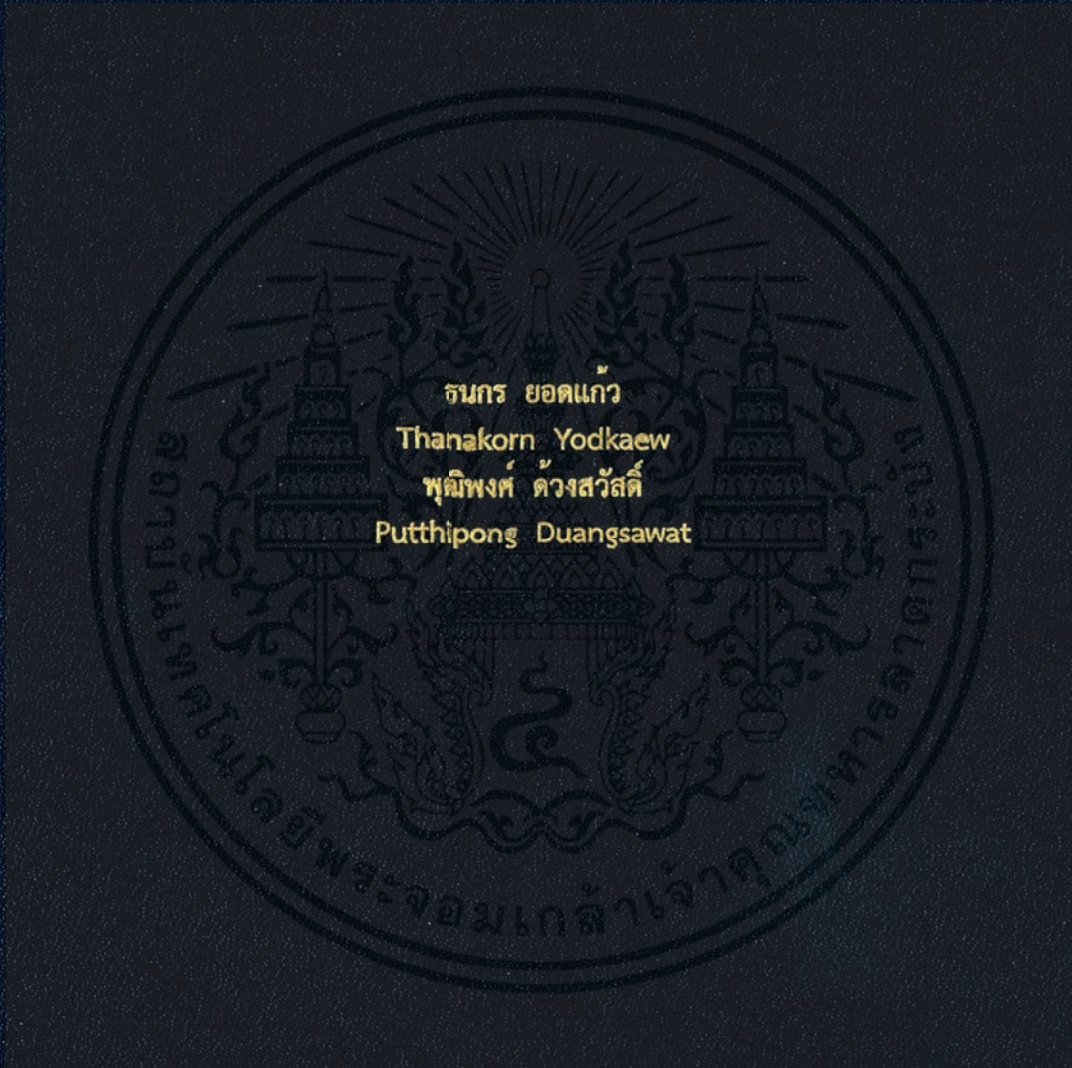


วงจรรชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์แบบเพลาส์โดยใช้พลังงานโซล่าเซลล์
Solar Power Lead-Acid Pulse Battery Charger Circuit



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2559

วงจรชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์แบบเพลาส์โดยใช้พลังงานโซล่าเซลล์

Solar Power Lead-Acid Pulse Battery Charger Circuit



รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2559

ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง

วงจรชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์แบบเพลาสีโดยใช้พลังงานโซล่าเซลล์
Solar Power Lead-Acid Pulse Battery Charger Circuit

ผู้จัดทำ

นายธนกร ยอดแก้ว รหัสประจำตัว 56010499

นายพุดพิงศ์ ต้วงสวัสดิ์ รหัสประจำตัว 56010889

ปริญญานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการ	วงจรชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์แบบเพลาส์โดยใช้พลังงานโซล่าเซลล์	
นักศึกษา	นายธนกร ยอดแก้ว	รหัสประจำตัว 56010499
	นายพุฒิพงษ์ ดั่งสวัสดิ์	รหัสประจำตัว 56010889
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	
ภาควิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์	
ปีการศึกษา	2559	
อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ	รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง	

บทคัดย่อ

เนื่องจากในปัจจุบันมีการใช้พลังงานทางเลือกมากมาย หนึ่งในพลังงานนั้นคือ พลังงานจากแผงโซล่าเซลล์ เราสามารถใช้โซล่าเซลล์เป็นพลังงานทางเลือกซึ่งเราสามารถนำไปติดตั้งในที่ที่ไฟฟ้าเข้าไม่ถึงได้ เช่น ที่ทุรกันดาร บนภูเขา และนอกจากโซล่าเซลล์แล้วเรายังต้องใช้แบตเตอรี่ที่มีประสิทธิภาพ เพื่อจะสามารถกักเก็บไฟฟ้าได้ แต่แบตเตอรี่ที่เราใช้อาจเสื่อมสภาพจากการชาร์จได้ดังนั้นเราจึงคิดที่จะทำวงจรควบคุมการชาร์จขึ้นมา ทางผู้จัดทำจึงได้ออกแบบวงจรชาร์จแบตเตอรี่จากโซล่าเซลล์โดยใช้ LT3652 ในการควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่ เพื่อนำพลังงานไปกักเก็บในแบตเตอรี่ในขณะที่ปริมาณแสงมาก และนำพลังงานที่แบตเตอรี่กักเก็บไว้มาใช้เมื่อปริมาณแสงน้อย อีกทั้งยังทำให้ยืดอายุการใช้งานแบตเตอรี่ได้ ซึ่งสามารถนำความรู้เพื่อนำไปพัฒนาในการใช้พลังงานโซล่าเซลล์ต่อไป

คำสำคัญ – โซล่าเซลล์;แบตเตอรี่;วงจรควบคุมการชาร์จ

Project Title	Solar Power Lead-Acid Pulse Battery Charger Circuit	
Student	Mr. Thanakorn Yodkaew	Student ID 56010499
	Mr. Putthipong Duangsawat	Student ID 56010889
Degree	Bachelor of Engineering	
Program	Electronics Engineering	
Year	2016	
Project Advisor	Assoc.Prof Jirawat Panklang	

ABSTRACT

Since the present day, there are many choices of energy options. The number of choice is energy from solar cell. We can use energy from solar cells as a choice that we can install at the place where the electricity doesn't reach, such as wilderness, mountain, etc. Apart from solar cells, we want to use battery that has a good efficiency in order to be able to keep electric current. But the battery that we used may decline from charging. Thus, we will think to make a charge-controlled circuit. The maker will design a battery charge - controlled circuit from solar cell, Using LT3652 to control charging the battery for bring energy to keep in the battery while that place has many solar and bring energy that the battery retained to use when that place has little solar. In addition to, it also extends the battery life. It can bring this knowledge to develop to continue using solar cells.

Keywords—solar; battery; charge-controlled circuit;

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีได้ ด้วยการให้คำปรึกษา ชี้แนะ แนะนำ และสั่งสอนจากรศ.จิรวัดน์ ปานกลาง ผู้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งขอขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่งไว้ ณ ที่นี้ ข้าพเจ้ารู้สึกดีใจและโชคดีเป็นอย่างยิ่งที่ได้อาจารย์ที่ปรึกษาในการเรียนระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตนี้ หากไม่มีคำปรึกษา ชี้แนะ แนะนำ และสั่งสอนจากอาจารย์ ตัวข้าพเจ้าก็มิอาจสำเร็จการศึกษาแต่เพียงลำพังได้

นอกจากนี้ ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ทุกท่านที่ข้าพเจ้าได้ติดต่อประสานงานตลอดช่วงระยะเวลาที่ทำการศึกษาอยู่ในสถาบันแห่งนี้ช่วยดูแลและช่วยเหลือข้าพเจ้าตลอดมา ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และอาจารย์ในภาควิชาทุกท่านที่มอบความรู้ความสามารถแก่ข้าพเจ้าและขอขอบคุณเครื่องมืออุปกรณ์ต่างๆในการทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงมาได้ด้วยดี หากไม่มีทุกๆท่านข้าพเจ้าเองก็มิอาจประสบผลสำเร็จลุล่วงไปได้ ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ธนกร ยอดแก้ว รหัส 56010499

พุดมพงศ์ ดั่งสวัสดิ์ รหัส 56010889

ผู้จัดทำ

รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง

อาจารย์ที่ปรึกษา

สารบัญ

ชื่อเรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวคิดที่มาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 สมมุติฐานของนักศึกษา	1
1.4 วิธีการดำเนินงาน	1
1.5 แผนการปฏิบัติงาน	2
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี	3
2.1 หลักการทำงานเซลล์แสงอาทิตย์	3
2.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่วกรด	5
2.3 วงจรควบคุมการชาร์จ	9
2.4 วงจรเช็คสถานะแบตเตอรี่	20
บทที่ 3 วิธีดำเนินงาน	21
3.1 ดำเนินการออกแบบ	21
3.2 ปฏิบัติการสร้างชิ้นงาน	22
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	26
4.1 วัดเพื่อหาค่า Maximum Point Tracking Solar Cell	26
4.2 การทดสอบ Load Regulation	27
4.3 การทดสอบ Line Regulation	28
4.4 การทดสอบสัญญาณ Pulse Width Modulation	29
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	30
เอกสารอ้างอิง	31
ภาคผนวก	32

