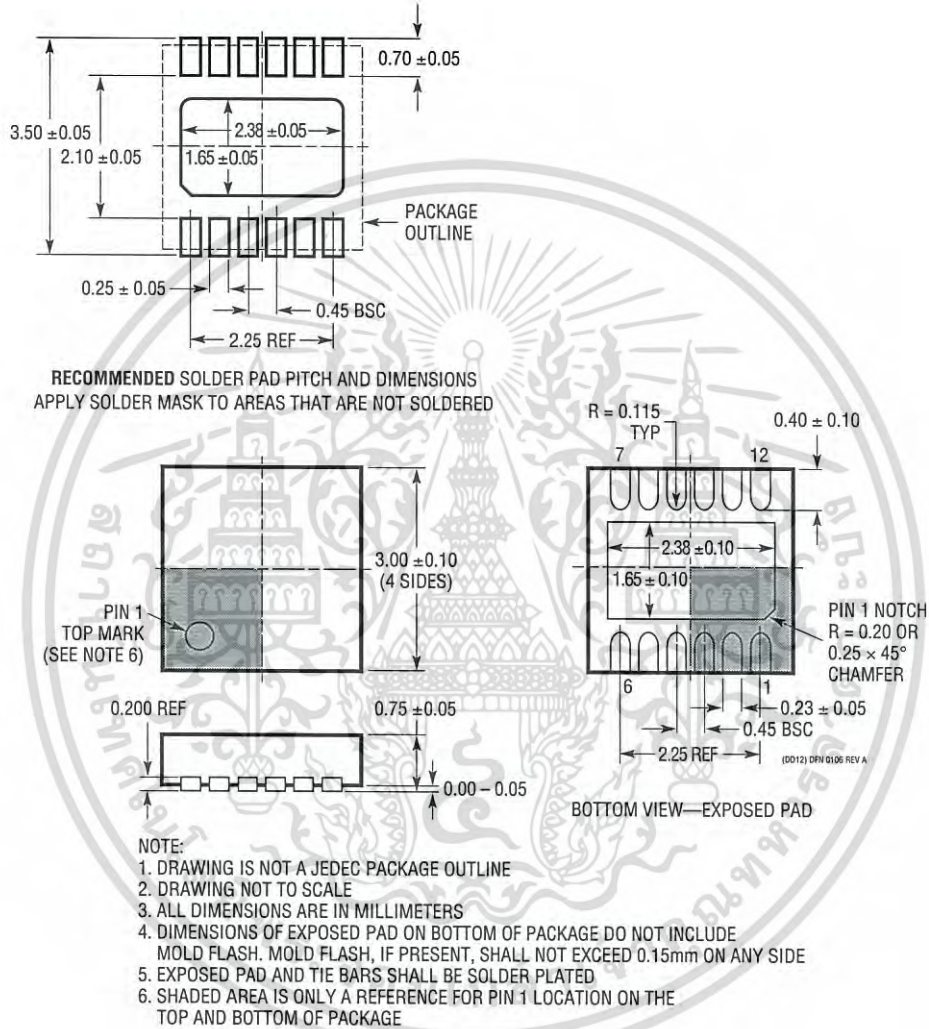
Basic 2A 1-Cell LiFePO<sub>4</sub> Charger (3.6V Float) With C/10 Termination



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำในเชิงพาณิชย์

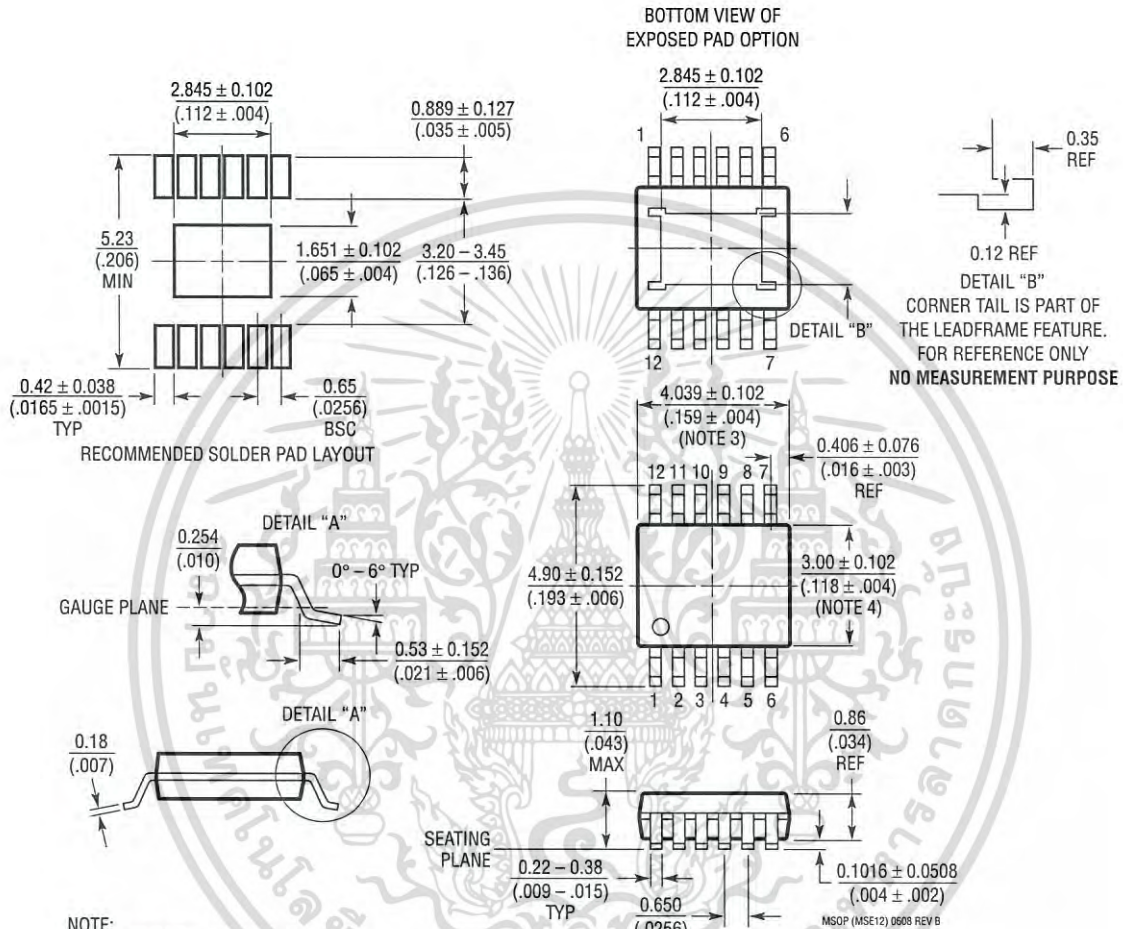
PACKAGE DESCRIPTION

DD Package  
 12-Lead Plastic DFN (3mm x 3mm)  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1725 Rev A)



PACKAGE DESCRIPTION

MSE Package  
 12-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1666 Rev B)



- NOTE:
1. DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH)
  2. DRAWING NOT TO SCALE
  3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
  4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
  5. LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

**REVISION HISTORY** (Revision history begins at Rev B)

REV	DATE	DESCRIPTION	PAGE NUMBER
B	2/10	Add MSOP-12 Package	1, 2, 24



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

3652fb



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patent rights.

ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## LM1577/LM2577 Series SIMPLE SWITCHER® Step-Up Voltage Regulator

### General Description

The LM1577/LM2577 are monolithic integrated circuits that provide all of the power and control functions for step-up (boost), flyback, and forward converter switching regulators. The device is available in three different output voltage versions: 12V, 15V, and adjustable.

Requiring a minimum number of external components, these regulators are cost effective, and simple to use. Listed in this data sheet are a family of standard inductors and flyback transformers designed to work with these switching regulators.

Included on the chip is a 3.0A NPN switch and its associated protection circuitry, consisting of current and thermal limiting, and undervoltage lockout. Other features include a 52 kHz fixed-frequency oscillator that requires no external components, a soft start mode to reduce in-rush current during start-up, and current mode control for improved rejection of input voltage and output load transients.

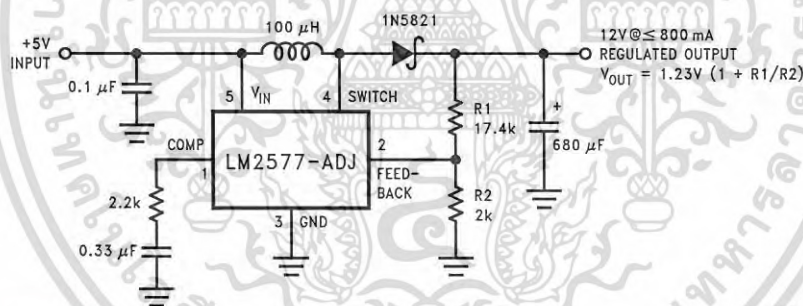
### Features

- Requires few external components
- NPN output switches 3.0A, can stand off 65V
- Wide input voltage range: 3.5V to 40V
- Current-mode operation for improved transient response, line regulation, and current limit
- 52 kHz internal oscillator
- Soft-start function reduces in-rush current during start-up
- Output switch protected by current limit, under-voltage lockout, and thermal shutdown

### Typical Applications

- Simple boost regulator
- Flyback and forward regulators
- Multiple-output regulator

### Typical Application



Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package.

DS011468-1

### Ordering Information

Temperature Range	Package Type	Output Voltage			NSC Package Drawing	Package
		12V	15V	ADJ		
-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C	24-Pin Surface Mount	LM2577M-12	LM2577M-15	LM2577M-ADJ	M24B	SO
	16-Pin Molded DIP	LM2577N-12	LM2577N-15	LM2577N-ADJ	N16A	N
	5-Lead Surface Mount	LM2577S-12	LM2577S-15	LM2577S-ADJ	TS5B	TO-263
	5-Straight Leads	LM2577T-12	LM2577T-15	LM2577T-ADJ	T05A	TO-220
	5-Bent Staggered Leads	LM2577T-12	LM2577T-15	LM2577T-ADJ	T05D	TO-220
-55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +150°C	4-Pin TO-3	LM1577K-12/883	LM1577K-15/883	LM1577K-ADJ/883	K04A	TO-3

SIMPLE SWITCHER® is a registered trademark of National Semiconductor Corporation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	45V
Output Switch Voltage	65V
Output Switch Current (Note 2)	6.0A
Power Dissipation	Internally Limited
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C
Maximum Junction Temperature	150°C

Minimum ESD Rating

(C = 100 pF, R = 1.5 kΩ)

2 kV

### Operating Ratings

Supply Voltage	$3.5V \leq V_{IN} \leq 40V$
Output Switch Voltage	$0V \leq V_{SWITCH} \leq 60V$
Output Switch Current	$I_{SWITCH} \leq 3.0A$
Junction Temperature Range	
LM1577	$-55^\circ C \leq T_J \leq +150^\circ C$
LM2577	$-40^\circ C \leq T_J \leq +125^\circ C$

### Electrical Characteristics—LM1577-12, LM2577-12

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ C$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5V$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-12 Limit (Notes 3, 4)	LM2577-12 Limit (Note 5)	Units (Limits)
<b>SYSTEM PARAMETERS</b> Circuit of Figure 1 (Note 6)						
$V_{OUT}$	Output Voltage	$V_{IN} = 5V$ to 10V $I_{LOAD} = 100$ mA to 800 mA (Note 3)	12.0	11.60/11.40 12.40/12.60	11.60/11.40 12.40/12.60	V V(min) V(max)
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$	Line Regulation	$V_{IN} = 3.5V$ to 10V $I_{LOAD} = 300$ mA	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{LOAD}}$	Load Regulation	$V_{IN} = 5V$ $I_{LOAD} = 100$ mA to 800 mA	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\eta$	Efficiency	$V_{IN} = 5V$ , $I_{LOAD} = 800$ mA	80			%
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_S$	Input Supply Current	$V_{FEEDBACK} = 14V$ (Switch Off)	7.5	10.0/14.0	10.0/14.0	mA mA(max)
		$I_{SWITCH} = 2.0A$ $V_{COMP} = 2.0V$ (Max Duty Cycle)	25	50/85	50/85	mA mA(max)
$V_{UV}$	Input Supply Undervoltage Lockout	$I_{SWITCH} = 100$ mA	2.90	2.70/2.65 3.10/3.15	2.70/2.65 3.10/3.15	V V(min) V(max)
$f_O$	Oscillator Frequency	Measured at Switch Pin $I_{SWITCH} = 100$ mA	52	48/42 56/62	48/42 56/62	kHz kHz(min) kHz(max)
$V_{REF}$	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{IN} = 3.5V$ to 40V $V_{COMP} = 1.0V$	12	11.76/11.64 12.24/12.36	11.76/11.64 12.24/12.36	V V(min) V(max)
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{IN}}$	Output Reference Voltage Line Regulator	$V_{IN} = 3.5V$ to 40V	7			mV
$R_{FB}$	Feedback Pin Input Resistance		9.7			kΩ
$G_M$	Error Amp Transconductance	$I_{COMP} = -30$ μA to +30 μA $V_{COMP} = 1.0V$	370	225/145 515/615	225/145 515/615	μmho μmho(min) μmho(max)
$A_{VOL}$	Error Amp Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.1V$ to 1.9V $R_{COMP} = 1.0$ MΩ (Note 7)	80	50/25	50/25	V/V V/V(min)

### Electrical Characteristics—LM1577-12, LM2577-12 (Continued)

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in **bold type face** apply over full **Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-12 Limit (Notes 3, 4)	LM2577-12 Limit (Note 5)	Units (Limits)
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
	Error Amplifier Output Swing	Upper Limit	2.4			V
		$V_{FEEDBACK} = 10.0\text{V}$		2.2/2.0	2.2/2.0	V(min)
		Lower Limit	0.3			V
		$V_{FEEDBACK} = 15.0\text{V}$		0.40/0.55	0.40/0.55	V(max)
	Error Amplifier Output Current	$V_{FEEDBACK} = 10.0\text{V}$ to $15.0\text{V}$	$\pm 200$	$\pm 130/\pm 90$	$\pm 130/\pm 90$	$\mu\text{A}$
		$V_{COMP} = 1.0\text{V}$		$\pm 300/\pm 400$	$\pm 300/\pm 400$	$\mu\text{A}(\text{max})$
$I_{SS}$	Soft Start Current	$V_{FEEDBACK} = 10.0\text{V}$	5.0	2.5/1.5	2.5/1.5	$\mu\text{A}$
		$V_{COMP} = 0\text{V}$		7.5/9.5	7.5/9.5	$\mu\text{A}(\text{min})$
						$\mu\text{A}(\text{max})$
D	Maximum Duty Cycle	$V_{COMP} = 1.5\text{V}$	95			%
		$I_{SWITCH} = 100\text{mA}$		93/90	93/90	%(min)
$\frac{\Delta I_{SWITCH}}{\Delta V_{COMP}}$	Switch Transconductance		12.5			A/V
$I_L$	Switch Leakage Current	$V_{SWITCH} = 65\text{V}$	10	300/600	300/600	$\mu\text{A}$
		$V_{FEEDBACK} = 15\text{V}$ (Switch Off)				$\mu\text{A}(\text{max})$
$V_{SAT}$	Switch Saturation Voltage	$I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$	0.5	0.7/0.9	0.7/0.9	V
		$V_{COMP} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)				V(max)
	NPN Switch Current Limit		4.5	3.7/3.0	3.7/3.0	A
				5.3/6.0	5.3/6.0	A(max)