สารบัญรูป

รูปที่ 2.1 แผงโซลาร์เซลล์ชนิดต่างๆ.....	3
รูปที่ 2.2 โครงสร้างภายในของโซลาร์เซลล์.....	4
รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างของเซลล์ตะกั่วกรด.....	6
รูปที่ 2.4 ไอออนที่ทำให้เกิดกระแสจากแคโทดไปแอนโนด.....	6
รูปที่ 2.5 โครงสร้างของแบตเตอรี่ตะกั่วกรด.....	7
รูปที่ 2.6 แสดงการประจุแบตเตอรี่ตะกั่วกรด.....	9
รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะของ LT3652.....	9
รูปที่ 2.8 ควบคุมกระแสชาร์จด้วย Rsense.....	13
รูปที่ 2.9 การต่อซีเนอร์ไดโอดป้องกันขา Boost.....	14
รูปที่ 2.10 ควบคุมแรงดันวงจรของขา BAT.....	16
รูปที่ 2.11 การต่อ RFB3 เพิ่มเพื่อแบ่งแรงดัน.....	16
รูปที่ 2.12 การแบ่งแรงดันจาก Vin กับ Vin_REG.....	17
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานระบบการชาร์จ.....	21
รูปที่ 3.2 อุปกรณ์บางส่วนที่ใช้ในการทำงานจริง.....	25
รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (V) และกระแส (I).....	26
รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (V) และกำลัง (P).....	27
รูปที่ 4.3 ผลการทดสอบ load regulation.....	27
รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบ line regulation.....	28
รูปที่ 4.5 สัญญาณก่อนเข้าตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับหลังออกจากตัวเหนี่ยวนำ ที่เวลา 250ns.....	29
รูปที่ 4.6 สัญญาณก่อนเข้าตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับหลังออกจากตัวเหนี่ยวนำ ที่เวลา 50ns.....	30
รูปที่ ก.1 การวาดลาย Schematics ของวงจรชาร์จแบตเตอรี่.....	33
รูปที่ ก.2 การวาดลายเส้น PCB ของวงจรชาร์จแบตเตอรี่.....	33
รูปที่ ก.3 การวาดลาย Schematics ของวงจรเช็คสถานะแบตเตอรี่.....	34
รูปที่ ก.4 การวาดลายเส้น PCB ของวงจรเช็คสถานะแบตเตอรี่.....	34
รูปที่ ก.5 แสดงวิธีการกัดทองแดง.....	35
รูปที่ ก.6 แสดงวิธีการเจาะบอร์ดด้วยสว่านไฟฟ้า.....	35
รูปที่ ก.7 แสดงวิธีการบัดกรีอุปกรณ์ลงบอร์ด.....	36
รูปที่ ก.8 การเจาะไม้กระดานและยึดโซลาร์เซลล์กับกล่อง.....	36

สารบัญตาราง

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าระหว่างแรงดันกับกระแสของแผ่นโซล่าเซลล์.....	26
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าแรงดันอินพุตและเอาต์พุต.....	28



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดที่มาและความสำคัญ

จากสภาวะวิกฤตด้านพลังงานที่ขาดแคลน ทำให้เราต้องคิดพัฒนาหาพลังงานทดแทนมาใช้ซึ่งหนึ่งในนั้นก็คือ “พลังงานแสงอาทิตย์” โดยใช้แผงโซลาร์เซลล์ในการแปลงพลังงานแสงไปเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยพลังงานไฟฟ้าที่ได้เราสามารถนำไปเก็บไว้ในแบตเตอรี่ ซึ่งแบตเตอรี่ที่เราใช้นั้นคือแบตเตอรี่แบบตะกั่วกรดขนาด 12V แต่จากการศึกษาเราพบว่าแบตเตอรี่ที่ต่อโดยตรงกับแผงโซลาร์เซลล์อาจจะทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่นั้นสั้นลง ทำให้เราคิดออกแบบวงจรควบคุมการชาร์จเราจึงใช้ไอซีสำเร็จรูป LT3652 มาเป็นตัวควบคุมวงจร ซึ่งวงจรมีประสิทธิภาพที่ดีพอที่จะคงแรงดันของแบตเตอรี่ไว้ ทำให้แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานได้นานยิ่งขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาวิธีการทำงานของวงจรชาร์จที่รับพลังงานมาจากโซลาร์เซลล์เพื่อนำไปชาร์จแบตเตอรี่และค่าสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาและศึกษาการทำงานของวงจรเช็คแรงดันแบตเตอรี่และปรับปรุงแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นของวงจร

1.3 สมมติฐานของนักศึกษา

สามารถควบคุมการชาร์จไฟให้กับแบตเตอรี่และตัดการทำงานเมื่อแบตเตอรี่ชาร์จเต็มแล้วซึ่งสามารถใช้เป็นหลักการทำงานของหลอดไฟที่ใช้แผงโซลาร์เซลล์

1.4 วิธีการดำเนินงาน

1.4.1 ศึกษาการใช้งานวงจรควบคุมการชาร์จ

1.4.2 ดำเนินการทดลองการชาร์จไฟของแผงโซลาร์เซลล์และทดลองวงจรควบคุมการชาร์จ

1.4.3 นำข้อมูลที่ได้จากการทดลองมาเปรียบเทียบกับทฤษฎี

1.4.4 จัดทำเครื่องให้สมบูรณ์

1.5 แผนการปฏิบัติงาน

หัวข้อการปฏิบัติงาน ช่วงเวลา (เดือน / วันที่)	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.
	9-31	1-28	1-31	1-30
1. ศึกษาการใช้งานวงจร ชาร์จแบตเตอรี่	←→			
2. ทำการทดลองการทำงานของ วงจรชาร์จที่ต่อเข้า กับแบตเตอรี่		←→		
3. นำผลที่ได้มาคำนวณด้วย วิธีการเชิงเลข, ดำเนินการ แก้ไขหากพบข้อผิดพลาด			←→	→

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.6.1 สามารถตัดกระแสที่เข้าแบตเตอรี่เพื่อรักษาอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ได้
- 1.6.2 ลดการใช้กระแสไฟฟ้า
- 1.6.3 สามารถใช้ไฟฟ้าได้ในที่ทุรกันดาร
- 1.6.4 สามารถรักษาอายุการใช้งานแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

2.1 หลักการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์

การทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ เป็นขบวนการเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นกระแสไฟฟ้าได้โดยตรง โดยเมื่อแสงซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและมีพลังงานกระทบกับสารกึ่งตัวนำ จะเกิดการถ่ายทอดพลังงานระหว่างกัน พลังงานจากแสงจะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้า (อิเล็กตรอน) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำ จึงสามารถต่อกระแสไฟฟ้าดังกล่าวไปใช้งานได้

โซลาร์เซลล์ (Solar Cell) เป็นสิ่งประดิษฐ์กรรมทาง electronic ที่สร้างขึ้นเพื่อเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงาน ไฟฟ้า โดยการนำสารกึ่งตัวนำ เช่น ซิลิกอน ซึ่งมีราคาถูกที่สุดและมีมากที่สุดบนพื้นโลกมาผ่านกระบวนการทางวิทยาศาสตร์ เพื่อผลิตให้เป็นแผ่นบางบริสุทธิ์ และทันทีที่แสงตกกระทบบนแผ่นเซลล์ รังสีของแสงที่มีอนุภาคของพลังงานประกอบที่เรียกว่า โฟตอน (Photon) จะถ่ายเทพลังงานให้กับอิเล็กตรอน (Electron) ในสารกึ่งตัวนำจนมีพลังงานมากพอที่จะกระโดดออกมาจากแรงดึงดูดของอะตอม (atom) และเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ ดังนั้นเมื่ออิเล็กตรอนเคลื่อนที่ครบวงจรจะทำให้เกิดไฟฟ้ากระแสตรงขึ้น

วัสดุสำคัญที่ใช้ทำโซลาร์เซลล์ ได้แก่ สารซิลิคอน (Si) ซึ่งเป็นสารชนิดเดียวกับที่ใช้ทำชิปในคอมพิวเตอร์ และเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ ซิลิคอนเป็นสารซึ่งไม่เป็นพิษ มีการนำมาผลิตโซลาร์เซลล์ใช้กันอย่างแพร่หลายเพราะมีราคาถูก คงทน และเชื่อถือได้ นอกจากนี้ยังมีวัสดุชนิดอื่นที่สามารถนำมาผลิตโซลาร์เซลล์ได้ เช่น แกลเลียมอาเซไนด์ CIS และ แคดเมียมเทลลูไรด์ แต่ยังมีราคาสูง และบางชนิดยังไม่มีการพิสูจน์เรื่องอายุการใช้งานว่าสามารถใช้งานได้นาน