### Electrical Characteristics—LM1577-15, LM2577-15

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in **bold type face** apply over full **Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-15 Limit (Notes 3, 4)	LM2577-15 Limit (Note 5)	Units (Limits)
<b>SYSTEM PARAMETERS</b> Circuit of Figure 2 (Note 6)						
$V_{OUT}$	Output Voltage	$V_{IN} = 5\text{V}$ to $12\text{V}$	15.0	14.50/14.25	14.50/14.25	V
		$I_{LOAD} = 100\text{mA}$ to $600\text{mA}$ (Note 3)		15.50/15.75	15.50/15.75	V(min) V(max)
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_{IN}}$	Line Regulation	$V_{IN} = 3.5\text{V}$ to $12\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\text{mA}$	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{LOAD}}$	Load Regulation	$V_{IN} = 5\text{V}$ $I_{LOAD} = 100\text{mA}$ to $600\text{mA}$	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\eta$	Efficiency	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $I_{LOAD} = 600\text{mA}$	80			%
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_S$	Input Supply Current	$V_{FEEDBACK} = 18.0\text{V}$ (Switch Off)	7.5	10.0/14.0	10.0/14.0	mA mA(max)
		$I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$ $V_{COMP} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)	25	50/85	50/85	mA mA(max)
$V_{UV}$	Input Supply	$I_{SWITCH} = 100\text{mA}$	2.90			V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics—LM1577-15, LM2577-15 (Continued)

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in **bold type face** apply over full **Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-15 Limit (Notes 3, 4)	LM2577-15 Limit (Note 5)	Units (Limits)
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
	Undervoltage Lockout			2.70/2.65 3.10/3.15	2.70/2.65 3.10/3.15	V(min) V(max)
$f_O$	Oscillator Frequency	Measured at Switch Pin $I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	52	48/42 56/62	48/42 56/62	kHz kHz(min) kHz(max)
$V_{REF}$	Output Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	15	14.70/14.55 15.30/15.45	14.70/14.55 15.30/15.45	V V(min) V(max)
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_{IN}}$	Output Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$	10			mV
$R_{FB}$	Feedback Pin Input Voltage Line Regulator		12.2			k $\Omega$
$G_M$	Error Amp Transconductance	$I_{COMP} = -30\text{ }\mu\text{A to }+30\text{ }\mu\text{A}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	300	170/110 420/500	170/110 420/500	$\mu\text{mho}$ $\mu\text{mho(min)}$ $\mu\text{mho(max)}$
$A_{VOL}$	Error Amp Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.1\text{V to }1.9\text{V}$ $R_{COMP} = 1.0\text{ M}\Omega$ (Note 7)	65	40/20	40/20	V/V V/V(min)
	Error Amplifier Output Swing	Upper Limit $V_{FEEDBACK} = 12.0\text{V}$ Lower Limit $V_{FEEDBACK} = 18.0\text{V}$	2.4 0.3	2.2/2.0 0.4/0.55	2.2/2.0 0.4/0.55	V V(min) V V(max)
	Error Amp Output Current	$V_{FEEDBACK} = 12.0\text{V to }18.0\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	$\pm 200$	$\pm 130/\pm 90$ $\pm 300/\pm 400$	$\pm 130/\pm 90$ $\pm 300/\pm 400$	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A(min)}$ $\mu\text{A(max)}$
$I_{SS}$	Soft Start Current	$V_{FEEDBACK} = 12.0\text{V}$ $V_{COMP} = 0\text{V}$	5.0	2.5/1.5 7.5/9.5	2.5/1.5 7.5/9.5	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A(min)}$ $\mu\text{A(max)}$
D	Maximum Duty Cycle	$V_{COMP} = 1.5\text{V}$ $I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	95	93/90	93/90	% %(min)
$\frac{\Delta I_{SWITCH}}{\Delta V_{COMP}}$	Switch Transconductance		12.5			A/V
$I_L$	Switch Leakage Current	$V_{SWITCH} = 65\text{V}$ $V_{FEEDBACK} = 18.0\text{V}$ (Switch Off)	10	300/600	300/600	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A(max)}$
$V_{SAT}$	Switch Saturation Voltage	$I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$ $V_{COMP} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)	0.5	0.7/0.9	0.7/0.9	V V(max)
	NPN Switch Current Limit	$V_{COMP} = 2.0\text{V}$	4.3	3.7/3.0 5.3/6.0	3.7/3.0 5.3/6.0	A A(min) A(max)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics—LM1577-ADJ, LM2577-ADJ

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in **bold type face** apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{FEEDBACK} = V_{REF}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-ADJ Limit (Notes 3, 4)	LM2577-ADJ Limit (Note 5)	Units (Limits)
<b>SYSTEM PARAMETERS</b> Circuit of Figure 3 (Note 6)						
$V_{OUT}$	Output Voltage	$V_{IN} = 5\text{V to }10\text{V}$ $I_{LOAD} = 100\text{ mA to }800\text{ mA}$ (Note 3)	12.0	11.60/11.40 12.40/12.60	11.60/11.40 12.40/12.60	V V(min) V(max)
$\Delta V_{OUT}/\Delta V_{IN}$	Line Regulation	$V_{IN} = 3.5\text{V to }10\text{V}$ $I_{LOAD} = 300\text{ mA}$	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{LOAD}$	Load Regulation	$V_{IN} = 5\text{V}$ $I_{LOAD} = 100\text{ mA to }800\text{ mA}$	20	50/100	50/100	mV mV(max)
$\eta$	Efficiency	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $I_{LOAD} = 800\text{ mA}$	80			%
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_S$	Input Supply Current	$V_{FEEDBACK} = 1.5\text{V}$ (Switch Off)	7.5	10.0/14.0	10.0/14.0	mA mA(max)
		$I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$	25	50/85	50/85	mA mA(max)
		$V_{COMP} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)				
$V_{UV}$	Input Supply Undervoltage Lockout	$I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	2.90	2.70/2.65 3.10/3.15	2.70/2.65 3.10/3.15	V V(min) V(max)
$f_O$	Oscillator Frequency	Measured at Switch Pin	52	48/42	48/42	kHz kHz(min) kHz(max)
		$I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$		56/62	56/62	
$V_{REF}$	Reference Voltage	Measured at Feedback Pin	1.230	1.214/1.206	1.214/1.206	V V(min) V(max)
		$V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$		1.246/1.254	1.246/1.254	
$\Delta V_{REF}/\Delta V_{IN}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.5\text{V to }40\text{V}$	0.5			mV
$I_B$	Error Amp Input Bias Current	$V_{COMP} = 1.0\text{V}$	100	300/800	300/800	nA nA(max)
$G_M$	Error Amp Transconductance	$I_{COMP} = -30\text{ }\mu\text{A to }+30\text{ }\mu\text{A}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	3700	2400/1600 4800/5800	2400/1600 4800/5800	$\mu\text{mho}$ $\mu\text{mho}$ (min) $\mu\text{mho}$ (max)
$A_{VOL}$	Error Amp Voltage Gain	$V_{COMP} = 1.1\text{V to }1.9\text{V}$ $R_{COMP} = 1.0\text{ M}\Omega$ (Note 7)	800	500/250	500/250	V/V V/V(min)
	Error Amplifier Output Swing	Upper Limit	2.4	2.2/2.0	2.2/2.0	V V(min)
		$V_{FEEDBACK} = 1.0\text{V}$				
		Lower Limit	0.3	0.40/0.55	0.40/0.55	V V(max)
	Error Amp Output Current	$V_{FEEDBACK} = 1.0\text{V to }1.5\text{V}$ $V_{COMP} = 1.0\text{V}$	$\pm 200$	$\pm 130/\pm 90$ $\pm 300/\pm 400$	$\pm 130/\pm 90$ $\pm 300/\pm 400$	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ (min) $\mu\text{A}$ (max)
$I_{SS}$	Soft Start Current	$V_{FEEDBACK} = 1.0\text{V}$ $V_{COMP} = 0\text{V}$	5.0	2.5/1.5 7.5/9.5	2.5/1.5 7.5/9.5	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ (min) $\mu\text{A}$ (max)
D	Maximum Duty Cycle	$V_{COMP} = 1.5\text{V}$ $I_{SWITCH} = 100\text{ mA}$	95	93/90	93/90	% %(min)
$\Delta I_{SWITCH}/\Delta V_{COMP}$	Switch Transconductance		12.5			A/V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics—LM1577-ADJ, LM2577-ADJ (Continued)

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those in bold type face apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} = 5\text{V}$ ,  $V_{FEEDBACK} = V_{REF}$ , and  $I_{SWITCH} = 0$ .

Symbol	Parameter	Conditions	Typical	LM1577-ADJ Limit (Notes 3, 4)	LM2577-ADJ Limit (Note 5)	Units (Limits)
<b>DEVICE PARAMETERS</b>						
$I_L$	Switch Leakage Current	$V_{SWITCH} = 65\text{V}$ $V_{FEEDBACK} = 1.5\text{V}$ (Switch Off)	10	300/600	300/600	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}(\text{max})$
$V_{SAT}$	Switch Saturation Voltage	$I_{SWITCH} = 2.0\text{A}$ $V_{COMP} = 2.0\text{V}$ (Max Duty Cycle)	0.5	0.7/0.9	0.7/0.9	V V(max)
	NPN Switch Current Limit	$V_{COMP} = 2.0\text{V}$	4.3	3.7/3.0 5.3/6.0	3.7/3.0 5.3/6.0	A A(min) A(max)
<b>THERMAL PARAMETERS (All Versions)</b>						
$\theta_{JA}$	Thermal Resistance	K Package, Junction to Ambient	35			$^\circ\text{C/W}$
$\theta_{JC}$		K Package, Junction to Case	1.5			
$\theta_{JA}$		T Package, Junction to Ambient	65			
$\theta_{JC}$		T Package, Junction to Case	2			
$\theta_{JA}$		N Package, Junction to Ambient (Note 8)	85			
$\theta_{JA}$		M Package, Junction to Ambient (Note 8)	100			
$\theta_{JA}$	S Package, Junction to Ambient (Note 9)	37				

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions the device is intended to be functional, but device parameter specifications may not be guaranteed under these conditions. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.

**Note 2:** Due to timing considerations of the LM1577/LM2577 current limit circuit, output current cannot be internally limited when the LM1577/LM2577 is used as a step-up regulator. To prevent damage to the switch, its current must be externally limited to 6.0A. However, output current is internally limited when the LM1577/LM2577 is used as a flyback or forward converter regulator in accordance to the Application Hints.

**Note 3:** All limits guaranteed at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All limits are used to calculate Outgoing Quality Level, and are 100% production tested.

**Note 4:** A military RETS electrical test specification is available on request. At the time of printing, the LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 RETS specifications complied fully with the boldface limits in these columns. The LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, and LM1577K-ADJ/883 may also be procured to Standard Military Drawing specifications.

**Note 5:** All limits guaranteed at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (boldface type). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are guaranteed via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.

**Note 6:** External components such as the diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator performance. When the LM1577/LM2577 is used as shown in the Test Circuit, system performance will be as specified by the system parameters.

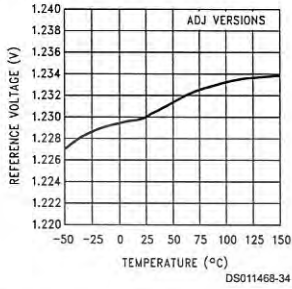
**Note 7:** A 1.0 M $\Omega$  resistor is connected to the compensation pin (which is the error amplifier's output) to ensure accuracy in measuring  $A_{VOL}$ . In actual applications, this pin's load resistance should be  $\geq 10\text{M}\Omega$ , resulting in  $A_{VOL}$  that is typically twice the guaranteed minimum limit.

**Note 8:** Junction to ambient thermal resistance with approximately 1 square inch of pc board copper surrounding the leads. Additional copper area will lower thermal resistance further. See thermal model in "Switchers Made Simple" software.

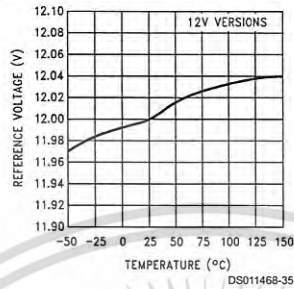
**Note 9:** If the TO-263 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area,  $\theta_{JA}$  is 50 $^\circ\text{C/W}$ ; with 1 square inch of copper area,  $\theta_{JA}$  is 37 $^\circ\text{C/W}$ ; and with 1.6 or more square inches of copper area,  $\theta_{JA}$  is 32 $^\circ\text{C/W}$ .

## Typical Performance Characteristics

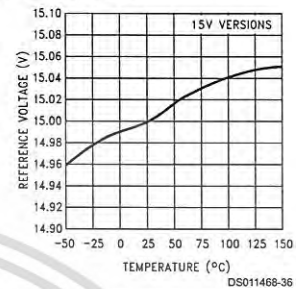
Reference Voltage vs Temperature



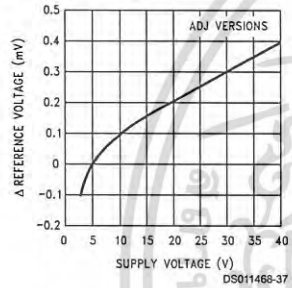
Reference Voltage vs Temperature



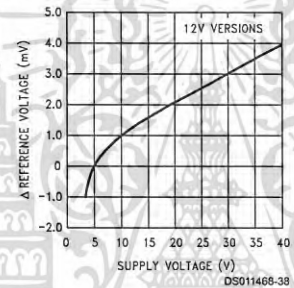
Reference Voltage vs Temperature



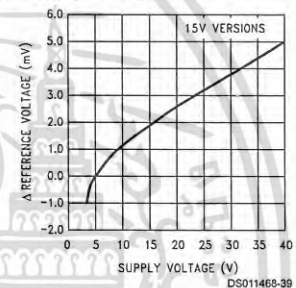
$\Delta$  Reference Voltage vs Supply Voltage



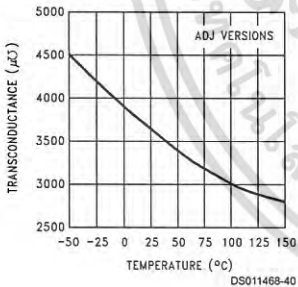
$\Delta$  Reference Voltage vs Supply Voltage



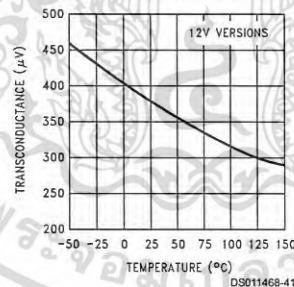
$\Delta$  Reference Voltage vs Supply Voltage



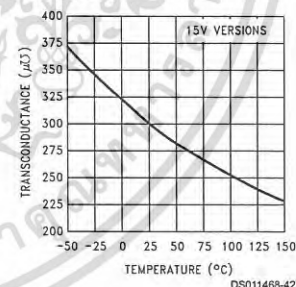
Error Amp Transconductance vs Temperature



Error Amp Transconductance vs Temperature



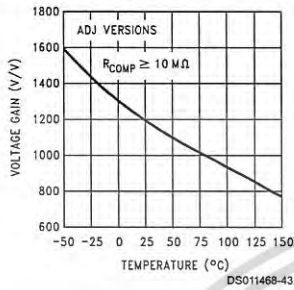
Error Amp Transconductance vs Temperature



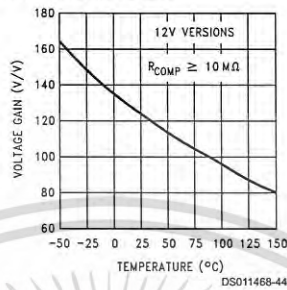
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)

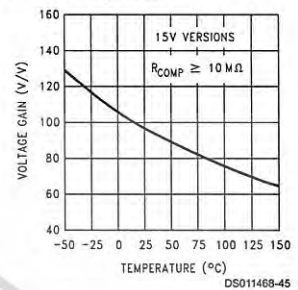
**Error Amp Voltage Gain vs Temperature**



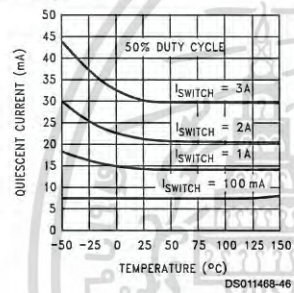
**Error Amp Voltage Gain vs Temperature**



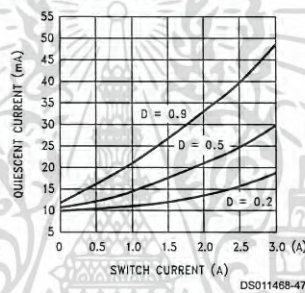
**Error Amp Voltage Gain vs Temperature**



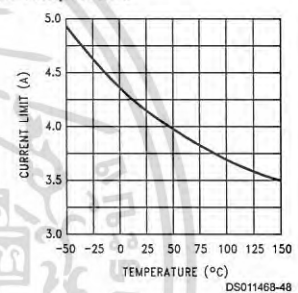
**Quiescent Current vs Temperature**



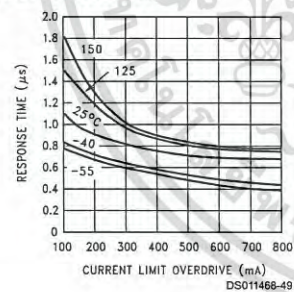
**Quiescent Current vs Switch Current**



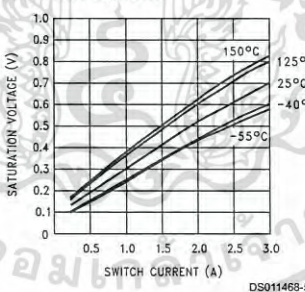
**Current Limit vs Temperature**



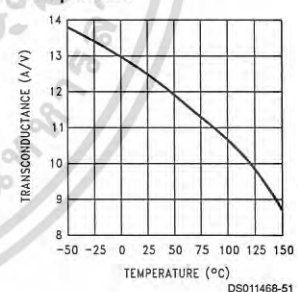
**Current Limit Response Time vs Overdrive**



**Switch Saturation Voltage vs Switch Current**



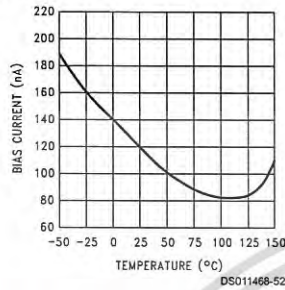
**Switch Transconductance vs Temperature**



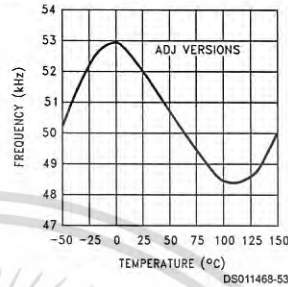
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)

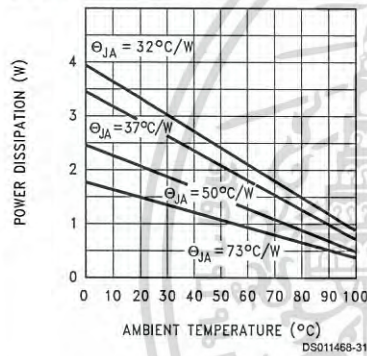
**Feedback Pin Bias Current vs Temperature**



**Oscillator Frequency vs Temperature**



**Maximum Power Dissipation (TO-263) (Note 9)**



## Connection Diagrams

**Straight Leads  
5-Lead TO-220 (T)**



**Top View**

Order Number LM2577T-12, LM2577T-15,  
or LM2577T-ADJ  
See NS Package Number T05A

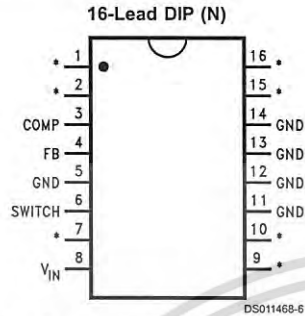
**Bent, Staggered Leads  
5-Lead TO-220 (T)**



**Top View**

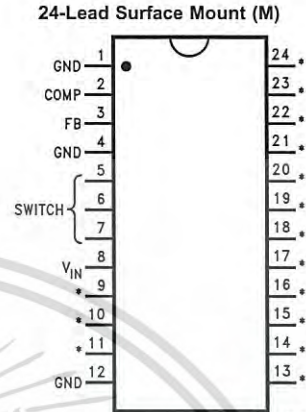
Order Number LM2577T-12 Flow LB03, LM2577T-15  
Flow LB03, or LM2577T-ADJ Flow LB03  
See NS Package Number T05D

**Connection Diagrams (Continued)**



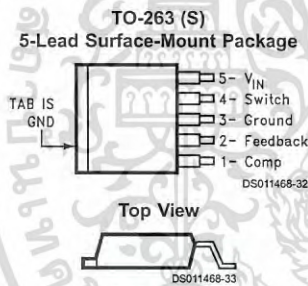
\*No internal Connection

Top View  
Order Number LM2577N-12, LM2577N-15,  
or LM2577N-ADJ  
See NS Package Number N16A

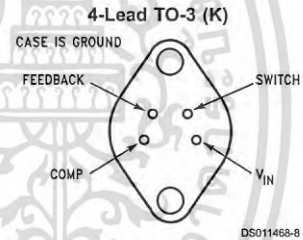


\*No internal Connection

Top View  
Order Number LM2577M-12, LM2577M-15,  
or LM2577M-ADJ  
See NS Package Number M24B

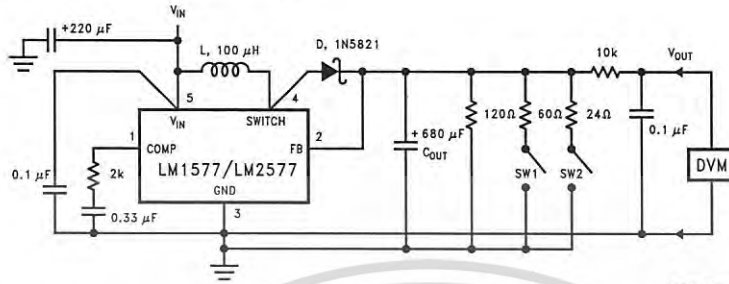


Order Number LM2577S-12, LM2577S-15,  
or LM2577S-ADJ  
See NS Package Number TS5B



Order Number LM1577K-12/883, LM1577K-15/883,  
or LM1577K-ADJ/883  
See NS Package Number K04A

### LM1577-12, LM2577-12 Test Circuit



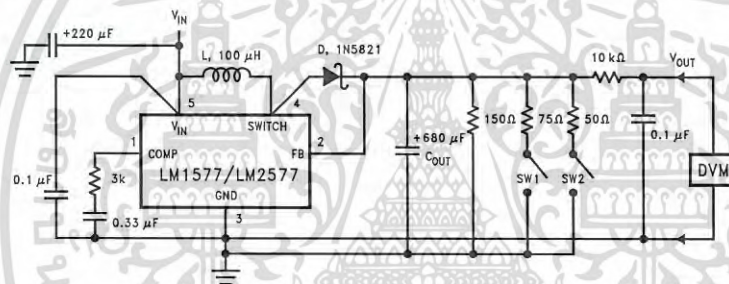
DS011468-30

L = 415-0930 (AIE)  
 D = any manufacturer  
 C<sub>OUT</sub> = Sprague Type 673D  
 Electrolytic 680 µF, 20V

Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package

FIGURE 1. Circuit Used to Specify System Parameters for 12V Versions

### LM1577-15, LM2577-15 Test Circuit



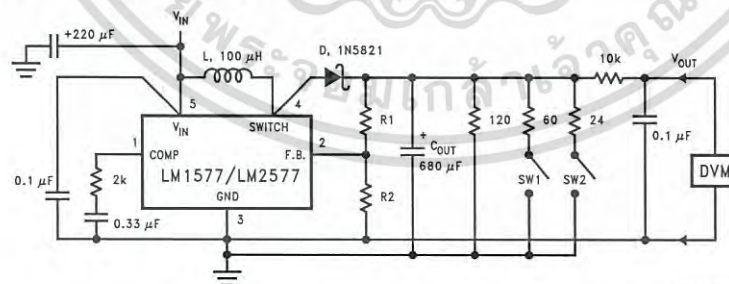
DS011468-26

L = 415-0930 (AIE)  
 D = any manufacturer  
 C<sub>OUT</sub> = Sprague Type 673D  
 Electrolytic 680 µF, 20V

Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package

FIGURE 2. Circuit Used to Specify System Parameters for 15V Versions

### LM1577-ADJ, LM2577-ADJ Test Circuit



DS011468-9

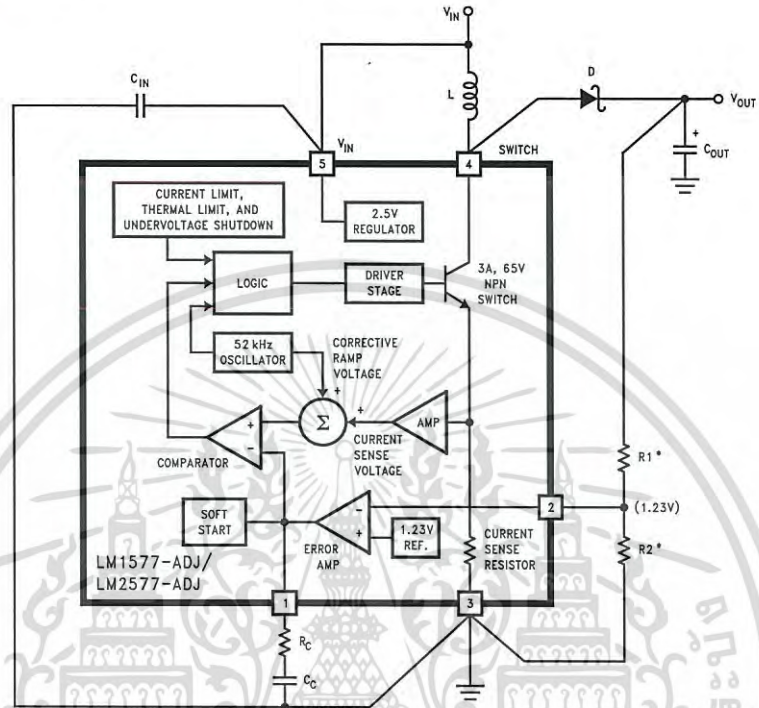
L = 415-0930 (AIE)  
 D = any manufacturer  
 C<sub>OUT</sub> = Sprague Type 673D  
 Electrolytic 680 µF, 20V  
 R1 = 48.7k in series with 511Ω (1%)  
 R2 = 5.62k (1%)

Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package

FIGURE 3. Circuit Used to Specify System Parameters for ADJ Versions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Application Hints



DS011468-10

Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package

\*Resistors are internal to LM1577/LM2577 for 12V and 15V versions.

FIGURE 4. LM1577/LM2577 Block Diagram and Boost Regulator Application

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Application Hints (Continued)

### STEP-UP (BOOST) REGULATOR

Figure 4 shows the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ used as a Step-Up Regulator. This is a switching regulator used for producing an output voltage greater than the input supply voltage. The LM1577-12/LM2577-12 and LM1577-15/LM2577-15 can also be used for step-up regulators with 12V or 15V outputs (respectively), by tying the feedback pin directly to the regulator output.

A basic explanation of how it works is as follows. The LM1577/LM2577 turns its output switch on and off at a frequency of 52 kHz, and this creates energy in the inductor (L). When the NPN switch turns on, the inductor current charges up at a rate of  $V_{IN}/L$ , storing current in the inductor. When the switch turns off, the lower end of the inductor flies above  $V_{IN}$ , discharging its current through diode (D) into the output capacitor ( $C_{OUT}$ ) at a rate of  $(V_{OUT} - V_{IN})/L$ . Thus, energy stored in the inductor during the switch on time is transferred to the output during the switch off time. The output voltage is controlled by the amount of energy transferred which, in turn, is controlled by modulating the peak inductor current. This is done by feeding back a portion of the output voltage to the error amp, which amplifies the difference between the feedback voltage and a 1.230V reference. The error amp output voltage is compared to a voltage proportional to the switch current (i.e., inductor current during the switch on time).

The comparator terminates the switch on time when the two voltages are equal, thereby controlling the peak switch current to maintain a constant output voltage.

Voltage and current waveforms for this circuit are shown in Figure 5, and formulas for calculating them are given in Figure 6.

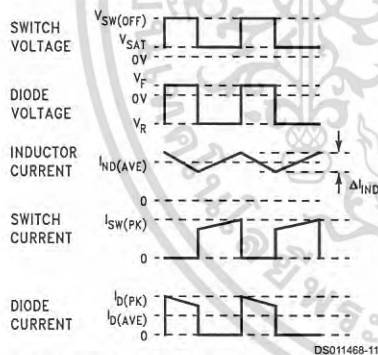


FIGURE 5. Step-Up Regulator Waveforms

Duty Cycle	D	$\frac{V_{OUT} + V_F - V_{IN}}{V_{OUT} + V_F - V_{SAT}} \approx \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$
Average Inductor Current	$I_{IND(AVE)}$	$\frac{I_{LOAD}}{1 - D}$
Inductor Current Ripple	$\Delta I_{IND}$	$\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \cdot \frac{D}{52,000}$
Peak Inductor Current	$I_{IND(PK)}$	$\frac{I_{LOAD(max)}}{1 - D(max)} + \frac{\Delta I_{IND}}{2}$
Peak Switch Current	$I_{SW(PK)}$	$\frac{I_{LOAD(max)}}{1 - D(max)} + \frac{\Delta I_{IND}}{2}$
Switch Voltage When Off	$V_{SW(OFF)}$	$V_{OUT} + V_F$
Diode Reverse Voltage	$V_R$	$V_{OUT} - V_{SAT}$
Average Diode Current	$I_{D(AVE)}$	$I_{LOAD}$
Peak Diode Current	$I_{D(PK)}$	$\frac{I_{LOAD}}{1 - D(max)} + \frac{\Delta I_{IND}}{2}$
Power Dissipation of LM1577/2577	$P_D$	$0.25 \Omega \left( \frac{I_{LOAD}}{1 - D} \right)^2 D + \frac{I_{LOAD} D V_{IN}}{50 (1 - D)}$

$V_F$  = Forward Biased Diode Voltage  
 $I_{LOAD}$  = Output Load Current

FIGURE 6. Step-Up Regulator Formulas

### STEP-UP REGULATOR DESIGN PROCEDURE

The following design procedure can be used to select the appropriate external components for the circuit in Figure 4, based on these system requirements.