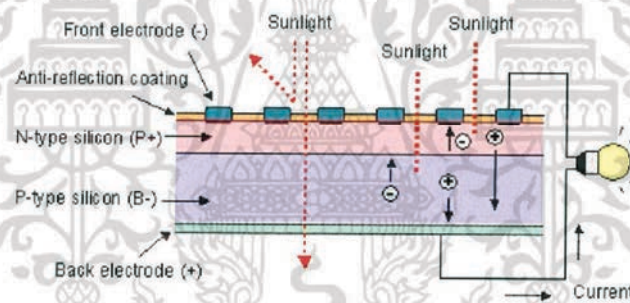


รูปที่ 2.1 แผงโซลาร์เซลล์ชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของโซลาร์เซลล์ เป็นขบวนการเปลี่ยนพลังงานแสงเป็นกระแสไฟฟ้าได้โดยตรง โดยเมื่อแสงซึ่งเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและมีพลังงานกระทบกับสารกึ่งตัวนำ จะเกิดการถ่ายเทพลังงานระหว่างกัน พลังงานจากแสงจะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของกระแสไฟฟ้า (อิเล็กตรอน) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำ จึงสามารถต่อกระแสไฟฟ้าดังกล่าวไปใช้งานได้

n - type ซิลิคอน ซึ่งอยู่ด้านหน้าของเซลล์ คือ สารกึ่งตัวนำที่ได้การโด๊ปปิ้งด้วยสารฟอสฟอรัส มีคุณสมบัติเป็นตัวให้อิเล็กตรอนเมื่อรับพลังงานจากแสงอาทิตย์ p - type ซิลิคอน คือสารกึ่งตัวนำที่ได้การโด๊ปปิ้งด้วยสารโบรอน ทำให้โครงสร้างของอะตอมสูญเสียอิเล็กตรอน (โฮล) เมื่อรับพลังงานจากแสงอาทิตย์จะทำหน้าที่เป็นตัวรับอิเล็กตรอน เมื่อนำซิลิคอนทั้ง 2 ชนิด มาประกบต่อกันด้วย p - n junction จึงทำให้เกิดเป็น “ โซลาร์เซลล์ “ ในสภาวะที่ยังไม่มีแสงแดด n - type ซิลิคอนซึ่งอยู่ด้านหน้าของเซลล์ ส่วนประกอบส่วนใหญ่พร้อมจะให้อิเล็กตรอน แต่ก็ยังมีโฮลปะปนอยู่บ้างเล็กน้อย ด้านหน้าของ n - type จะมีแถบโลหะเรียกว่า Front Electrode ทำหน้าที่เป็นตัวรับอิเล็กตรอน ส่วน p - type ซิลิคอนซึ่งอยู่ด้านหลังของเซลล์ โครงสร้างส่วนใหญ่เป็นโฮล แต่ยังคงมีอิเล็กตรอนปะปนบ้างเล็กน้อย ด้านหลังของ p - type ซิลิคอนจะมีแถบโลหะเรียกว่า Back Electrode ทำหน้าที่เป็นตัวรวบรวมโฮล



รูปที่ 2.2 โครงสร้างภายในของโซลาร์เซลล์

เมื่อมีแสงอาทิตย์ตกกระทบ แสงอาทิตย์จะถ่ายเทพลังงานให้กับอิเล็กตรอนและโฮล ทำให้เกิดการเคลื่อนไหว เมื่อพลังสูงพอทั้งอิเล็กตรอนและโฮลจะวิ่งเข้าหาเพื่อจับคู่กัน อิเล็กตรอนจะวิ่งไปยังชั้น n - type และโฮลจะวิ่งไปยังชั้น p type

เมื่อมีแสงอาทิตย์ตกกระทบ แสงอาทิตย์จะถ่ายเทพลังงานให้กับอิเล็กตรอนและโฮล ทำให้เกิดการเคลื่อนไหว เมื่อพลังสูงพอทั้งอิเล็กตรอนและโฮลจะวิ่งเข้าหาเพื่อจับคู่กัน อิเล็กตรอนจะวิ่งไปยังชั้น n - type และโฮลจะวิ่งไปยังชั้น p type อิเล็กตรอนวิ่งไปรวมกันที่ Front Electrode และโฮลวิ่งไปรวมกันที่ Back Electrode เมื่อมีการต่อวงจรไฟฟ้าจาก Front Electrode และ Back Electrode ให้ครบวงจร ก็จะเกิดกระแสไฟฟ้าขึ้น เนื่องจากทั้งอิเล็กตรอนและโฮลจะวิ่งเพื่อจับคู่กัน

ตัวแปรที่สำคัญที่มีส่วนทำให้โซลาร์เซลล์มีประสิทธิภาพการทำงานในแต่ละพื้นที่ต่างกัน และมีความสำคัญในการพิจารณานำไปใช้ในแต่ละพื้นที่ ตลอดจนการนำไปคำนวณระบบหรือคำนวณจำนวนแผงต้องใช้ในแต่ละพื้นที่ คือความเข้มของแสง และอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้า (Current) จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มของแสง หมายความว่าเมื่อความเข้มของแสงสูง กระแสที่ได้จากโซลาร์เซลล์ก็จะสูงขึ้น ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าหรือโวลต์แทบจะไม่แปรไปตามความเข้มของแสงมากนัก ความเข้มของแสงที่ใช้วัดเป็นมาตรฐานคือ ความเข้มของแสงที่วัดบนพื้นโลกในสภาพอากาศปลอดโปร่ง ปราศจากเมฆหมอกและวัดที่ระดับน้ำทะเลในสภาพที่แสงอาทิตย์ตั้งฉากกับพื้นโลก ซึ่งความเข้ม ของแสงจะมีค่าเท่ากับ 100 mW ต่อ ตร.ซม. หรือ 1,000 W ต่อ ตร.เมตร ซึ่งมีค่าเท่ากับ AM 1.5 (Air Mass 1.5) และถ้าแสงอาทิตย์ทำมุม 60 องศากับพื้นโลกความเข้มของแสง จะมีค่าเท่ากับประมาณ 75 mW ต่อ ตร.ซม. หรือ 750 W ต่อ ตร.เมตร ซึ่งมีค่าเท่ากับ AM2 กรณีของแผงโซลาร์เซลล์นั้นจะใช้ค่า AM 1.5 เป็นมาตรฐานในการวัดประสิทธิภาพของแผง

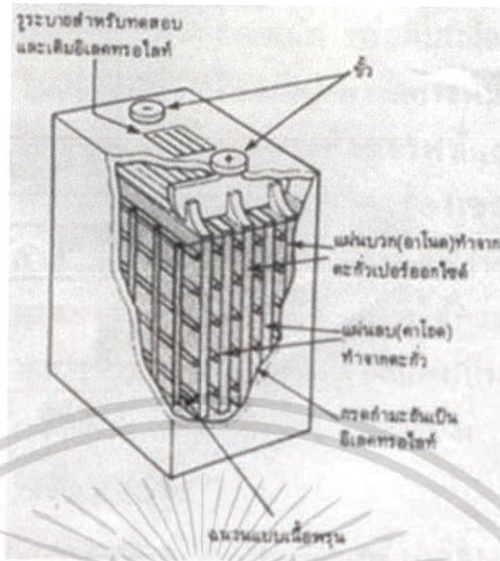
กระแสไฟฟ้า (Current) จะไม่แปรตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป ในขณะที่แรงดันไฟฟ้า (โวลต์) จะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งโดยเฉลี่ยแล้วทุกๆ 1 องศาที่เพิ่มขึ้น จะทำให้แรงดันไฟฟ้าลดลง 0.5% และในกรณีของแผงโซลาร์เซลล์มาตรฐานที่ใช้กำหนดประสิทธิภาพของแผงแสง อาทิตย์คือ ณ อุณหภูมิ 25 องศา C เช่น กำหนดไว้ว่าแผงแสงอาทิตย์มีแรงดันไฟฟ้าที่วงจรเปิด (Open Circuit Voltage หรือ Voc) ที่ 21 V ณ อุณหภูมิ 25 องศา C ก็ จะหมายความว่า แรงดันไฟฟ้าที่จะได้จากแผงแสงอาทิตย์ เมื่อยังไม่ได้ต่อกับอุปกรณ์ไฟฟ้า ณ อุณหภูมิ 25 องศา C จะเท่ากับ 21 V ถ้าอุณหภูมิสูงกว่า 25 องศา C เช่น อุณหภูมิ 30 องศา C จะทำให้แรงดันไฟฟ้าของแผงแสงอาทิตย์ลดลง 2.5% ($0.5\% \times 5$ องศา C) นั่นคือ แรงดันของแผงแสงอาทิตย์ที่ Voc จะลดลง 0.525 V ($21 \text{ V} \times 2.5\%$) เหลือเพียง 20.475 V ($21\text{V} - 0.525\text{V}$) สรุปได้ว่า เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันไฟฟ้าก็จะลดลง

2.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่วกรด

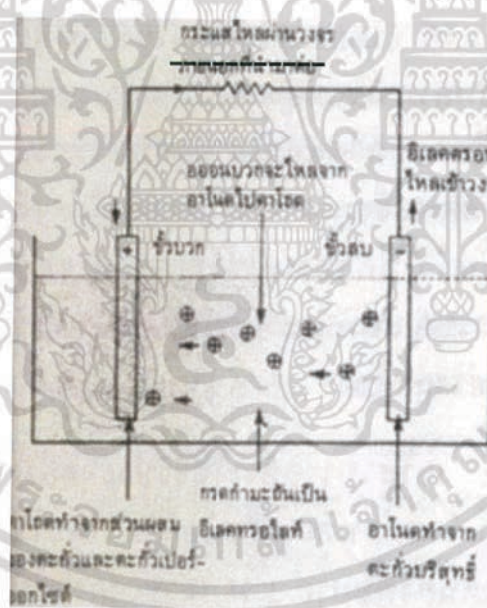
เซลล์แบบตะกั่วกรด (Lead Acid)

เซลล์แบบทุติยภูมิชนิดหนึ่งที่เป็นที่นิยมใช้กันมากคือ เซลล์แบบตะกั่วกรด ซึ่งใช้ทั่วไปในรถยนต์ ตัวอย่างเซลล์ที่แสดงใน รูปที่ 2.1 ซึ่งเราจะเห็นมันประกอบด้วยแผ่นแคโทด และแผ่นแอโนดวางสลับกันจุ่มอยู่ในอิเล็กโทรไลต์ที่ทำจากสารละลายกรดกำมะถัน แผ่นเพลตจะวางสลับกัน เพื่อจะได้มีพื้นที่ผิวสัมผัสกับอิเล็กโทรไลต์ได้มาก ในขณะที่รักษาปริมาตรให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ สารที่มีพื้นที่ผิวสัมผัสระหว่างแผ่นอิเล็กโทรไลต์และอิเล็กโทรไลต์มากเท่าไร ดังนั้นในการค้นคว้าจึงมุ่งทางด้านเพิ่มที่ผิวสัมผัส วิธีที่นิยมใช้กันคือใช้แผ่นเพลตบางๆ คั่นด้วยฉนวนแบบมีรูพรุน