Given:

$V_{IN(min)}$  = Minimum input supply voltage

$V_{OUT}$  = Regulated output voltage

$I_{LOAD(max)}$  = Maximum output load current

Before proceeding any further, determine if the LM1577/LM2577 can provide these values of  $V_{OUT}$  and  $I_{LOAD(max)}$  when operating with the minimum value of  $V_{IN}$ . The upper limits for  $V_{OUT}$  and  $I_{LOAD(max)}$  are given by the following equations.

$$V_{OUT} \leq 60V$$

$$\text{and } V_{OUT} \leq 10 \times V_{IN(min)}$$

$$I_{LOAD(max)} \leq \frac{2.1A \times V_{IN(min)}}{V_{OUT}}$$

These limits must be greater than or equal to the values specified in this application.

#### 1. Inductor Selection (L)

##### A. Voltage Options:

##### 1. For 12V or 15V output

## Application Hints (Continued)

From Figure 7 (for 12V output) or Figure 8 (for 15V output), identify inductor code for region indicated by  $V_{IN(min)}$  and  $I_{LOAD(max)}$ . The shaded region indicates conditions for which the LM1577/LM2577 output switch would be operating beyond its switch current rating. The minimum operating voltage for the LM1577/LM2577 is 3.5V.

From here, proceed to step C.

### 2. For Adjustable version

#### Preliminary calculations:

The inductor selection is based on the calculation of the following three parameters:

$D_{(max)}$ , the maximum switch duty cycle ( $0 \leq D \leq 0.9$ ):

$$D_{(max)} = \frac{V_{OUT} + V_F - V_{IN(min)}}{V_{OUT} + V_F - 0.6V}$$

where  $V_F = 0.5V$  for Schottky diodes and  $0.8V$  for fast recovery diodes (typically);

$E \cdot T$ , the product of volts x time that charges the inductor:

$$E \cdot T = \frac{D_{(max)} (V_{IN(min)} - 0.6V) 10^6}{52,000 \text{ Hz}} \quad (V \cdot \mu s)$$

$I_{IND,DC}$ , the average inductor current under full load;

$$I_{IND,DC} = \frac{1.05 \times I_{LOAD(max)}}{1 - D_{(max)}}$$

#### B. Identify Inductor Value:

- From Figure 9, identify the inductor code for the region indicated by the intersection of  $E \cdot T$  and  $I_{IND,DC}$ . This code gives the inductor value in microhenries. The L or H prefix signifies whether the inductor is rated for a maximum  $E \cdot T$  of  $90 V \cdot \mu s$  (L) or  $250 V \cdot \mu s$  (H).
- If  $D < 0.85$ , go on to step C. If  $D \geq 0.85$ , then calculate the minimum inductance needed to ensure the switching regulator's stability:

$$L_{MIN} = \frac{6.4 (V_{IN(min)} - 0.6V) (2D_{(max)} - 1)}{1 - D_{(max)}} \quad (\mu H)$$

If  $L_{MIN}$  is smaller than the inductor value found in step B1, go on to step C. Otherwise, the inductor value found in step B1 is too low; an appropriate inductor code should be obtained from the graph as follows:

- Find the lowest value inductor that is greater than  $L_{MIN}$ .
- Find where  $E \cdot T$  intersects this inductor value to determine if it has an L or H prefix. If  $E \cdot T$  intersects both the L and H regions, select the inductor with an H prefix.

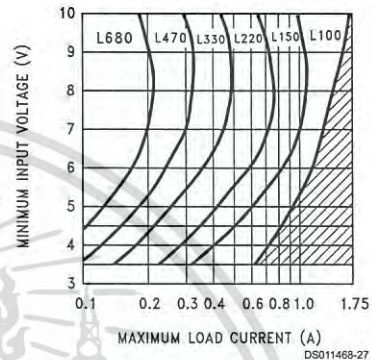


FIGURE 7. LM2577-12 Inductor Selection Guide

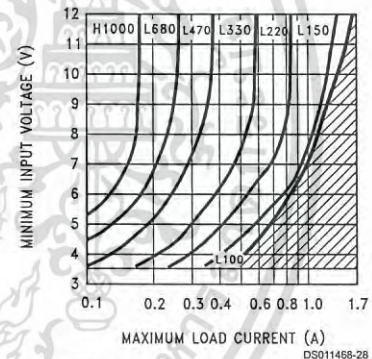
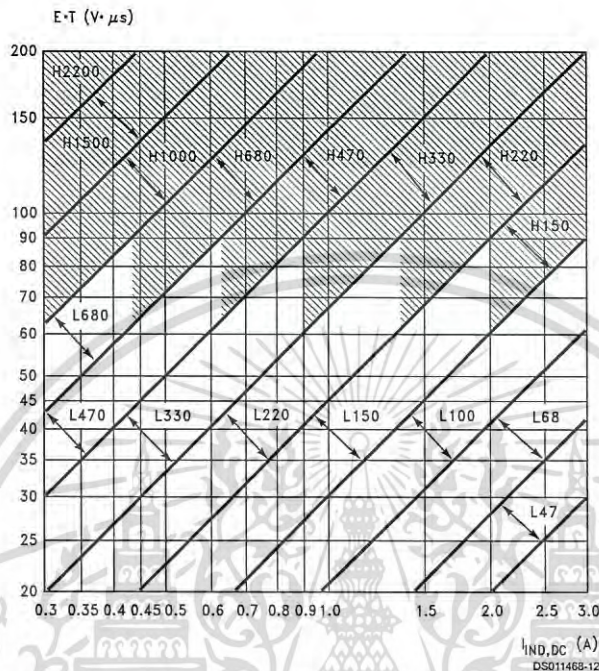


FIGURE 8. LM2577-15 Inductor Selection Guide

## Application Hints (Continued)



**Note:** These charts assume that the inductor ripple current is approximately 20% to 30% of the average inductor current (when the regulator is under full load). Greater ripple current causes higher peak switch currents and greater output ripple voltage; lower ripple current is achieved with larger-value inductors. The factor of 20 to 30% is chosen as a convenient balance between the two extremes.

FIGURE 9. LM1577-ADJ/LM2577-ADJ Inductor Selection Graph

C. Select an inductor from the table of Figure 10 which cross-references the inductor codes to the part numbers of three different manufacturers. Complete specifications for these inductors are available from the respective manufacturers. The inductors listed in this table have the following characteristics:

**AIE:** ferrite, pot-core inductors; Benefits of this type are low electro-magnetic interference (EMI), small physical size, and very low power dissipation (core loss). Be careful not to operate these inductors too far beyond their maximum ratings for E·T and peak current, as this will saturate the core.

**Pulse:** powdered iron, toroid core inductors; Benefits are low EMI and ability to withstand E·T and peak current above rated value better than ferrite cores.

**Renco:** ferrite, bobbin-core inductors; Benefits are low cost and best ability to withstand E·T and peak current above rated value. Be aware that these inductors generate more EMI than the other types, and this may interfere with signals sensitive to noise.

## Application Hints (Continued)

Inductor Code	Manufacturer's Part Number		
	Schott	Pulse	Renco
L47	67126980	PE - 53112	RL2442
L68	67126990	PE - 92114	RL2443
L100	67127000	PE - 92108	RL2444
L150	67127010	PE - 53113	RL1954
L220	67127020	PE - 52626	RL1953
L330	67127030	PE - 52627	RL1952
L470	67127040	PE - 53114	RL1951
L680	67127050	PE - 52629	RL1950
H150	67127060	PE - 53115	RL2445
H220	67127070	PE - 53116	RL2446
H330	67127080	PE - 53117	RL2447
H470	67127090	PE - 53118	RL1961
H680	67127100	PE - 53119	RL1960
H1000	67127110	PE - 53120	RL1959
H1500	67127120	PE - 53121	RL1958
H2200	67127130	PE - 53122	RL2448

Schott Corp., (612) 475-1173  
 1000 Parkers Lake Rd., Wayzata, MN 55391  
 Pulse Engineering, (619) 268-2400  
 P.O. Box 12235, San Diego, CA 92112  
 Renco Electronics Inc., (516) 586-5566  
 60 Jeffryn Blvd. East, Deer Park, NY 11729

FIGURE 10. Table of Standardized Inductors and Manufacturer's Part Numbers

### 2. Compensation Network ( $R_C$ , $C_C$ ) and Output Capacitor ( $C_{OUT}$ ) Selection

$R_C$  and  $C_C$  form a pole-zero compensation network that stabilizes the regulator. The values of  $R_C$  and  $C_C$  are mainly dependant on the regulator voltage gain,  $I_{LOAD(max)}$ ,  $L$  and  $C_{OUT}$ . The following procedure calculates values for  $R_C$ ,  $C_C$ , and  $C_{OUT}$  that ensure regulator stability. Be aware that this procedure doesn't necessarily result in  $R_C$  and  $C_C$  that provide optimum compensation. In order to guarantee optimum compensation, one of the standard procedures for testing loop stability must be used, such as measuring  $V_{OUT}$  transient response when pulsing  $I_{LOAD}$  (see Figure 15).

A. First, calculate the maximum value for  $R_C$ .

$$R_C \leq \frac{750 \times I_{LOAD(max)} \times V_{OUT}^2}{V_{IN(min)}^2}$$

Select a resistor less than or equal to this value, and it should also be no greater than 3 k $\Omega$ .

B. Calculate the minimum value for  $C_{OUT}$  using the following two equations.

$$C_{OUT} \geq \frac{0.19 \times L \times R_C \times I_{LOAD(max)}}{V_{IN(min)} \times V_{OUT}}$$

and

$$C_{OUT} \geq \frac{V_{IN(min)} \times R_C \times (V_{IN(min)} + (3.74 \times 10^5 \times L))}{487,800 \times V_{OUT}^3}$$

The larger of these two values is the minimum value that ensures stability.

C. Calculate the minimum value of  $C_C$ .

$$C_C \geq \frac{58.5 \times V_{OUT}^2 \times C_{OUT}}{R_C^2 \times V_{IN(min)}}$$

The compensation capacitor is also part of the soft start circuitry. When power to the regulator is turned on, the switch duty cycle is allowed to rise at a rate controlled by this capacitor (with no control on the duty cycle, it would immediately rise to 90%, drawing huge currents from the input power supply). In order to operate properly, the soft start circuit requires  $C_C \geq 0.22 \mu\text{F}$ .

The value of the output filter capacitor is normally large enough to require the use of aluminum electrolytic capacitors. Figure 11 lists several different types that are recommended for switching regulators, and the following parameters are used to select the proper capacitor.

**Working Voltage (WVDC):** Choose a capacitor with a working voltage at least 20% higher than the regulator output voltage.

**Ripple Current:** This is the maximum RMS value of current that charges the capacitor during each switching cycle. For step-up and flyback regulators, the formula for ripple current is

$$I_{RIPPLE(RMS)} = \frac{I_{LOAD(max)} \times D_{(max)}}{1 - D_{(max)}}$$

Choose a capacitor that is rated at least 50% higher than this value at 52 kHz.

**Equivalent Series Resistance (ESR):** This is the primary cause of output ripple voltage, and it also affects the values of  $R_C$  and  $C_C$  needed to stabilize the regulator. As a result, the preceding calculations for  $C_C$  and  $R_C$  are only valid if ESR doesn't exceed the maximum value specified by the following equations.

$$ESR \leq \frac{0.01 \times V_{OUT}}{I_{RIPPLE(P-P)}} \text{ and } \leq \frac{8.7 \times (10) - 3 \times V_{IN}}{I_{LOAD(max)}}$$

where

$$I_{RIPPLE(P-P)} = \frac{1.15 \times I_{LOAD(max)}}{1 - D_{(max)}}$$

Select a capacitor with ESR, at 52 kHz, that is less than or equal to the lower value calculated. Most electrolytic capacitors specify ESR at 120 Hz which is 15% to 30% higher than at 52 kHz. Also, be aware that ESR increases by a factor of 2 when operating at  $-20^\circ\text{C}$ .

In general, low values of ESR are achieved by using large value capacitors ( $C \geq 470 \mu\text{F}$ ), and capacitors with high WVDC, or by paralleling smaller-value capacitors.

## Application Hints (Continued)

### 3. Output Voltage Selection (R1 and R2)

This section is for applications using the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ. Skip this section if the LM1577-12/LM2577-12 or LM1577-15/LM2577-15 is being used.

With the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ, the output voltage is given by

$$V_{OUT} = 1.23V (1 + R1/R2)$$

Resistors R1 and R2 divide the output down so it can be compared with the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ internal 1.23V reference. For a given desired output voltage  $V_{OUT}$ , select R1 and R2 so that

$$\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT}}{1.23V} - 1$$

### 4. Input Capacitor Selection ( $C_{IN}$ )

The switching action in the step-up regulator causes a triangular ripple current to be drawn from the supply source. This in turn causes noise to appear on the supply voltage. For proper operation of the LM1577, the input voltage should be decoupled. Bypassing the Input Voltage pin directly to ground with a good quality, low ESR, 0.1  $\mu$ F capacitor (leads as short as possible) is normally sufficient.

**Cornell Dubilier** — Types 239, 250, 251, UFT, 300, or 350

P.O. Box 128, Pickens, SC 29671  
(803) 878-6311

**Nichicon** — Types PF, PX, or PZ

927 East Parkway,  
Schaumburg, IL 60173  
(708) 843-7500

**Sprague** — Types 672D, 673D, or 674D

Box 1, Sprague Road,  
Lansing, NC 28643  
(919) 384-2551

**United Chemi-Con** — Types LX, SXF, or SXJ

9801 West Higgins Road,  
Rosemont, IL 60018  
(708) 696-2000

FIGURE 11. Aluminum Electrolytic Capacitors Recommended for Switching Regulators

If the LM1577 is located far from the supply source filter capacitors, an additional large electrolytic capacitor (e.g. 47  $\mu$ F) is often required.

### 5. Diode Selection (D)

The switching diode used in the boost regulator must withstand a reverse voltage equal to the circuit output voltage, and must conduct the peak output current of the LM2577. A suitable diode must have a minimum reverse breakdown voltage greater than the circuit output voltage, and should be rated for average and peak current greater than  $I_{LOAD(max)}$  and  $I_{D(PK)}$ . Schottky barrier diodes are often favored for use in switching regulators. Their low forward voltage drop allows higher regulator efficiency than if a (less expensive) fast recovery diode was used. See Figure 12 for recommended part numbers and voltage ratings of 1A and 3A diodes.

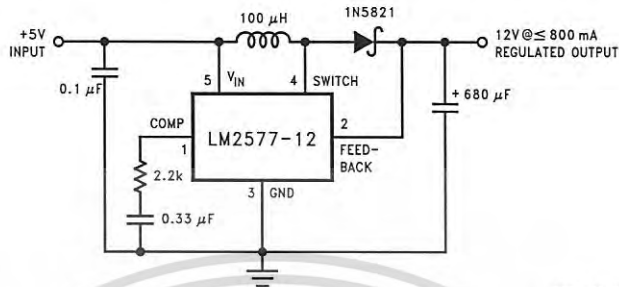
$V_{OUT}$ (max)	Schottky		Fast Recovery	
	1A	3A	1A	3A
20V	1N5817 MBR120P	1N5820 MBR320P		
30V	1N5818 MBR130P 11DQ03	1N5821 MBR330P 31DQ03		
40V	1N5819 MBR140P 11DQ04	1N5822 MBR340P 31DQ04		
50V	MBR150 11DQ05	MBR350 31DQ05	1N4933 MUR105	
100V			1N4934 HER102 MUR110 10DL1	MR851 30DL1 MR831 HER302

FIGURE 12. Diode Selection Chart

### BOOST REGULATOR CIRCUIT EXAMPLE

By adding a few external components (as shown in Figure 13), the LM2577 can be used to produce a regulated output voltage that is greater than the applied input voltage. Typical performance of this regulator is shown in Figure 14 and Figure 15. The switching waveforms observed during the operation of this circuit are shown in Figure 16.

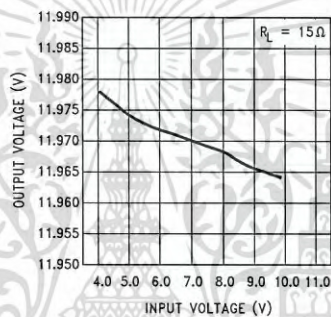
## Application Hints (Continued)



DS011468-13

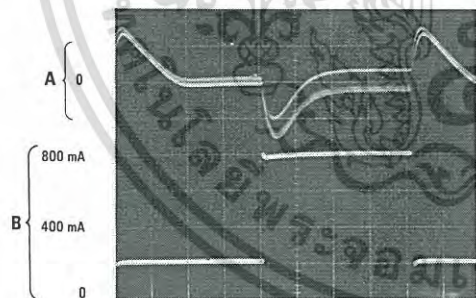
Note: Pin numbers shown are for TO-220 (T) package.

FIGURE 13. Step-up Regulator Delivers 12V from a 5V Input



DS011468-14

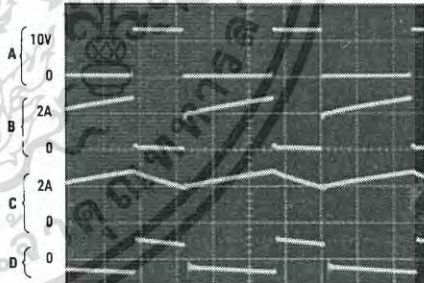
FIGURE 14. Line Regulation (Typical) of Step-Up Regulator of Figure 13



DS011468-15

A: Output Voltage Change, 100 mV/div, (AC-coupled)  
 B: Load current, 0.2 A/div  
 Horizontal: 5 ms/div

FIGURE 15. Load Transient Response of Step-Up Regulator of Figure 13



DS011468-16

A: Switch pin voltage, 10 V/div  
 B: Switch pin current, 2 A/div  
 C: Inductor current, 2 A/div  
 D: Output ripple voltage, 100 mV/div (AC-coupled)  
 Horizontal: 5 μs/div

FIGURE 16. Switching Waveforms of Step-Up Regulator of Figure 13

## Application Hints (Continued)

### FLYBACK REGULATOR

A Flyback regulator can produce single or multiple output voltages that are lower or greater than the input supply voltage. Figure 18 shows the LM1577/LM2577 used as a flyback regulator with positive and negative regulated outputs. Its operation is similar to a step-up regulator, except the output switch controls the primary current of a flyback transformer. Note that the primary and secondary windings are out of phase, so no current flows through secondary when current flows through the primary. This allows the primary to charge up the transformer core when the switch is on. When the switch turns off, the core discharges by sending current through the secondary, and this produces voltage at the outputs. The output voltages are controlled by adjusting the peak primary current, as described in the step-up regulator section.

Voltage and current waveforms for this circuit are shown in Figure 17, and formulas for calculating them are given in Figure 19.

### FLYBACK REGULATOR DESIGN PROCEDURE

#### 1. Transformer Selection

A family of standardized flyback transformers is available for creating flyback regulators that produce dual output voltages, from  $\pm 10V$  to  $\pm 15V$ , as shown in Figure 18. Figure 20 lists these transformers with the input voltage, output voltages and maximum load current they are designed for.

#### 2. Compensation Network ( $C_C$ , $R_C$ ) and Output Capacitor ( $C_{OUT}$ ) Selection

As explained in the Step-Up Regulator Design Procedure,  $C_C$ ,  $R_C$  and  $C_{OUT}$  must be selected as a group. The following procedure is for a dual output flyback regulator with equal turns ratios for each secondary (i.e., both output voltages have the same magnitude). The equations can be used for a single output regulator by changing  $\Sigma I_{LOAD(max)}$  to  $I_{LOAD(max)}$  in the following equations.

A. First, calculate the maximum value for  $R_C$ .

$$R_C \leq \frac{750 \times \Sigma I_{LOAD(max)} \times (15V + V_{IN(min)})^2}{V_{IN(min)}^2}$$

Where  $\Sigma I_{LOAD(max)}$  is the sum of the load current (magnitude) required from both outputs. Select a resistor less than or equal to this value, and no greater than 3 k $\Omega$ .

B. Calculate the minimum value for  $\Sigma C_{OUT}$  (sum of  $C_{OUT}$  at both outputs) using the following two equations.

$$C_{OUT} \geq \frac{0.19 \times R_C \times L_P \times \Sigma I_{LOAD(max)}}{15V \times V_{IN(min)}}$$

and

$$C_{OUT} \geq \frac{V_{IN(min)} \times R_C \times N^2 \times (V_{IN(min)} + (3.74 \times 10^5 \times L_P))}{487,800 \times (15V)^2 \times (15V + V_{IN(min)} \times N)}$$

The larger of these two values must be used to ensure regulator stability.

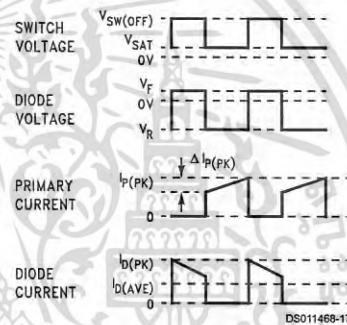
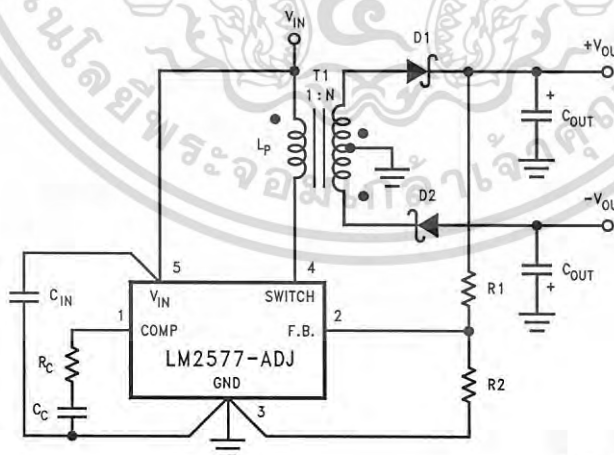


FIGURE 17. Flyback Regulator Waveforms



T1 = Pulse Engineering, PE-65300  
D1, D2 = 1N5821

DS011468-18

FIGURE 18. LM1577-ADJ/LM2577-ADJ Flyback Regulator with  $\pm$  Outputs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Application Hints (Continued)

Duty Cycle	D	$\frac{V_{OUT} + V_F}{N(V_{IN} - V_{SAT}) + V_{OUT} + V_F} \approx \frac{V_{OUT}}{N(V_{IN}) + V_{OUT}}$
Primary Current Variation	$\Delta I_P$	$\frac{D(V_{IN} - V_{SAT})}{L_P \times 52,000}$
Peak Primary Current	$I_{P(PK)}$	$\frac{N}{\eta} \times \frac{\Sigma I_{LOAD}}{1 - D} + \frac{\Delta I_{PK}}{2}$
Switch Voltage when Off	$V_{SW(OFF)}$	$V_{IN} + \frac{V_{OUT} + V_F}{N}$
Diode Reverse Voltage	$V_R$	$V_{OUT} + N(V_{IN} - V_{SAT})$
Average Diode Current	$I_{D(AVE)}$	$I_{LOAD}$
Peak Diode Current	$I_{D(PK)}$	$\frac{I_{LOAD}}{1 - D} + \frac{\Delta I_{IND}}{2}$
Short Circuit Diode Current		$\approx \frac{6A}{N}$
Power Dissipation of LM1577/LM2577	$P_D$	$0.25\Omega \left( \frac{N \Sigma I_{LOAD}}{1 - D} \right)^2 + \frac{N I_{LOAD} D}{50(1 - D)} V_{IN}$

$$N = \text{Transformer Turns Ratio} = \frac{\text{number of secondary turns}}{\text{number of primary turns}}$$

$$\eta = \text{Transformer Efficiency (typically 0.95)}$$

$$\Sigma I_{LOAD} = |I_{LOAD}| + |-I_{LOAD}|$$

DS011468-7B

FIGURE 19. Flyback Regulator Formulas

C. Calculate the minimum value of  $C_C$

$$C_C \geq \frac{58.5 \times C_{OUT} \times V_{OUT} \times (V_{OUT} + (V_{IN(min)} \times N))}{R_C^2 \times V_{IN(min)} \times N}$$

D. Calculate the maximum ESR of the  $+V_{OUT}$  and  $-V_{OUT}$  output capacitors in parallel.

$$ESR + \parallel ESR \leq \frac{8.7 \times 10^{-3} \times V_{IN(min)} \times V_{OUT} \times N}{\Sigma I_{LOAD(max)} \times (V_{OUT} + (V_{IN(min)} \times N))}$$

This formula can also be used to calculate the maximum ESR of a single output regulator.

At this point, refer to this same section in the **Step-Up Regulator Design Procedure** for more information regarding the selection of  $C_{OUT}$ .

### 3. Output Voltage Selection

This section is for applications using the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ. Skip this section if the LM1577-12/LM2577-12 or LM1577-15/LM2577-15 is being used.

With the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ, the output voltage is given by

$$V_{OUT} = 1.23V (1 + R1/R2)$$

Resistors R1 and R2 divide the output voltage down so it can be compared with the LM1577-ADJ/LM2577-ADJ internal 1.23V reference. For a desired output voltage  $V_{OUT}$ , select R1 and R2 so that

$$\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT}}{1.23V} - 1$$

### 4. Diode Selection

The switching diode in a flyback converter must withstand the reverse voltage specified by the following equation.

$$V_R = V_{OUT} + \frac{V_{IN}}{N}$$

A suitable diode must have a reverse voltage rating greater than this. In addition it must be rated for more than the average and peak diode currents listed in *Figure 19*.

### 5. Input Capacitor Selection

The primary of a flyback transformer draws discontinuous pulses of current from the input supply. As a result, a flyback regulator generates more noise at the input supply than a step-up regulator, and this requires a larger bypass capacitor to decouple the LM1577/LM2577  $V_{IN}$  pin from this noise. For most applications, a low ESR, 1.0  $\mu F$  cap will be sufficient, if it is connected very close to the  $V_{IN}$  and Ground pins.

## Application Hints (Continued)

Transformer Type	Input Voltage	Dual Output Voltage	Maximum Output Current
1 $L_P = 100 \mu\text{H}$ $N = 1$	5V	$\pm 10\text{V}$	325 mA
	5V	$\pm 12\text{V}$	275 mA
	5V	$\pm 15\text{V}$	225 mA
2 $L_P = 200 \mu\text{H}$ $N = 0.5$	10V	$\pm 10\text{V}$	700 mA
	10V	$\pm 12\text{V}$	575 mA
	10V	$\pm 15\text{V}$	500 mA
	12V	$\pm 10\text{V}$	800 mA
	12V	$\pm 12\text{V}$	700 mA
3 $L_P = 250 \mu\text{H}$ $N = 0.5$	15V	$\pm 10\text{V}$	900 mA
	15V	$\pm 12\text{V}$	825 mA
	15V	$\pm 15\text{V}$	700 mA

Transformer Type	Manufacturers' Part Numbers		
	AIE	Pulse	Renco
1	326-0637	PE-65300	RL-2580
2	330-0202	PE-65301	RL-2581
3	330-0203	PE-65302	RL-2582

FIGURE 20. Flyback Transformer Selection Guide

In addition to this bypass cap, a larger capacitor ( $\geq 47 \mu\text{F}$ ) should be used where the flyback transformer connects to the input supply. This will attenuate noise which may interfere with other circuits connected to the same input supply voltage.

### 6. Snubber Circuit

A "snubber" circuit is required when operating from input voltages greater than 10V, or when using a transformer with  $L_P \geq 200 \mu\text{H}$ . This circuit clamps a voltage spike from the transformer primary that occurs immediately after the output switch turns off. Without it, the switch voltage may exceed the 65V maximum rating. As shown in Figure 21, the snubber consists of a fast recovery diode, and a parallel RC. The

RC values are selected for switch clamp voltage ( $V_{\text{CLAMP}}$ ) that is 5V to 10V greater than  $V_{\text{SW(OFF)}}$ . Use the following equations to calculate R and C;

$$C \geq \frac{0.02 \times L_P \times I_{P(\text{PK})}^2}{(V_{\text{CLAMP}})^2 - (V_{\text{SW(OFF)}})^2}$$

$$R \leq \left( \frac{V_{\text{CLAMP}} + V_{\text{SW(OFF)}} - V_{\text{IN}}}{2} \right)^2 \times \left( \frac{19.2 \times 10^{-4}}{L_P \times I_{P(\text{PK})}^2} \right)$$

Power dissipation (and power rating) of the resistor is;

$$P = \left( \frac{V_{\text{CLAMP}} + V_{\text{SW(OFF)}} - V_{\text{IN}}}{2} \right)^2 / R$$

The fast recovery diode must have a reverse voltage rating greater than  $V_{\text{CLAMP}}$ .