อิเล็กโทรไลต์เป็นแอโนดจะสร้างขึ้นมาจากตะกั่วบริสุทธิ์ ในขณะที่แคโทดจะสร้างจากส่วนผสมของตะกั่วและตะกั่วเปอร์ออกไซด์ ในขณะที่เซลล์คายประจุให้กระแสไฟฟ้าออกมานั้น อะตอมของตะกั่วจากแผ่นแอโนดจะแตกตัวเป็นไอออนที่มีประจุบวกเข้าไปอยู่ในอิเล็กโทรไลต์และทิ้งอิเล็กตรอนให้ไหลเข้าสู่วงจรที่นำมาต่อภายนอกดังแสดงใน รูปที่ 2.2



รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างของเซลล์ตะกั่วกรด



รูปที่ 2.4 ไอออนที่ทำให้เกิดกระแสจากแคโทดไปแอโนด

ที่แคโทดตะกั่วเปอร์ออกไซด์จะแตกตัวเป็นไอออนของตะกั่ว ซึ่งจะมีประจุบวกสูง และไอออนที่มีประจุลบสูง ไอออนของตะกั่วที่มีประจุบวกสูงจะดึงเอาอิเล็กตรอนจากวงจรที่ต่ออยู่ภายนอก เพื่อรวมตัวกลายเป็นไอออนตะกั่วที่มีประจุบวก ซึ่งเป็นชนิดเดียวกับแอโนดทำให้เกิดกระแสไหลจากแคโทดผ่านไปยังวงจรภายนอก ไอออนของตะกั่วจากแผ่นอิเล็กตรอนทั้งสองจะทำปฏิกิริยา

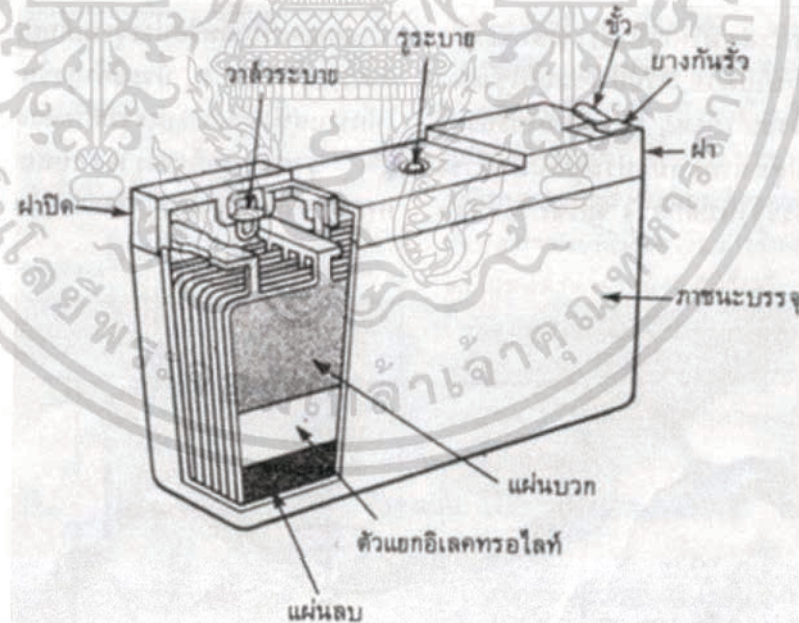
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับกรดกำมะถัน ซึ่งเป็นอิเล็กโทรไลต์ กลายเป็นตะกั่วซัลเฟตและก๊าซไฮโดรเจน เราสามารถจะเขียนสูตรสำหรับปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นได้ดังนี้



ซึ่งแสดงว่าเป็นปฏิกิริยาที่ผันกลับได้ ดังนั้นจึงสามารถที่จะประจุเซลล์ใหม่โดยการต่อวงจร ซึ่งจะขับอิเล็กตรอนให้ไหลจากแคโทดไปสู่แอโนดดังจะเห็นวงจรต่อไปนี้ สูตรทางเคมีแสดงให้เห็นว่า สารละลายอิเล็กโทรไลต์ จะเจือจางลงโดยโมเลกุลของน้ำที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นขณะเดียวกับเซลล์ที่คายประจุ ทำให้เราสามารถใช้เป็นวิธีการหาสถานการณ์ประจุและคายประจุของเซลล์ได้ โดยการวัดความถ่วงจำเพาะของสารละลายอิเล็กโทรไลต์ ซึ่งจะบอกว่าเซลล์ใกล้จะถึงสถานะคายประจุหมดหรือยัง เพื่อจะได้ประจุไฟฟ้ากลับเข้าไปใหม่ โดยค่าความถ่วงจำเพาะของเซลล์ที่ประจุมาเต็มที่จะมีค่าประมาณ 1.25 และค่าความถ่วงจำเพาะของเซลล์ที่คายประจุหมดจะมีค่าประมาณ 1.2 เราใช้ไฮโดรมิเตอร์ในการวัด แรงดันของเซลล์โดยปกติจะมีค่าเท่ากับ 2V

เซลล์แบบตะกั่วกรดนี้มีโครงสร้างแบบที่กล่าวมาเป็นระยะเวลานานแล้ว การปรับปรุงเซลล์ให้มีอายุการใช้งานนานขึ้น โดยที่แบตเตอรี่มีการผุกร่อนอย่างดี และมีอิเล็กโทรไลต์เป็นของแข็งได้ถูกผลิตขึ้นมาแล้ว ซึ่งไม่ต้องมีการบำรุงรักษาเลย จึงสามารถนำไปใช้ได้ก็ได้นี้ เนื่องจากมันสามารถประจุไฟใหม่ได้ โครงสร้างของเซลล์แบบนี้ในแบตเตอรี่ขนาด 6V แสดงไว้ใน รูปที่2.3



รูปที่2.5 โครงสร้างของแบตเตอรี่ตะกั่วกรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจุกลับเข้าไปใหม่

การประจุเซลล์แบบตะกั่วกรดสามารถทำได้โดยการป้อนกระแสกลับทางเข้าไปในแบตเตอรี่ เพื่อบังคับให้เกิดปฏิกิริยาเคมีเกิดขึ้น เกิดจากทางขวามือไปซ้ายมือ ซึ่งจะเปลี่ยนตะกั่วซัลเฟตให้กลับเป็นตะกั่วและกรดกำมะถันตามเดิม วิธีที่ง่ายที่สุดในการป้อนกระแสกลับทางก็โดยต่อขั้วแคโทดและอโนด เข้ากับขั้วบวกและขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟภายนอก แรงดันของแหล่งจ่ายไฟภายนอกนี้จะอยู่ในช่วง 1.1 ถึง 1.25 เท่าของแรงดันของเซลล์ปกติ ดังนั้นเซลล์แบบนี้เซลล์เดียวซึ่งมีแรงดันปกติ 2V สามารถที่จะประจุเข้าไปด้วยแรงดันระหว่าง 2.2V ถึง 2.5V ตัวอย่างที่เห็นได้ง่ายๆก็คือแบตเตอรี่รถยนต์จะถูกประจุโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหรือไดนาโมและผ่านชุดรักษาแรงดันให้เป็นไฟตรงมีค่าแรงดันคงที่ที่ 14V

เป็นที่เห็นได้ชัดว่ากระแสที่ป้อนเข้าไปเมื่อประจุไฟใหม่นั้นขึ้นอยู่กับแรงดันที่ป้อนเข้าไป นอกจากนั้นยังขึ้นอยู่กับสถานะของเซลล์ว่าคายประจุหมดเต็มทีหรือไม่ ถ้าแรงดันที่ป้อนเข้าประจุมีค่าสูงและเซลล์คายประจุหมดเต็มทีแล้ว จะทำให้เกิดกระแสที่ไหลเข้าประจุเซลล์จะมีค่ามากตามไปด้วย หรือถ้าเซลล์ถูกใช้งานแบบเป็นวงรอบคือจากสถานะประจุเต็มไปสู่สถานะหมดประจุเต็มทีแล้วจึงค่อยประจุใหม่อีกครั้ง จะใช้กระแสในการประจุมากตามไปด้วย แต่ถ้าเซลล์ถูกใช้งานพร้อมกับประจุไฟเข้าตลอดเวลา เช่นในแบตเตอรี่รถยนต์แล้ว กระแสที่ใช้ในการประจุจะมีค่าต่ำ ซึ่งเป็นเหตุผลที่ว่าทำไมแบตเตอรี่รถยนต์ขนาด 12V จึงใช้แรงดันในการประจุเพียง 14V ซึ่งประมาณ 1.17 เท่าของแรงดันปกติของแบตเตอรี่

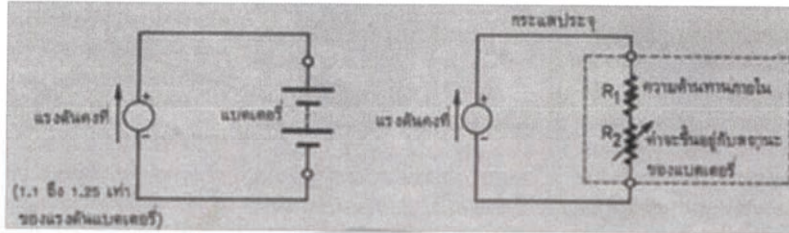
วงจรที่ใช้ในการประจุแบตเตอรี่แบบตะกั่วกรดนี้แสดงในรูป 2.4 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ามี่แรงดันคงที่อยู่กับแบตเตอรี่ วงจรสมมูลของรูปที่ 2.4 ซึ่งเราจะเห็นว่าแบตเตอรี่จะถูกพิจารณาว่าประกอบไปด้วยตัวต้านทาน 2 ตัว โดยตัวต้านทาน R1 จะเป็นค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่เอง จะมีอยู่ในแบตเตอรี่เสมอไม่ว่าแบตเตอรี่นั้นกำลังประจุหรือคายประจุ ส่วนตัวต้านทาน R2 นั้นจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปขึ้นอยู่กับสถานการณ์หมดประจุของแบตเตอรี่ เมื่อแบตเตอรี่คายประจุเต็มที ค่าความต้านทานนี้จะมี่ค่าสูง อย่างไรก็ตามเมื่อแบตเตอรี่ใกล้หมด หรือประจุจนเต็มแล้ว ค่าความต้านทาน R2 นี้จะมีค่าสูงขึ้น ทำให้กระแสที่ใช้ในการประจุมีค่าลดลง