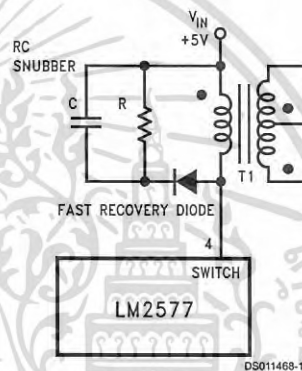
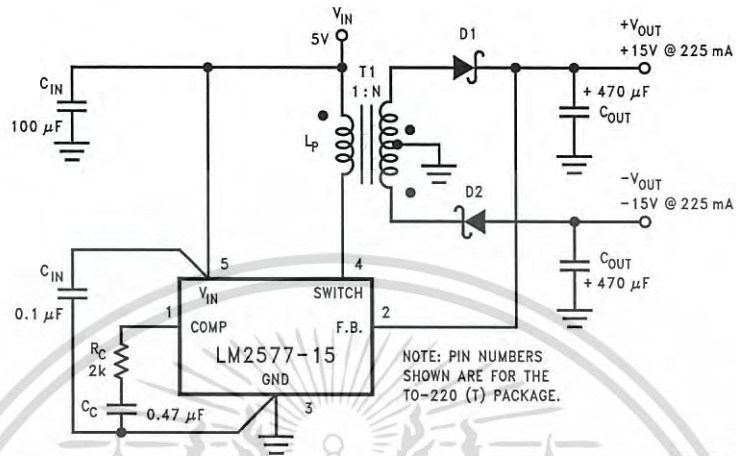


FIGURE 21. Snubber Circuit

### FLYBACK REGULATOR CIRCUIT EXAMPLE

The circuit of Figure 22 produces  $\pm 15\text{V}$  (at 225 mA each) from a single 5V input. The output regulation of this circuit is shown in Figure 23 and Figure 25, while the load transient response is shown in Figure 24 and Figure 26. Switching waveforms seen in this circuit are shown in Figure 27.

## Application Hints (Continued)



T1 = Pulse Engineering, PE-65300  
D1, D2 = 1N5821

DS011468-20

FIGURE 22. Flyback Regulator Easily Provides Dual Outputs

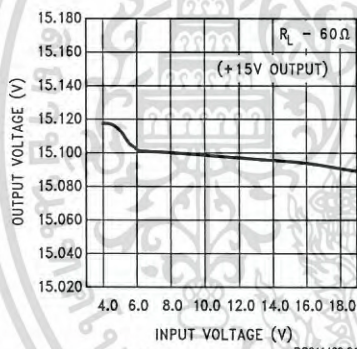


FIGURE 23. Line Regulation (Typical) of Flyback Regulator of Figure 22, +15V Output

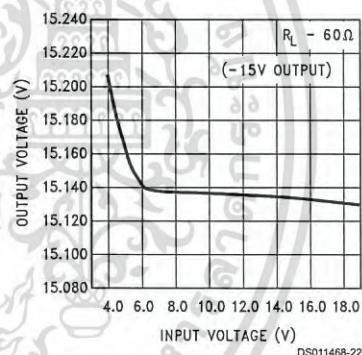


FIGURE 25. Line Regulation (Typical) of Flyback Regulator of Figure 22, -15V Output

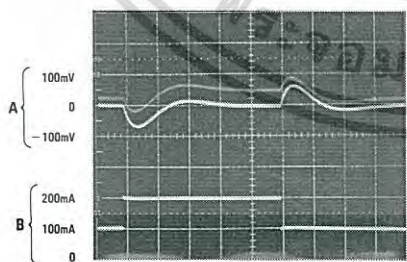


FIGURE 24. Load Transient Response of Flyback Regulator of Figure 22, +15V Output

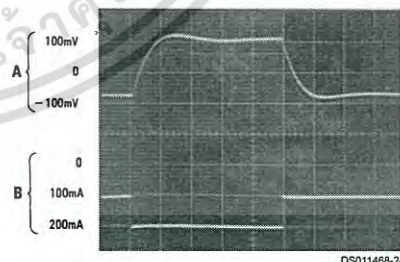
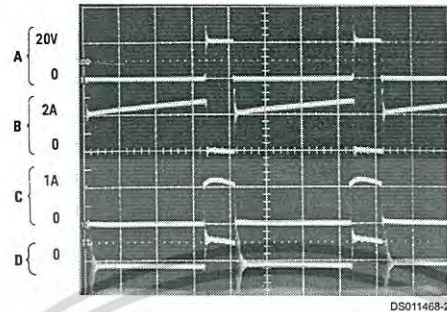


FIGURE 26. Load Transient Response of Flyback Regulator of Figure 22, -15V Output

## Application Hints (Continued)

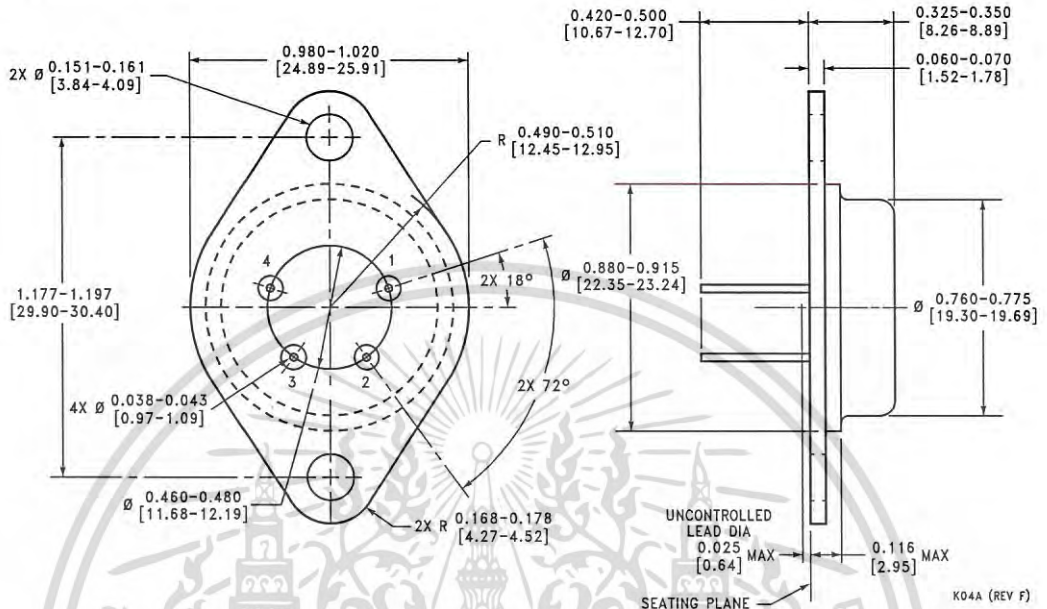


A: Switch pin voltage, 20 V/div  
B: Primary current, 2 A/div  
C: +15V Secondary current, 1 A/div  
D: +15V Output ripple voltage, 100 mV/div  
Horizontal: 5  $\mu$ s/div

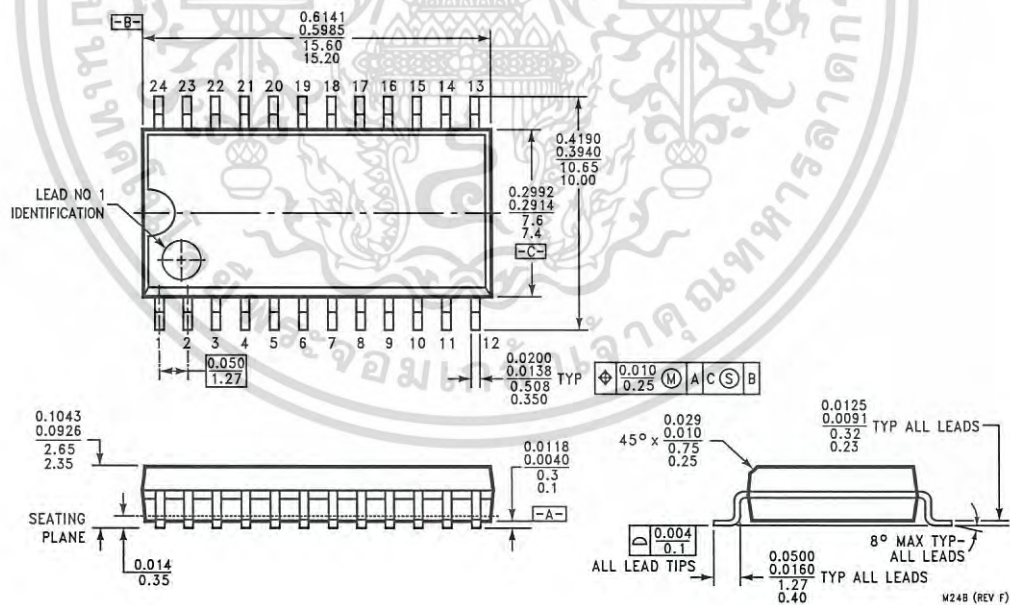
FIGURE 27. Switching Waveforms of Flyback Regulator of Figure 22, Each Output Loaded with 60 $\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



**TO-3 Metal Can Package (K)**  
 Order Number LM1577K-12/883, LM1577K-15/883, or LM1577K-ADJ/883  
 NS Package Number K04A

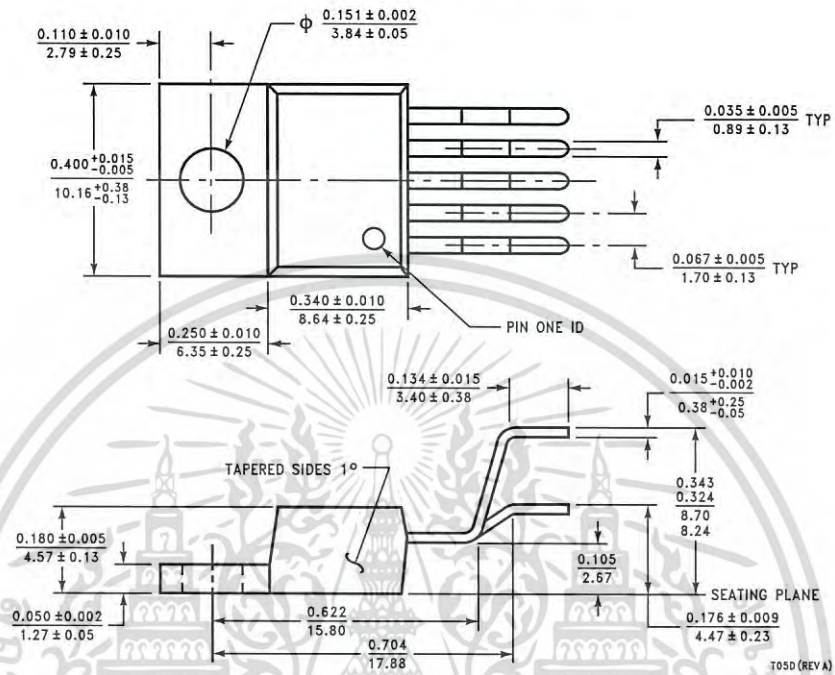


**0.300 Wide SO Package (M)**  
 Order Number LM2577M-12, LM2577M-15 or LM2577M-ADJ  
 NS Package Number M24B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



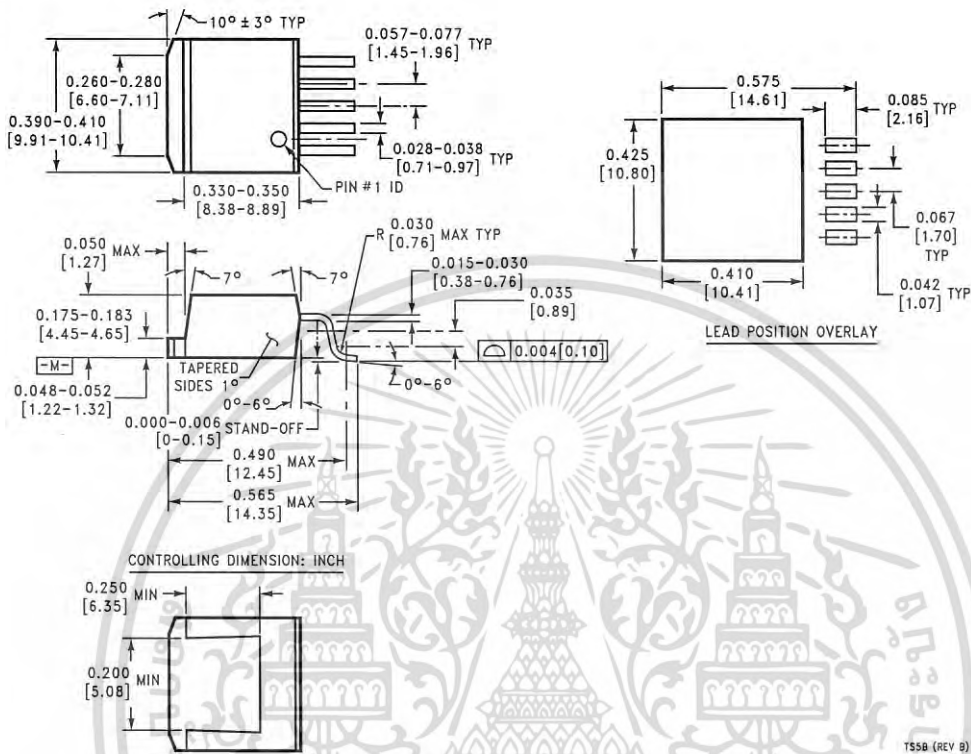
**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**TO-220, Bent Staggered Leads (T)**  
**Order Number LM2577T-12 Flow LB03, LM2577T-15 Flow LB03, or LM2577T-ADJ Flow LB03**  
**NS Package Number T05D**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)




5-Lead TO-263 (S)  
 Order Number LM2577S-12, LM2577S-15 or LM2577S-ADJ  
 NS Package Number TS5B

TS5B (REV 9)

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

 National Semiconductor Corporation  
 Americas  
 Tel: 1-800-272-9959  
 Fax: 1-800-737-7018  
 Email: support@nsc.com

National Semiconductor Europe  
 Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86  
 Email: europe.support@nsc.com  
 Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85  
 English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32  
 Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58  
 Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group  
 Tel: 65-2544466  
 Fax: 65-2504466  
 Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.  
 Tel: 81-3-5639-7560  
 Fax: 81-3-5639-7507

www.national.com

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

---

## Universal High-Brightness LED Driver

---

### Features

- Switch mode controller for single switch LED drivers
- Enhanced drop-in replacement to the HV9910
- Open loop peak current controller
- Internal 8.0 to 450V linear regulator
- Constant frequency or constant off-time operation
- Linear and PWM dimming capability
- Requires few external components for operation

### Applications

- DC/DC or AC/DC LED driver applications
- RGB backlighting LED driver
- Back lighting of flat panel displays
- General purpose constant current source
- Signage and decorative LED lighting
- Chargers

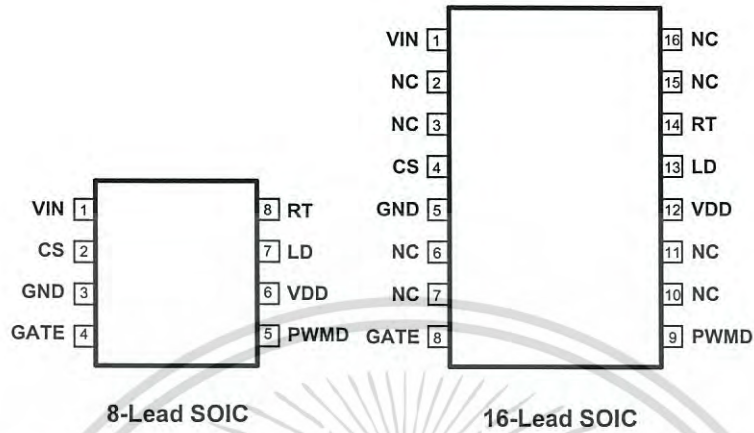
### Description

HV9910B is an open loop, current mode control, LED driver IC. This IC can be programmed to operate in either a constant frequency or constant off-time mode. It includes an 8.0 - 450V linear regulator which allows it to work from a wide range of input voltages without the need for an external low voltage supply. HV9910B includes a PWM-dimming input that can accept an external control signal with a duty ratio of 0 - 100% and a frequency of up to a few kilohertz. It also includes a 0 - 250mV linear dimming input which can be used for linear dimming of the LED current.