เราสามารถที่จะตรวจสอบสถานการณ์ประจุของแบตเตอรี่ได้ โดยการสังเกตค่าของกระแสที่ใช้ในการประจุซึ่งจะใช้ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันที่ใช้ในการประจุมีค่าคงที่ แบตเตอรี่รถยนต์ทั่วไปตัวอัดประจุให้แก่แบตเตอรี่จะจ่ายแรงดันออกมาไม่คงที่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้วิธีการดูกระแสในการบอกสถานการณ์ประจุแบตเตอรี่ได้อย่างถูกต้อง

เราสามารถที่จะใช้วิธีประจุอย่างรวดเร็วแก่แบตเตอรี่ชนิดนี้ได้ โดยใช้แรงดันคงที่ขนาด 1.25 เท่าของแรงดันปกติของแบตเตอรี่ โดยคอยสังเกตระดับกระแสที่ประจุไว้ และการประจุจะสิ้นสุดเมื่อระดับกระแสที่ประจุตกลงมาถึงค่ากระแสสุดท้ายในการประจุ ซึ่งจะบ่งบอกโดยผู้ผลิตแบตเตอรี่ชนิดนั้น ภายใต้เงื่อนไขการประจุจะเต็มภายในเวลา 5 ชั่วโมง ถ้าเราไม่สามารถรักษาแรงดันในการประจุได้คงที่ที่อยู่ได้ ก็ไม่สมควรที่จะใช้วิธีประจุอย่างรวดเร็ว ทั้งนี้เนื่องจากจะทำความเสียหายแก่เซลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จนไม่สามารถแก้ไขได้ ในกรณีนี้จึงควรใช้แรงดันในการประจุน้อยลงเป็น 1.1 ถึง 1.2 เท่าของแรงดันปกติของแบตเตอรี่จึงจะดีที่สุด โดยใช้เวลาในการประจุ 20 ชั่วโมงขึ้นไป



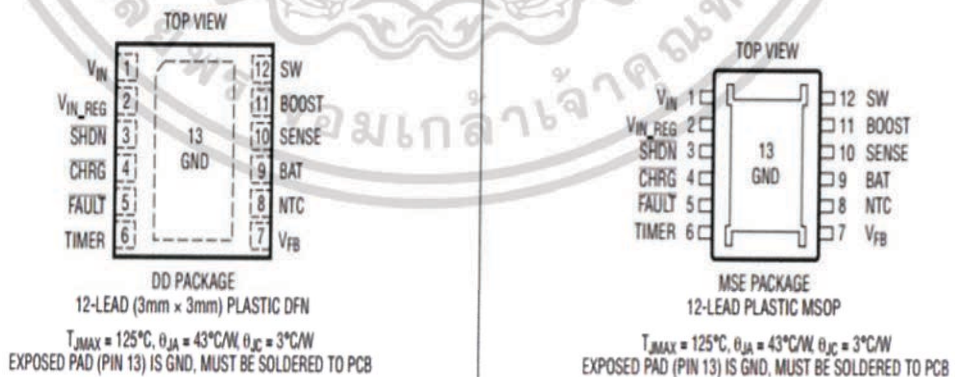
รูปที่ 2.6 แสดงการประจุแบตเตอรี่ตะกั่วกรด

2.3 วงจรควบคุมการชาร์จ

2.3.1 คำอธิบาย

LT3652 เป็นแบตเตอรี่แบบ step down สำเร็จรูป เครื่องชาร์จจะทำงานช่วงแรงดันไฟฟ้าตั้งแต่ 4.95V ถึง 32V ซึ่ง LT3652 จะให้ค่ากระแสและแรงดันคงที่ โดยคุณสมบัติของการชาร์จที่ตั้งไว้สูงสุดคือ 2A เครื่องชาร์จจะจ่ายแรงดันอ้างอิงย้อนกลับ 3.3V ซึ่งแบตเตอรี่สามารถชาร์จได้ถึง 14.4 V และสามารถควบคุมได้โดยการใช้วิธีการแบ่งแรงดัน LT3652 ใช้วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาเข้าที่ช่วยลดกระแสไฟถ้าอินพุตต่ำกว่าที่เรากำหนด

2.3.2 โครงสร้างขาอุปกรณ์



รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะของ LT3652

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การทำงานของแต่ละขา

-Vin (PIN1)

แหล่งจ่ายไฟของเครื่องชาร์จ Vin จะเริ่มทำงานที่ค่า 4.95V ถึง 32V Vin จะต้องมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ขาออก (Vbat) 3.3V สำหรับการเริ่มต้นที่ใช้งานได้คือ $(Vin-Vbat) \geq 0.75V$ วงจรนี้จะให้ค่า $(Vboost-VSW) \geq 2V$ Vin และจะมีค่า Ivin ประมาณ 0.85 uA หลังจากการชาร์จสิ้นสุดลง

-Vin_REG (PIN2)

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงขาเข้า กระแสไฟชาร์จสูงสุดจะลดลงเมื่อแรงดันขาเข้าต่ำกว่า 2.7V การเชื่อมต่อตัวต้านทานจากขา Vin ไปที่ขา Vin ทำให้สามารถกำหนดแรงดันไฟฟ้า Vin ให้สามารถใช้งานได้โดยมีค่าน้อยที่สุด โดยทั่วไปการกำหนดแรงดันไฟฟ้าสูงสุดสำหรับแผงโซลาร์เซลล์ LT3652 จะมีค่ากระแสสูงสุดที่ต้องการใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า Vin ที่ใช้งานได้ตามที่กำหนดไว้โดยผ่านทางแรงดันไฟฟ้า Vin_REG ที่อยู่สูงกว่า 2.7V หากไม่ได้ใช้งานขา Vin_REG สามารถเชื่อมต่อเข้ากับขา Vin ได้

-SHDN (PIN3)

ขา Vin จะเป็นขาที่ไว้สำหรับการปิดระบบการทำงาน โดยเกณฑ์การเปิดใช้งานคือ 1.2V (หรือมากกว่า) เมื่ออยู่ในโหมดดรอพ ฟังก์ชันการชาร์จทั้งหมดจะถูกปิดการใช้งาน เกณฑ์ความแม่นยำจะช่วยให้สามารถใส่ขา SHDN เพื่อรวมกับฟังก์ชัน UVLO ถ้าขา SHDN มีค่าต่ำกว่า 0.4V อุปกรณ์นี้จะเข้าสู่โหมดดรอพที่กระแสไฟต่ำ ซึ่งกระแสที่ Vin จะลดลงเหลือ 15uA โดยทั่วไปกระแสที่อินพุทของ SHDN จะมีกระแส 10nA หากไม่ต้องการใช้งานฟังก์ชันให้อยู่ในโหมดดรอพให้ต่อขาเข้ากับ Vin

-CHRG (PIN4)

สถานะของเครื่องชาร์จเอาต์พุทมักดึงกระแสผ่านตัวต้านทานไปยังแรงดันอ้างอิง ขานี้สามารถดึงแรงดันไฟฟ้าจนมีขนาดเท่ากับ Vin ได้เมื่อปิดการใช้งานและสามารถทนกระแสได้ถึง 10mA เมื่อเปิดการใช้งาน ในระหว่างรอบการชาร์จแบตเตอรี่ ถ้ากระแสไฟฟ้าที่ต้องการมีค่ามากกว่า 1/10 ของกระแสสูงสุดที่ตั้งไว้ CHRG จะถูกดึงให้ต่ำลง ถ้าเลิกใช้งานตัวตรวจจับเวลาภายในจะทำให้มีค่ากระแสไฟฟ้าน้อยกว่า 1/10 โดยที่ขา CHRG จะมีความต้านทานสูง

-FAULT (PIN5)

สถานะของเครื่องชาร์จที่ชาร์จมักดึงขึ้นผ่านตัวต้านทานไปยังแรงดันอ้างอิง สถานะขานี้สามารถดึงแรงดันไฟฟ้าขึ้นไป Vin ได้เมื่อปิดการใช้งาน และสามารถลดกระแสได้ถึง 10mA เมื่อเปิดการใช้งาน ขานี้จะแสดงถึงสภาวะความผิดปกติในระหว่างรอบการชาร์จแบตเตอรี่ ถ้าใช้งานตัวตรวจจับเวลาภายใน สำหรับสิ้นสุดการทำงาน จะทำให้เกิดข้อบกพร่องของแบตเตอรี่ อาจทำให้ขานี้ถูกดึงลงหากไม่มีเงื่อนไขข้อผิดพลาด ขา FAULT จะมีความต้านทานสูง

-TIMER (PIN6)

ขาไม่มีจะเป็นขาที่กำหนดการสิ้นสุดการจับเวลา ถ้าต้องการเลิกใช้ฐานเวลาของการชาร์จ ให้ต่อตัวเก็บประจุจากขานี้ลง GND เวลาสิ้นสุดของวงจรชาร์จเต็ม (เป็นชั่วโมง) จะถูกกำหนดไว้ที่ตัวเก็บประจุนี้ตามสมการ

$$tEOC = CTIMER \cdot 4.4 \cdot 10^6$$

แบตเตอรี่จะเกิดความผิดปกติขึ้น หากแบตเตอรี่ไม่สามารถได้รับแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดไว้ล่วงหน้าได้ภายใน 8 ของ tEOC หรือ

$$tPRE = CTIMER \cdot 5.5 \cdot 10^5$$

โดยปกติแล้วจะใช้ตัวเก็บประจุ 0.68uF ซึ่งจะเป็นตัวสร้างตัวจับเวลา EOC ที่เวลาสามชั่วโมง และเวลาที่กำหนดล่วงหน้าคือ 22.5 นาที หากไม่มีการกำหนดจุดสิ้นสุดของตัวจับเวลา ฟังก์ชันการจับเวลาจะถูกปิดการใช้งานโดยการต่อเข้ากับขา TIMER กับ GND เมื่อปิดฟังก์ชันจับเวลาการชาร์จจะสิ้นสุดลงเมื่อกระแสไหลลดลงต่ำกว่า $C/10$ หรือ $I_{chg}(MAX)/10$