HV9910B is ideally suited for buck LED drivers. Since the HV9910B operates in open loop current mode control, the controller achieves good output current regulation without the need for any loop compensation. PWM dimming response is limited only by the rate of rise and fall of the inductor current, enabling very fast rise and fall times. HV9910B requires only three external components, apart from the power stage, to produce a controlled LED current. This makes HV9910B an ideal solution for low cost LED drivers.

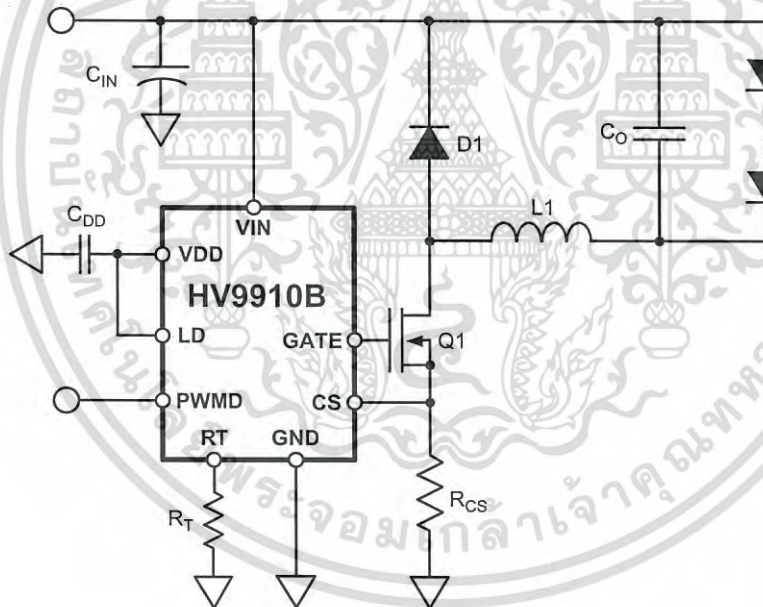
# HV9910B

## Package Type



See Table 2-1 for pin information

## Typical Application Circuit



## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

$V_{IN}$ to GND.....	-0.5V to +470V
$V_{DD}$ to GND.....	12V
CS, LD, PWM, GATE, RT to GND.....	-0.3V to ( $V_{DD} + 0.3V$ )
Operating temperature.....	-40°C to +125°C
Storage temperature.....	-65°C to +150°C
Continuous power dissipation ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ )	
8-lead SOIC.....	630 mW
16-lead SOIC.....	1300 mW

**Note:** Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions, above those indicated in the operational listings of this specification, is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

### 1.1 ELECTRICAL SPECIFICATIONS

TABLE 1-1: ELECTRICAL CHARACTERISTICS (SHEET 1 OF 2)<sup>1</sup>

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>							
$V_{INDC}$	Input DC supply voltage range <sup>2</sup>	3	8.0	-	450	V	DC input voltage
$I_{INSD}$	Shut-down mode supply current	3	-	0.5	1.0	mA	Pin PWM to GND
<b>Internal Regulator</b>							
$V_{DD}$	Internally regulated voltage	-	7.25	7.5	7.75	V	$V_{IN} = 8.0V, I_{DD(ext)} = 0, 500pF$ at GATE; $R_T = 226k\Omega, PWM = V_{DD}$
$\Delta V_{DD, line}$	Line regulation of $V_{DD}$	-	0	-	1.0	V	$V_{IN} = 8.0 - 450V, I_{DD(ext)} = 0, 500pF$ at GATE; $R_T = 226k\Omega, PWM = V_{DD}$
$\Delta V_{DD, load}$	Load regulation of $V_{DD}$	-	0	-	100	mV	$I_{DD(ext)} = 0 - 1.0mA, 500pF$ at GATE; $R_T = 226k\Omega, PWM = V_{DD}$
UVLO	$V_{DD}$ undervoltage lockout threshold	3	6.45	6.7	6.95	V	$V_{DD}$ rising
$\Delta UVLO$	$V_{DD}$ undervoltage lockout hysteresis	-	-	500	-	mV	$V_{DD}$ falling
$I_{IN,MAX}$	Current that the regulator can supply before IC goes into UVLO	4	5.0	-	-	mA	$V_{IN} = 8.0V$
<b>PWM Dimming</b>							
$V_{EN(lo)}$	Pin PWM input low voltage	3	-	-	0.8	V	$V_{IN} = 8.0 - 450V$
$V_{EN(hi)}$	Pin PWM input high voltage	3	2.0	-	-	V	$V_{IN} = 8.0 - 450V$
$R_{EN}$	Pin PWM pull-down resistance at PWM	-	50	100	150	k $\Omega$	$V_{PWM} = 5.0V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาต

# HV9910B

TABLE 1-1: ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED) (SHEET 2 OF 2)<sup>1</sup>

Symbol	Parameter	Note	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Current Sense Comparator</b>							
$V_{CS,TH}$	Current sense pull-in threshold voltage	-	225	250	275	mV	$-40^{\circ}\text{C} < T_A < +85^{\circ}\text{C}$
			213	250	287		$T_A < +125^{\circ}\text{C}$
$V_{OFFSET}$	Offset voltage for LD comparator	3	-12	-	12	mV	
$T_{BLANK}$	Current sense blanking interval	-	150	215	280	ns	$0 < T_A < +85^{\circ}\text{C}$ , $V_{LD} = V_{DD}$ , $V_{CS} = V_{CS,TH} + 50\text{mV}$ after $T_{BLANK}$
			145	215	315		$-40 < T_A < +125^{\circ}\text{C}$ , $V_{LD} = V_{DD}$ , $V_{CS} = V_{CS,TH} + 50\text{mV}$ after $T_{BLANK}$
$t_{DELAY}$	Delay to output	-	-	80	150	ns	$V_{LD} = V_{DD}$ , $V_{CS} = V_{CS,TH} + 50\text{mV}$ after $T_{BLANK}$
<b>Oscillator</b>							
$f_{OSC}$	Oscillator frequency	-	20	25	30	kHz	$R_T = 1.00\text{M}\Omega$
		-	80	100	120		$R_T = 226\text{k}\Omega$
<b>Gate Driver</b>							
$I_{SOURCE}$	GATE sourcing current	-	165	-	-	mA	$V_{GATE} = 0\text{V}$ , $V_{DD} = 7.5\text{V}$
$I_{SINK}$	GATE sinking current	-	165	-	-	mA	$V_{GATE} = V_{DD}$ , $V_{DD} = 7.5\text{V}$
$t_{RISE}$	GATE output rise time	-	-	30	50	ns	$C_{GATE} = 500\text{pF}$ , $V_{DD} = 7.5\text{V}$
$t_{FALL}$	GATE output fall time	-	-	30	50	ns	$C_{GATE} = 500\text{pF}$ , $V_{DD} = 7.5\text{V}$

- 1 Specifications are  $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{IN} = 15\text{V}$  unless otherwise noted.
- 2 Also limited by package-power dissipation limit; Whichever is lower.
- 3 Applies over the full operating ambient temperature range of  $-40^{\circ}\text{C} < T_A < +125^{\circ}\text{C}$ .
- 4 For design guidance only

TABLE 1-2: THERMAL RESISTANCE

Package	$\theta_{ja}$
8-Lead SOIC	101°C/W
16-Lead SOIC	83°C/W

## 2.0 PIN DESCRIPTION

The locations of the pins are listed in Package Type.

**TABLE 2-1: PIN DESCRIPTION**

Pin #		Function	Description
8-Lead SOIC	16-Lead SOIC		
1	1	VIN	Input of an 8.0 - 450V linear regulator.
2	4	CS	Current sense pin used to sense the FET current by means of an external sense resistor. When this pin exceeds the lower of either the internal 250mV or the voltage at the LD pin, the GATE output goes low.
3	5	GND	Ground return for all internal circuitry. This pin must be electrically connected to the ground of the power train.
4	8	GATE	Output GATE driver for an external N-channel power MOSFET.
5	9	PWMD	PWM dimming input of the IC. When this pin is pulled to GND, the GATE driver is turned off. When the pin is pulled high, the GATE driver operates normally.
6	12	VDD	Power supply for all internal circuits. It must be bypassed with a low ESR capacitor to GND ( $\geq 0.1\mu\text{F}$ ).
7	13	LD	Linear dimming input and sets the current sense threshold as long as the voltage at the pin is less than 250mV (typ).
8	14	RT	Sets the oscillator frequency. When a resistor is connected between RT and GND, the HV9910B operates in constant frequency mode. When the resistor is connected between RT and GATE, the IC operates in constant off-time mode.
-	2, 3, 6, 7, 10, 11, 15, 16	NC	No connection

# HV9910B

## 3.0 APPLICATION INFORMATION

HV9910B is optimized to drive buck LED drivers using open-loop, peak current mode control. This method of control enables fairly accurate LED current control without the need for high side current sensing or the design of any closed loop controllers. The IC uses very few external components and enables both Linear and PWM-dimming of the LED current.

A resistor connected to the RT pin programs the frequency of operation (or the off-time). The oscillator produces pulses at regular intervals. These pulses set the SR flip-flop in the HV9910B which causes the GATE driver to turn on. The same pulses also start the blanking timer, which inhibits the reset input of the SR flip-flop and prevent false turn-offs due to the turn-on spike. When the FET turns on, the current through the inductor starts ramping up. This current flows through the external sense resistor  $R_{CS}$  and produces a ramp voltage at the CS pin. The comparators are constantly comparing the CS pin voltage to both the voltage at the LD pin and the internal 250mV. Once the blanking timer is complete, the output of these comparators is allowed to reset the flip-flop. When the output of either one of the two comparators goes high, the flip flop is reset and the GATE output goes low. The GATE goes low until the SR flip-flop is set by the oscillator. Assuming a 30% ripple in the inductor, the current sense resistor  $R_{CS}$  can be set using:

$$R_{CS} = \frac{0.25V(\text{or } V_{LD})}{1.15 \cdot I_{LED}(A)}$$

Constant frequency peak current mode control has an inherent disadvantage – at duty cycles greater than 0.5, the control scheme goes into subharmonic oscillations. To prevent this, an artificial slope is typically added to the current sense waveform. This slope compensation scheme will affect the accuracy of the LED current in the present form. However, a constant off-time peak current control scheme does not have this problem and can easily operate at duty cycles greater than 0.5. This control scheme also gives inherent input voltage rejection, making the LED current almost insensitive to input voltage variations. However, this scheme leads to variable frequency operation and the frequency range depends greatly on the input and output voltage variation. HV9910B makes it easy to switch between the two modes of operation by changing one connection (see Section 3.3 “Oscillator”).

### 3.1 Input Voltage Regulator

HV9910B can be powered directly from its VIN pin and can work from 8.0 - 450VDC at its VIN pin. When a voltage is applied at the VIN pin, the HV9910B maintains a constant 7.5V at the VDD pin. This voltage is used to power the IC and any external resistor dividers needed

to control the IC. The VDD pin must be bypassed by a low-ESR capacitor to provide a low impedance path for the high frequency current of the output GATE driver.

HV9910B can also be operated by supplying a voltage at the VDD pin greater than the internally regulated voltage. This will turn off the internal linear regulator of the IC and the HV9910B will operate directly off the voltage supplied at the VDD pin. Please note that this external voltage at the VDD pin should not exceed 12V.

Although the VIN pin of the HV9910B is rated up to 450V, the actual maximum voltage that can be applied is limited by the power dissipation in the IC. For example, if an 8-pin SOIC (junction to ambient thermal resistance  $R_{\theta j-a} = 128^{\circ}\text{C/W}$ ) HV9910B draws about  $I_{IN} = 2.0\text{mA}$  from the VIN pin, and has a maximum allowable temperature rise of the junction temperature limited to about  $\Delta T = 100^{\circ}\text{C}$ , the maximum voltage at the VIN pin would be:

$$V_{IN(\text{MAX})} = \frac{\Delta T}{R_{\theta j-a}} \cdot \frac{1}{I_{IN}} = \frac{100^{\circ}\text{C}}{128^{\circ}\text{C/W}} \cdot \frac{1}{2\text{mA}} = 390\text{V}$$

In these cases, to operate the HV9910B from higher input voltages, a Zener diode can be added in series with the VIN pin to divert some of the power loss from the HV9910B to the Zener diode. In the above example, using a 100V Zener diode will allow the circuit to easily work up to 450V.

The input current drawn from the VIN pin is a sum of the 1.0mA current drawn by the internal circuit and the current drawn by the GATE driver. The GATE driver depends on the switching frequency and the GATE charge of the external FET).

$$I_{IN} \approx 1.0\text{mA} + Q_g \cdot f_s$$

In the above equation,  $f_s$  is the switching frequency and  $Q_g$  is the GATE charge of the external FET (which can be obtained from the data sheet of the FET).

### 3.2 Current Sense

The current sense input of the HV9910B goes to the non-inverting inputs of two comparators. The inverting terminal of one comparator is tied to an internal 250mV reference, whereas the inverting terminal of the other comparator is connected to the LD pin. The outputs of both these comparators are fed into an OR GATE and the output of the OR GATE is fed into the reset pin of the flip-flop. Thus, the comparator which has the lowest voltage at the inverting terminal determines when the GATE output is turned off.

The outputs of the comparators also include a 150-280ns blanking time which prevents spurious turn-offs of the external FET due to the turn-on spike normally present in peak current mode control. In rare cases, this internal blanking might not be enough to filter out the turn-on spike. In these cases, an external RC filter needs to be added between the external sense resistor (RCS) and the CS pin.

Please note that the comparators are fast with a typical 80ns response time. Hence these comparators are more susceptible to be triggered by noise than the comparators of the HV9910. A proper layout minimizing external inductances will prevent false triggering of these comparators.

### 3.3 Oscillator

The oscillator in the HV9910B is controlled by a single resistor connected at the RT pin. The equation governing the oscillator time period  $t_{OSC}$  is given by:

$$t_{osc}(\mu s) = \frac{R_T(k\Omega) + 22}{25}$$

If the resistor is connected between RT and GND, HV9910B operates in a constant frequency mode and the above equation determines the time-period. If the resistor is connected between RT and GATE, the HV9910B operates in a constant off-time mode and the above equation determines the off-time.

### 3.4 Gate Output

The GATE output of the HV9910B is used to drive an external FET. It is recommended that the GATE charge of the external FET be less than 25nC for switching frequencies  $\leq 100$ kHz and less than 15nC for switching frequencies  $> 100$ kHz.

### 3.5 Linear Dimming

The Linear Dimming pin is used to control the LED current. There are two cases when it may be necessary to use the Linear Dimming pin.

1. In some cases, when using the internal 250mV, it may not be possible to find the exact RCS value required to obtain the LED current. In these cases, an external voltage divider from the VDD pin can be connected to the LD pin to obtain a voltage (less than 250mV) corresponding to the desired voltage across  $R_{CS}$ .
2. Linear dimming may be desired to adjust the current level to reduce the intensity of the LEDs. In these cases, an external 0-250mV voltage can be connected to the LD pin to adjust the LED current during operation.

To use the internal 250mV, the LD pin can be connected to VDD.

**Note:** Although the LD pin can be pulled to GND, the output current will not go to zero. This is due to the presence of a minimum on-time, which is equal to the sum of the blanking time and the delay to output time, or about 450ns. This minimum on-time causes the FET to be on for a minimum of 450ns, and thus the LED current when LD = GND is not zero. This current is also dependent on the input voltage, inductance value, forward voltage of the LEDs, and circuit parasitics. To get zero LED current, the PWM pin has to be used.

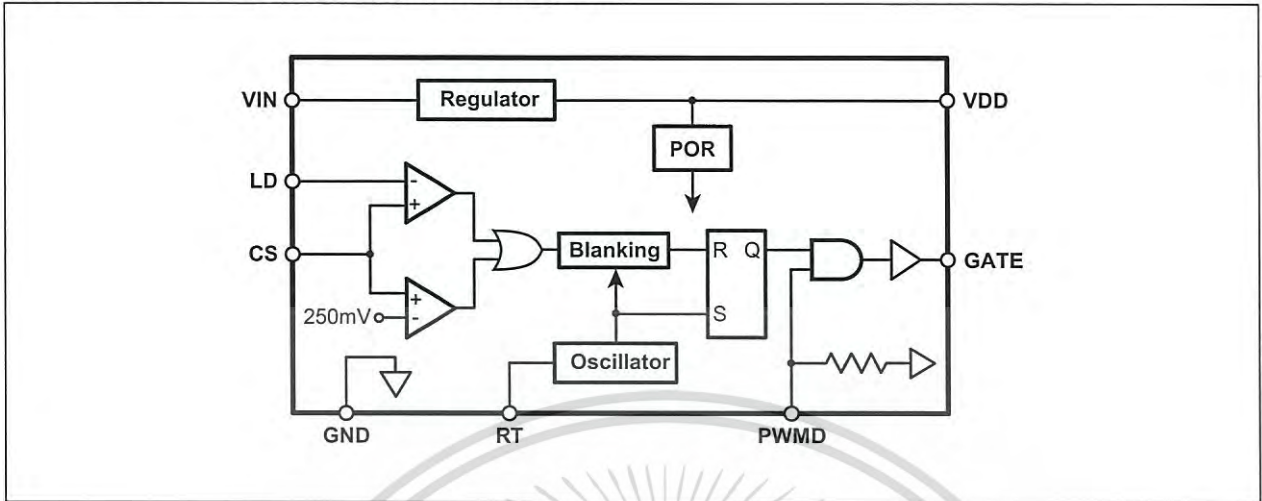
### 3.6 PWM Dimming

PWM Dimming can be achieved by driving the PWM pin with a low frequency square wave signal. When the PWM signal is zero, the GATE driver is turned off; when the PWM signal is high, the GATE driver is enabled. The PWM signal does not turn off the other parts of the IC, therefore, the response of the HV9910B to the PWM signal is almost instantaneous. The rate of rise and fall of the LED current is thus determined solely by the rise and fall times of the inductor current.

To disable PWM dimming and enable the HV9910B permanently, connect the PWM pin to VDD.

# HV9910B

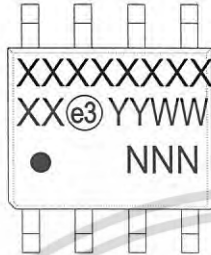
FIGURE 3-1: INTERNAL BLOCK DIAGRAM



## 4.0 PACKAGING INFORMATION

### 4.1 Package Marking Information

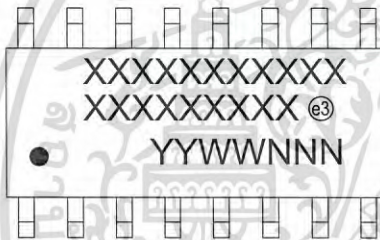
8-lead SOIC



Example



16-lead SOIC



Example

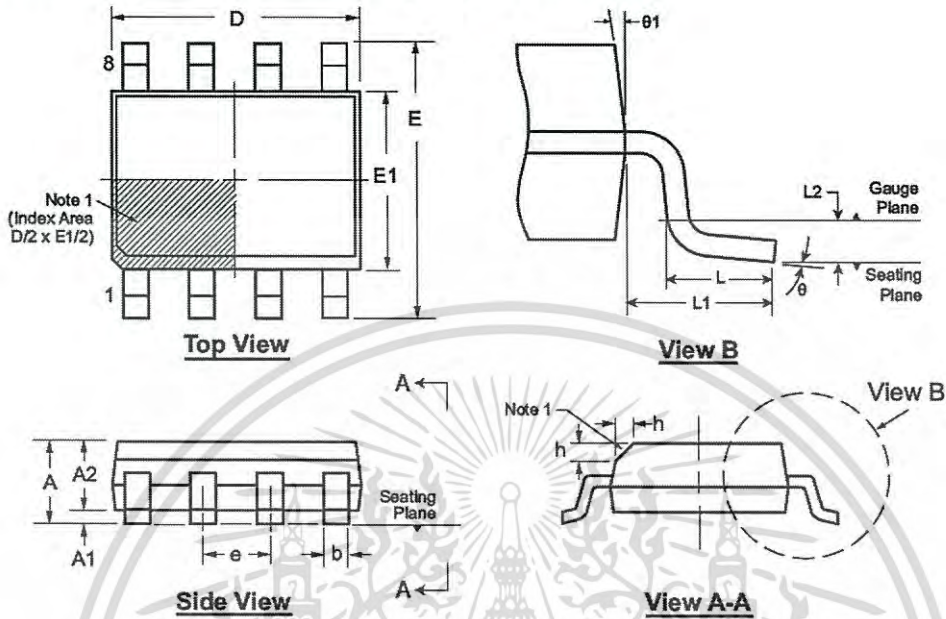


<b>Legend:</b>	XX...X	Product Code or Customer-specific information
	Y	Year code (last digit of calendar year)
	YY	Year code (last 2 digits of calendar year)
	WW	Week code (week of January 1 is week '01')
	NNN	Alphanumeric traceability code
	(e3)	Pb-free JEDEC® designator for Matte Tin (Sn)
	*	This package is Pb-free. The Pb-free JEDEC designator (e3) can be found on the outer packaging for this package.

**Note:** In the event the full Microchip part number cannot be marked on one line, it will be carried over to the next line, thus limiting the number of available characters for product code or customer-specific information. Package may or not include the corporate logo.

# HV9910B

## 8-Lead SOIC (Narrow Body) Package Outline (LG/TG) 4.90x3.90mm body, 1.75mm height (max), 1.27mm pitch



Note: For the most current package drawings, see the Microchip Packaging Specification at [www.microchip.com/packaging](http://www.microchip.com/packaging).

**Note:**

1. This chamfer feature is optional. A Pin 1 identifier must be located in the index area indicated. The Pin 1 identifier can be: a molded mark/identifier; an embedded metal marker; or a printed indicator.

Symbol	A	A1	A2	b	D	E	E1	e	h	L	L1	L2	θ	θ1	
Dimension (mm)	MIN	1.35*	0.10	1.25	0.31	4.80*	5.80*	3.80*	1.27 BSC	0.25	0.40	1.04 REF	0.25 BSC	0°	5°
	NOM	-	-	-	-	4.90	6.00	3.90		-	-			-	-
	MAX	1.75	0.25	1.65*	0.51	5.00*	6.20*	4.00*		0.50	1.27			8°	15°

JEDEC Registration MS-012, Variation AA, Issue E, Sept. 2005.

\* This dimension is not specified in the JEDEC drawing.

Drawings are not to scale.



# HV9910B

---

## APPENDIX A: REVISION HISTORY

### Revision A (January 2015)

- Update file to new format





**Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:**

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

**Trademarks**

The Microchip name and logo, the Microchip logo, dsPIC, FlashFlex, KEELOQ, KEELOQ logo, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PIC<sup>32</sup> logo, rfPIC, SST, SST Logo, SuperFlash and UNI/O are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

FilterLab, Hampshire, HI-TECH C, Linear Active Thermistor, MTP, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Silicon Storage Technology is a registered trademark of Microchip Technology Inc. in other countries.


Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, BodyCom, chipKIT, chipKIT logo, CodeGuard, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, dsSPEAK, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, HI-TIDE, In-Circuit Serial Programming, ICSP, Mindi, MiWi, MPASM, MPF, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, mTouch, Omniscent Code Generation, PICC, PICC-18, PICDEM, PICDEM.net, PICKIT, PICtail, REAL ICE, rfLAB, Select Mode, SQI, Serial Quad I/O, Total Endurance, TSHARC, UniWinDriver, WiperLock, ZENA and Z-Scale are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

GestIC and ULPP are registered trademarks of Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG, a subsidiary of Microchip Technology Inc., in other countries.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2015, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

ISBN: 978-1-63277-025-7

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM  
CERTIFIED BY DNV  
= ISO/TS 16949 =**

*Microchip received ISO/TS-16949:2009 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC<sup>®</sup> MCUs and dsPIC<sup>®</sup> DSCs, KEELOQ<sup>®</sup> code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.*



# MICROCHIP

## Worldwide Sales and Service

### AMERICAS

**Corporate Office**  
2355 West Chandler Blvd.  
Chandler, AZ 85224-6199  
Tel: 480-792-7200  
Fax: 480-792-7277  
Technical Support:  
<http://www.microchip.com/support>  
Web Address:  
[www.microchip.com](http://www.microchip.com)

**Atlanta**  
Duluth, GA  
Tel: 678-957-9614  
Fax: 678-957-1455

**Austin, TX**  
Tel: 512-257-3370

**Boston**  
Westborough, MA  
Tel: 774-760-0087  
Fax: 774-760-0088

**Chicago**  
Itasca, IL  
Tel: 630-285-0071  
Fax: 630-285-0075

**Cleveland**  
Independence, OH  
Tel: 216-447-0464  
Fax: 216-447-0643

**Dallas**  
Addison, TX  
Tel: 972-818-7423  
Fax: 972-818-2924

**Detroit**  
Novi, MI  
Tel: 248-848-4000

**Houston, TX**  
Tel: 281-894-5983  
Indianapolis

**Noblesville, IN**  
Tel: 317-773-8323  
Fax: 317-773-5453

**Los Angeles**  
Mission Viejo, CA  
Tel: 949-462-9523  
Fax: 949-462-9608

**New York, NY**  
Tel: 631-435-6000

**San Jose, CA**  
Tel: 408-735-9110

**Canada - Toronto**  
Tel: 905-673-0699  
Fax: 905-673-6509

### ASIA/PACIFIC

**Asia Pacific Office**  
Suites 3707-14, 37th Floor  
Tower 6, The Gateway  
Harbour City, Kowloon

**Hong Kong**  
Tel: 852-2943-5100  
Fax: 852-2401-3431

**Australia - Sydney**  
Tel: 61-2-9868-6733  
Fax: 61-2-9868-6755

**China - Beijing**  
Tel: 86-10-8569-7000  
Fax: 86-10-8528-2104

**China - Chengdu**  
Tel: 86-28-8665-5511  
Fax: 86-28-8665-7889

**China - Chongqing**  
Tel: 86-23-8980-9588  
Fax: 86-23-8980-9500

**China - Dongguan**  
Tel: 86-769-8702-9880

**China - Hangzhou**  
Tel: 86-571-8792-8115  
Fax: 86-571-8792-8116

**China - Hong Kong SAR**  
Tel: 852-2943-5100  
Fax: 852-2401-3431

**China - Nanjing**  
Tel: 86-25-8473-2460  
Fax: 86-25-8473-2470

**China - Qingdao**  
Tel: 86-532-8502-7355  
Fax: 86-532-8502-7205

**China - Shanghai**  
Tel: 86-21-5407-5533  
Fax: 86-21-5407-5066

**China - Shenyang**  
Tel: 86-24-2334-2829  
Fax: 86-24-2334-2393

**China - Shenzhen**  
Tel: 86-755-8864-2200  
Fax: 86-755-8203-1760

**China - Wuhan**  
Tel: 86-27-5980-5300  
Fax: 86-27-5980-5118

**China - Xian**  
Tel: 86-29-8833-7252  
Fax: 86-29-8833-7256

### ASIA/PACIFIC

**China - Xiamen**  
Tel: 86-592-2388138  
Fax: 86-592-2388130

**China - Zhuhai**  
Tel: 86-756-3210040  
Fax: 86-756-3210049

**India - Bangalore**  
Tel: 91-80-3090-4444  
Fax: 91-80-3090-4123

**India - New Delhi**  
Tel: 91-11-4160-8631  
Fax: 91-11-4160-8632

**India - Pune**  
Tel: 91-20-3019-1500

**Japan - Osaka**  
Tel: 81-6-6152-7160  
Fax: 81-6-6152-9310

**Japan - Tokyo**  
Tel: 81-3-6880-3770  
Fax: 81-3-6880-3771

**Korea - Daegu**  
Tel: 82-53-744-4301  
Fax: 82-53-744-4302

**Korea - Seoul**  
Tel: 82-2-554-7200  
Fax: 82-2-558-5932 or  
82-2-558-5934

**Malaysia - Kuala Lumpur**  
Tel: 60-3-6201-9857  
Fax: 60-3-6201-9859

**Malaysia - Penang**  
Tel: 60-4-227-8870  
Fax: 60-4-227-4068

**Philippines - Manila**  
Tel: 63-2-634-9065  
Fax: 63-2-634-9069

**Singapore**  
Tel: 65-6334-8870  
Fax: 65-6334-8850

**Taiwan - Hsin Chu**  
Tel: 886-3-5778-366  
Fax: 886-3-5770-955

**Taiwan - Kaohsiung**  
Tel: 886-7-213-7828

**Taiwan - Taipei**  
Tel: 886-2-2508-8600  
Fax: 886-2-2508-0102

**Thailand - Bangkok**  
Tel: 66-2-694-1351  
Fax: 66-2-694-1350

### EUROPE

**Austria - Wels**  
Tel: 43-7242-2244-39  
Fax: 43-7242-2244-393

**Denmark - Copenhagen**  
Tel: 45-4450-2828  
Fax: 45-4485-2829

**France - Paris**  
Tel: 33-1-69-53-63-20  
Fax: 33-1-69-30-90-79

**Germany - Dusseldorf**  
Tel: 49-2129-3766400

**Germany - Munich**  
Tel: 49-89-627-144-0  
Fax: 49-89-627-144-44

**Germany - Pforzheim**  
Tel: 49-7231-424750

**Italy - Milan**  
Tel: 39-0331-742611  
Fax: 39-0331-466781

**Italy - Venice**  
Tel: 39-049-7625286

**Netherlands - Drunen**  
Tel: 31-416-690399  
Fax: 31-416-690340

**Poland - Warsaw**  
Tel: 48-22-3325737

**Spain - Madrid**  
Tel: 34-91-708-08-90  
Fax: 34-91-708-08-91

**Sweden - Stockholm**  
Tel: 46-8-5090-4654

**UK - Wokingham**  
Tel: 44-118-921-5800  
Fax: 44-118-921-5820

01/27/15