-Vfb (PIN7)

ข้อมูลอ้างอิงเกี่ยวกับแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ ฟังก์ชันการชาร์จทำงานเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าสุดท้ายที่ 3.3V บนขานี้ แรงดันไฟฟ้าที่แบตเตอรี่ขาออก (Vbat) จะถูกกำหนดโดยใช้ตัวต้านทานแบ่งแรงดันไฟฟ้า Vbat สามารถกำหนดแรงดันได้ถึง 14.4V คุณลักษณะรีสตาร์ทอัตโนมัติจะเริ่มต้นรอบการชาร์จใหม่เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ขา Vfb ลดลงต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง 2.5%

ขาเข้าของ Vfb มีกระแสเท่ากับ 110 nA การใช้ค่าตัวต้านทานในการแบ่งให้มีค่าเท่ากับตัวต้านทานขาเข้าที่ขา Vfb ขนาด 250K สำหรับยกระแสขาเข้าที่ผิดพลาด ค่าความต้านทานที่ต้องการในการออกแบบ Vbat เป็นดังสมการ

$$R1 = (VBAT(FLT) \cdot 2.5 \cdot 10^5) / 3.3 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$R2 = (R1 \cdot 2.5 \cdot 10^5) / (R1 - (2.5 \cdot 10^5)) \text{ (}\Omega\text{)}$$

R1 เชื่อมจาก BAT ไป Vfb และ R2 ต่อจาก Vfb ลง GND

-NTC (PIN8)

เป็นขาที่ตรวจสอบอุณหภูมิของแบตเตอรี่ ขานี้จะต่ออินพุทเข้า NTC ซึ่งมีเทอร์มิสเตอร์เป็นวงจรตรวจสอบอุณหภูมิ ฟังก์ชันนี้จะมีการใช้งานโดยการเชื่อมต่อตัวต้านทานเทอร์มิสเตอร์ 10k ,B=3380 NTC จากขา NCT ไป GND จะมีกระแส 50uA และตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าผ่านเทอร์มิสเตอร์ความร้อน 10k เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ขานี้สูงกว่า 1.36V หรือต่ำกว่า 0.29V การชาร์จจะปิดใช้งานและขา CHRG และขา FAULT จะตกลงทั้งสองข้าง หากมีการใช้ตัวจับเวลาภายในตัวจับเวลาจะ

หยุดชั่วคราวและระงับการชาร์จไฟ การชาร์จจะกลับมาทำงานอีกครั้งเมื่อแรงดันไฟฟ้าของ NTC กลับสู่บริเวณการใช้งาน 0.29V ถึง 1.36V

-BAT (PIN9)

ขาการชาร์จของเอาต์พุต โดยการต่อตัวเก็บประจุ 10uF กับ GND โดยขึ้นอยู่กับความต้องการการใช้และอาจต้องใช้ตัวเก็บประจุแบบแยกตัวขนาดใหญ่ ฟังก์ชันการทำงานจะบรรลุผลได้โดยการโปรแกรมแรงดันเอาต์พุตของแบตเตอรี่ (Vbat(FLT)) ที่ขานี้ ข้อมูลอ้างอิงที่ขานี้สำหรับแรงดันไฟฟ้าในปัจจุบันเมื่อวงจรชาร์จสิ้นสุดลงกระแสขาเข้าอินพุตของขา BAT จะลดลงไปที่ <math>< 0.1\mu\text{A}</math> เพื่อลดการจ่ายแบตเตอรี่ในขณะที่การชาร์จยังคงเชื่อมต่ออยู่

-SENSE (PIN10)

เป็นขาที่มีการชาร์จกระแส โดยการเชื่อมต่อกับตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานจากขา SENSE ไปยังขา BAT ซึ่งแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะเป็นตัวกำหนดค่ากระแสไฟฟ้าโดยเฉลี่ย ค่าประจุสูงสุด (Ichg(MAX)) ตรงกับ 100mV ผ่านตัวต้านทาน (Rsense) ตัวต้านทานนี้สามารถตั้งค่าให้กระแสไฟฟ้าสูงสุดได้ที่ 2A

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

เมื่อวงจรชาร์จสิ้นสุดลงกระแสอินพุตของขา SENSE จะลดลงไปที่ <math>< 0.1\mu\text{A}</math> เพื่อลดการจ่ายประจุแบตเตอรี่ในขณะที่เครื่องชาร์จกำลังต่ออยู่

-BOOST (PIN11)

เป็นขากำจ่ายไฟสำหรับสวิตช์ ขานี้ช่วยในการอิมิตตัวของทรานซิสเตอร์สวิตช์ โดยการต่อตัวเก็บประจุ 1uF จากขา BOOST ไปยังขา SW ช่วงการทำงานของขานี้คือ 0V ถึง 8.5V อ้างอิงกับขา SW แรงดันไฟฟ้าบนตัวเก็บประจุแบบแยกตัวจะเริ่มต้นใหม่ผ่านไดโอดกับเอาต์พุตที่ต่อเชื่อมกับทั้งแรงดันไฟฟ้าขาออกแบตเตอรี่หรือแหล่งภายนอกและแคโทดที่เชื่อมต่อกับขา BOOST

-SW (PIN12)

เป็นขาสวิตช์ของเอาต์พุต ขานี้จะเป็นสวิตช์ชาร์จของเอาต์พุตและสอดคล้องกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์สวิตช์ เมื่อเปิดการใช้งานสวิตช์ของแหล่งจ่ายไฟจะส่งต่อ SW ไปยัง Vin วงจรไดรฟ์สำหรับเพิ่มแรงดันให้อยู่เหนือแหล่งจ่ายไฟ Vin ใช้เพิ่มแหล่งจ่ายไฟขานี้ ช่วยให้สวิตช์อิมิตตัวได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

-GND (PIN13)

เป็นขาที่อ้างอิงพื้นผิวโดยด้านหลังมีการต่อเข้ากับระหว่างตะกั่วกับพื้น PCB

2.3.4 ข้อมูลการประยุกต์ใช้งาน

- Vin Input Supply

LT3652 ได้รับไบอัสตรงจากแหล่งจ่ายพลังงาน เข้าขา Vin แหล่งจ่ายที่จ่ายเข้าไป จะให้ค่ากระแสสวิทช์สูงเมื่อต้องการคุณภาพสูง การใช้ตัวเก็บประจุแบบ low ESR (equivalent series resistance) เป็นสิ่งที่จะช่วยลดแรงดันผิดพลาดที่เข้ามาในวงจรได้ โดย ตัวเก็บประจุแบบ decoupling ในจะคอยดูดกระแสสวิทช์ซึ่งกระเพื่อมในวงจรทั้งหมด ในระหว่างชาร์จ กระแสกระเพื่อมแบบ RMS ($I_{cvin}(RMS)$) คำนวณจาก

$$I_{cvin}(RMS) \cong I_{chg}(MAX) \cdot (V_{bat} / V_{in}) \cdot [(V_{in} / V_{bat}] - 1) \frac{1}{2}$$

เมื่อ $I_{chg}(MAX)$ คือกระแสเฉลี่ยสูงสุดที่สามารถชาร์จได้ (100mV/RSENSE) ค่า V_{in} สูงสุด จะมีค่าเป็น 2 เท่าของ V_{bat} เมื่อ $C_{VIN}(RMS) = I_{chg}(MAX)/2$ ในการคำนวณหาค่า C ที่จะนำมาใส่ในวงจร หาได้จากสมการ

$$C_{in}(BULK) = I_{chg}(MAX) \cdot (V_{bat}/V_{in})/\Delta V_{in} (\mu F)$$

โดย ΔV_{in} คือแรงดันกระเพื่อมขาเข้าเพราะฉะนั้นแรงดันกระเพื่อมขาเข้าจะต้องไม่เกิน 0.1V คำนวณหาค่าที่เหมาะสมพบว่าค่า 10uF เหมาะสมที่สุด

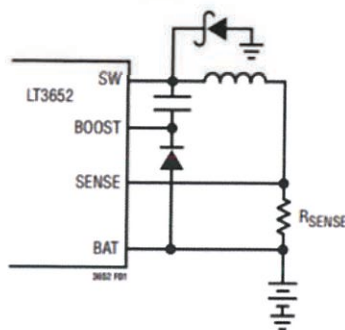
- Charge Current Programming

เครื่องชาร์จ LT3652 สามารถกำหนดค่ากระแสเฉลี่ยสูงถึง 2A ค่ากระแสการชาร์จสูงสุดกำหนดโดยการเลือกตัวต้านทาน(RSENSE)

$$R_{sense} = 0.1/I_{chg}(max)$$

- Boost Supply

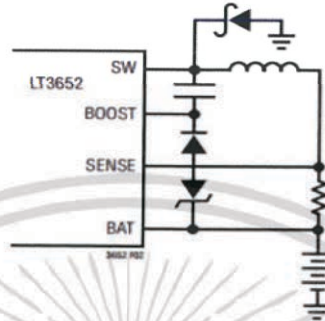
Boost Supply จะขับแรงดันสวิทช์ภายในและเอื้ออำนวยให้ทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในสถานะอิ่มตัว ช่วงการทำงานของขา Boost จะอยู่ระหว่าง 0V ถึง 8.5V อ้างอิงจากขาของ SW และเชื่อมต่อตัวเก็บประจุ (1uF) ระหว่างขา Boost กับ ขา SW



รูปที่ 2.8 ควบคุมกระแสชาร์จด้วย R_{sense}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมบนตัวเก็บประจุ จะถูกเริ่มต้นใหม่ผ่านไดโอดที่มีขั้วบวกซึ่งเชื่อมต่อไปแรงดันแบตเตอรี่ขาออกหรือแหล่งที่มาจากภายนอก และขั้วลบเชื่อมต่อกับขา Boost ให้ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของไดโอดมากกว่า 0.1A และแรงดันย้อนกลับมากกว่า $V_{in(max)}$ เมื่อเริ่มแรงดันตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุเริ่มใหม่ ไดโอดจะเรียงกระแสจากแบตเตอรี่ ทำให้แรงดันจากแบตเตอรี่จะสูงกว่า 8.4V เราสามารถใช้ซีเนอร์ไดโอดเพื่อป้องกันไม่ให้ขา Boost มีช่วงแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งาน



รูปที่ 2.9 การต่อซีเนอร์ไดโอดป้องกันขา Boost

-Vin/BOOST Start-Up Requirement

LT3652 จะเริ่มทำงานช่วง V_{in} 4.95V ถึง 32V อย่างไรก็ตามความต้องการแรงดันไฟฟ้าเริ่มต้นเกิดขึ้นเนื่องจากลักษณะของสวิตช์ step-down ซึ่งไม่เกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน ใช้การเชื่อมต่อแบบเครือข่ายสำหรับเครื่องชาร์จ หากไม่มีแหล่งจ่ายไฟ Boost ที่ใช้ได้ สวิตช์ภายในต้องใช้ $(V_{in} - V_{sw}) > 3.3V$ ข้อกำหนดนี้จะไม่ได้อยู่หาก Boost Supply มีค่าเกิน $(V_{boost} - V_{sw}) > 2V$

เมื่อ LT3652 ไม่มีการชาร์จเกิดขึ้น ที่ขา SW จะทำให้มีศักย์เป็นแบตเตอรี่ซึ่งอาจสูงถึง V_{bat} อย่างเช่น สำหรับการเริ่มต้น ต้องจ่ายไฟให้ V_{in} มากกว่า V_{bat} อย่างน้อย 3.3V เมื่อสลับการเริ่มต้นของ Boost Supply ตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จ $(V_{boost} - V_{sw}) > 2V$ จึงไม่ต้องการให้ใช้ V_{in} นาน

- Vbat Output Decoupling

แรงดันขาออกของ LT3652 จำเป็นต้องเลี่ยงการต่อเข้ากับตัวเก็บประจุจากขา BAT ไปยัง GND ตัวเก็บประจุขนาด 10uF แบบเซรามิกเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการใช้งานทั้งหมด ในระบบที่สามารถถอดแบตเตอรี่ออกจากเครื่องชาร์จได้ ควรเลี่ยงการเพิ่มของประจุเพราะอาจเป็นอาจเป็นที่ต้องการสำหรับการบอกสภาพสำหรับสภาพแบตเตอรี่ที่ไม่มีแบตเตอรี่ หากต้องการใช้งานระบบโหลดจาก LT3652 เมื่อถอดแบตเตอรี่ออกต้องใช้ความจุบายพาสเพิ่มเติม ในแอปพลิเคชันประเภทนี้อาจเกิดการสั่นมากเกินไปและความผันผวนต่ำสามารถเกิดขึ้น โดยไม่ต้องเพิ่มความจุของตัวเก็บประจุให้มีมากเกินไป สำหรับการใช้งานเหล่านี้ให้ใส่ตัวเก็บประจุ 100uF แบบ ESR จาก BAT ไป GND และต่อขนานกับตัวเก็บประจุบายพาสแบบเซรามิกขนาด 10uF ในการเพิ่มตัวเก็บประจุบายพาสเข้าไปในระบบนี้ต้องการ ให้แบตเตอรี่มีการเชื่อมต่ออยู่กับเครื่องชาร์จด้วยสายไฟยาว การให้แรงดันไฟฟ้าที่ขา C_{bat} ต้องมากกว่าแรงดันที่เข้าแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-Inductor Selection

เกณฑ์หลักเบื้องต้นในการเลือกขนาดของตัวเหนี่ยวนำในเครื่องชาร์จ LT3652 เป็นกระแสไหลที่สร้างขึ้นในตัวเหนี่ยวนำ เมื่อกำหนดขนาดค่าตัวเหนี่ยวนำแน่นอนแล้ว ค่าเหนี่ยวนำต้องมีกระแสไหลเท่ากับหรือมากกว่ากระแสสูงสุดของค่าเหนี่ยวนำ ขนาดค่าเหนี่ยวนำต้องให้จำนวนที่ต้องการของค่าเหนี่ยวนำเป็น peak-to-peak การสั้นของกระแสสามารถประมาณได้จากความเกี่ยวข้องกัน

$$L = (10 \cdot R_{\text{ense}} / \Delta I_L / I_{\text{chg}}(\text{MAX})) \cdot (V_{\text{bat}}(\text{FLT})) \cdot (1 - V_{\text{bat}}(\text{FLT}) / V_{\text{in}}(\text{MAX})) \text{ (}\mu\text{H)}$$

ในความสัมพันธ์ดังกล่าว $V_{\text{in}}(\text{MAX})$ คือแรงดันไฟฟ้าใช้งานได้สูงสุด การสั้นของกระแสจะอยู่ภายในช่วง 25% ถึง 30% ของ $I_{\text{chg}}(\text{MAX})$ ดังนั้นขนาดของค่าเหนี่ยวนำสามารถกำหนดโดยการตั้งค่าที่แน่นอนคือ $0.25 < \Delta I_L / I_{\text{CHG}}(\text{MAX}) < 0.35$ ผู้ขายแม่เหล็กมักจะระบุตัวเหนี่ยวนำที่มี RMS สูงสุดและระดับกระแสไหล เลือกตัวเหนี่ยวนำที่มีระดับความถี่หรือเหนี่ยวนำ $(1 + \Delta I_{\text{MAX}}/2) \cdot I_{\text{CHG}}(\text{MAX})$ และระดับ RMS เหนี่ยวนำที่น้อยกว่า $I_{\text{chg}}(\text{MAX})$ ตัวเหนี่ยวนำต้องเหมือนกับ Voltsecond สูงสุดซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์ที่มีความต้องการมากที่สุด หากข้อกำหนดนี้ไม่อยู่ในแผ่นข้อมูลของตัวเหนี่ยวนำให้ปรึกษาผู้ขายเพื่อให้แน่ใจว่าผลิตภัณฑ์ Voltsecond ไม่ได้มีขนาดสูงสุดเกินจากการออกแบบของคุณ ผลิตภัณฑ์ที่ต้องการ Voltsecond คือ $V_{\text{bat}}(\text{FLT}) \cdot (1 - V_{\text{bat}}(\text{FLT}) / V_{\text{in}}(\text{MAX})) \text{ (V} \cdot \mu\text{S)}$

-Rectifier Selection

ไดโอดของวงจรเรียงกระแสจากขา SW ถึงขา GND ของแบตเตอรี่ LT3652 เป็นเส้นทางกระแสไฟฟ้กระแสกลับ เมื่อสวิตช์ไฟหลักถูกปิดใช้งาน เครื่องสำรองไฟจะถูกเลือกขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้ย้อนกลับและกระแสสูงสุด จำเป็นต้องใช้ช็อกไดโอดเนื่องจากแรงดันไฟตรงต่ำส่งผลทำให้สูญเสียพลังงานต่ำสุดและมีประสิทธิภาพสูงสุด ไดโอดเรียงกระแสจะต้องมีระดับการทนแรงดันย้อนกลับมากกว่าแรงดันไฟฟ้สูงสุดของ V_{in} ค่าต่ำสุดเฉลี่ยของกระแสไดโอดจะมีระดับ $(I_{\text{DIODE}}(\text{MAX}))$ คำนวณด้วยกระแสไฟฟ้ขาออกสูงสุด $(I_{\text{CHG}}(\text{MAX}))$ V_{in} ที่ใช้งานได้สูงสุดและส่งออกที่สภาวะก่อนเกณฑ์ $(V_{\text{BAT}}(\text{PRE}), \text{ หรือ } 0.7 \cdot V_{\text{BAT}}(\text{FLT}))$ คำนวณจาก

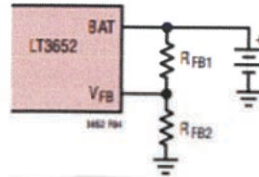
$$I_{\text{diode}}(\text{MAX}) > I_{\text{chg}}(\text{MAX}) \cdot V_{\text{in}}(\text{MAX}) - V_{\text{bat}}(\text{PRE}) / V_{\text{in}}(\text{MAX}) \text{ (A)}$$

ยกตัวอย่างเช่นไดโอดเรียงกระแสที่ 7.2V 2A ที่มีแรงดันอินพุทสูงสุด 25V

$$I_{\text{diode}}(\text{MAX}) > 2\text{A} \cdot 25\text{V} - 0.7(7.2\text{V}) / 25\text{V}, \text{ or } I_{\text{diode}}(\text{MAX}) > 1.6\text{A}$$

-Battery Float Voltage Programming

แรงดันไฟฟ้าแบตเตอรี่ขาออก (VBAT(FLT)) ควบคุมโดยการเชื่อมต่อตัวต้านทานที่ต่อคร่อมจากขา BAT ไปขา VFB VBAT สามารถตั้งค่าได้ถึง14.4V



รูปที่2.10 ควบคุมแรงดันวงจรของขา BAT

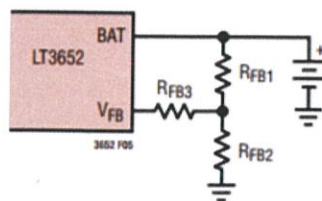
การใช้ตัวต้านทานแยกกับตัวต้านทานขาเข้าที่ขา VFB ขนาด 250K จะช่วยชดเชยความผิดพลาดของการจ่ายกระแสไฟตรง

$$R_{FB1} = (V_{BAT(FLT)} \cdot 2.5 \cdot 105) / 3.3 \ (\Omega)$$

$$R_{FB2} = (R_{FB1} \cdot (2.5 \cdot 105)) / (R_{FB1} - (2.5 \cdot 105)) \ (\Omega)$$

ฟังก์ชันการชาร์จจะทำงานลู่วงสุดท้ายเมื่อจ่ายแรงดันที่ขา VFB 3.3V คุณสมบัติการรีสตาร์ทอัตโนมัติจะเริ่มต้นรอบการชาร์จใหม่ที่ขา VFB ลดลง 2.5% ซึ่งต่ำกว่าแรงดันไฟลอย เนื่องจากแรงดันไฟของแบตเตอรี่อยู่ตรงข้ามตัวคั่นสัญญาณของตัวเก็บประจุ VBAT(FLT) ตัวแบ่งนี้จะดึงกระแสไฟจากแบตเตอรี่ (IRFB) ในอัตราที่น้อย $IRFB = 3.3/R_{FB2}$

ความถูกต้องที่ใช้งานตัวต้านทานขนาดสูงอาจเป็นเรื่องยาก สำหรับการใช้งานกับ Vbat(FLT) ขนาดต่ำบางที่เราอาจใช้ตัวต้านทานโวลต์ในการ Feedback กับการเพิ่มตัวต้านทาน (RFB3) เพื่อให้ได้ค่าความต้านทานเทียบเท่า 250K การต่อตัวต้านทาน3ตัวตามรูป สามารถลดความยุ่งยากในการเลือกส่วนประกอบและ/หรือเพิ่มความแม่นยำของแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุทได้ ที่การจ่ายของกระแสเพิ่มขึ้นผ่านการแบ่งแรงดันย้อนกลับ



รูปที่2.11 การต่อ RFB3 เพิ่มเพื่อแบ่งแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับตัวต้านทานที่ต่อกัน 3 ตัว สามารถหาความสัมพันธ์ได้จาก

$$RFB2/RFB1 = 3.3/(V_{BAT}(FLT) - 3.3)$$

เนื่องจากขา VFB เป็นโหนดอิมพีแดนซ์ที่มีค่าความต้านทานสูงจึงควรลดขนาดของตัวเก็บประจุที่ขา VFB นี้ เราควรให้ความสนใจเป็นพิเศษกับตัวเก็บประจุหันทะ ที่สามารถจับคู่กับสัญญาณภายนอกเข้ากับขาซึ่งสามารถผลิตสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์หรือ ripple ผลของความสามารถในการสูญเสียจะลดลงโดยการเพิ่มตัวเก็บประจุป้อนกลับขนาดเล็ก (20pF to 50pF) จากขา Vbat ไปที่ขา VFB

ควรใช้ความระมัดระวังเป็นพิเศษในระหว่างการประกอบแผง การปนเปื้อนฝุ่นบนบอร์ด การปนเปื้อนสามารถนำไปสู่การเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญในแรงดันไฟฟ้าขาออก ควรใช้มาตรการการทำความสะอาดหลังการประกอบเสาอากาศที่เหมาะสมเพื่อป้องกันการปนเปื้อนของบอร์ดและแนะนำให้มีการไหลของของเหลวที่มีการรั่วซึมต่ำ

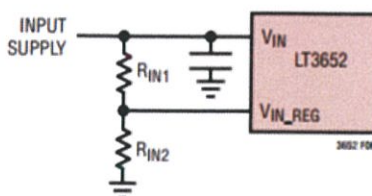
-Input Supply Voltage Regulation

LT3652 มีการตั้งแรงดันที่ขาให้สามารถเตือนได้โดยการควบคุมการเริ่มต้นทำงานที่แรงดันไฟฟ้าต่ำได้ การเชื่อมต่อตัวต้านทานจากขา Vin ไปขา Vin_REG ช่วยให้สามารถเขียนโปรแกรมแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุดโดยปกติจะใช้โปรแกรมแรงดันไฟฟ้าสูงสำหรับแผงโซลาร์เซลล์ กระแสชาร์จสูงสุดจะลดลงเมื่อขา Vin_REG ต่ำกว่าแรงดันเริ่มต้นที่ 2.7V

ถ้าแหล่งจ่ายกระแสไฟเข้าไม่สามารถให้พลังงานเพียงพอเพื่อตอบสนองความต้องการของเครื่องชาร์จ LT3652 ได้แรงดันไฟฟ้าจะพังทลายลง แรงดันไฟฟ้าที่ใช้เริ่มต้นการทำงานต่ำสุดสามารถทำได้ดังนั้นจึงต้องตั้งโปรแกรมโดยการตรวจสอบแหล่งจ่ายไฟผ่านตัวแบ่งตัวต้านทานเช่นแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำที่ขา Vin_REG เท่ากับ 2.7V LT3652 ค่ากระแสชาร์จไฟขาออกสูงสุดเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าที่ขา Vin_REG หรือสูงกว่า 2.7V การเขียนโปรแกรมแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำที่ต้องการทำได้โดยการเชื่อมต่อตัวแบ่งตัวต้านทานตามที่แสดงในรูป อัตราส่วนของ Rin1/Rin2 สำหรับแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำที่ต้องการคือ Vin(MIN) คือ

$$RIN1/RIN2 = (VIN(MIN)/2.7) - 1$$

หากไม่ได้ใช้คุณสมบัติการควบคุมแรงดันไฟฟ้าไม่ควรเชื่อมต่อขา Vin กับขา Vin_REG



รูปที่ 2.12 การแบ่งแรงดันจาก Vin กับ Vin_REG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-Status Pins

LT3652 จะรายงานสถานะเครื่องชาร์จผ่านเอาต์พุต 2 ขาของคอลเล็กเตอร์คือขา CHRG และ FAULT ขาเหล่านี้สามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงถึง V_{in} และสามารถใช้งานได้ถึง 10mA

ขา CHRG จะบอกว่าอุปกรณ์ชาร์จกำลังส่งกระแสไฟฟ้าอยู่ในอัตราที่สูงกว่าอัตรา C/10 หรือ 1/10 ของค่าประจุสูงสุดที่กำหนดไว้ในปัจจุบัน ขาของ FAULT แสดงสัญญาณแบตเตอรี่และข้อผิดพลาดของ NTC ที่ไม่ถูกต้อง ขาเหล่านี้มีรหัสไบนารีและสัญญาณจากตารางดังต่อไปนี้ซึ่งขา ON แสดงการดึงอิมพีแดนซ์ต่ำและขา OFF แสดงการดึงอิมพีแดนซ์สูง

Status Pins State		Charger Status
CHRG		
FAULT		
OFF	OFF	Not charging-Standby or Shutdown Mode
OFF	ON	Bad Battery Fault
ON	OFF	Normal Charging at C/10 or Greater
ON	ON	NTC Fault (Pause)

หากถอดแบตเตอรี่ออกจากเครื่องชาร์จ LT3652 ที่กำหนดค่าสิ้นสุดไว้ที่ C/10 รูปแบบกราฟแบบฟันเลื่อยทำให้เกิดค่าประมาณที่การชาร์จขาออก 100mV ทำให้เกิดเหตุการณ์วนกลับระหว่างขอบเขตและการชาร์จใหม่ การวนกลับนี้จะทำให้เกิดผลสัญญาณ pulse ที่ขาออกของ CHRG LED ที่เชื่อมต่อกับขานี้จะมีรูปแบบการกะพริบแสดงให้ผู้ใช้ทราบว่าไม่มีแบตเตอรี่อยู่ ความถี่ของรูปแบบการกะพริบนี้ขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุขาออก

-C/10 Termination

LT3652 รองรับรูปแบบพื้นฐานการสิ้นสุดกระแสต่ำ โดยที่วงจรชาร์จแบตเตอรี่จะสิ้นสุดลงเมื่อหนึ่งในสิบของกระแสสูงสุดตามที่กำหนดไว้ใน R_{sense} กระแสเริ่มต้น C/10 มีค่าเท่ากับ 10 mV ใน R_{sense} โหมดการยกเลิกนี้ทำงานโดยการช็อดขา TIMER กับขา GND

เมื่อใช้ C/10 สิ้นสุดแล้วเครื่องชาร์จ LT3652 จะชาร์จประจุแบตเตอรี่ได้ทราบเท่าที่กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงกว่าเกณฑ์ C/10 เมื่อแรงดันไฟฟ้าชาร์จเต็มแล้วกระแสจะเริ่มตกไปจนกระทั่งถึงกระแสเริ่มต้น เมื่อเครื่องชาร์จสิ้นสุดลงและ LT3652 เข้าสู่โหมดเตรียมพร้อม ที่ขา CHRG ทำงานตามรอบการชาร์จและมีความต้านทานสูงเมื่อชาร์จไฟไม่ทำงาน

เมื่อ V_{bat} ลดต่ำกว่า 97.5% ของแรงดันไฟฟ้าที่เต็มแล้วไม่ว่าจะโดยการใส่แบตเตอรี่หรือเปลี่ยนแบตเตอรี่เครื่องชาร์จจะทำการเชื่อมต่อและเริ่มชาร์จใหม่โดยอัตโนมัติ

-Timer Termination

LT3652 รองรับรูปแบบพื้นฐานการทำงานสิ้นสุดของตัวจับเวลาซึ่งในวงจรชาร์จแบตเตอรี่จะครบรอบสิ้นสุดหลังจากที่ระยะเวลาผ่านไป ตัวจับเวลาจะทำงานเมื่อตัวเก็บประจุ (Ctimer) เชื่อมต่อขา TIMER ไปขา GND วงจร EOC(TEOC) ของวงจรจับเวลาเกิดขึ้นจาก Ctimer ตามความสัมพันธ์

$$CTIMER = TEOC \cdot 2.27 \times 10^{-7} \text{ (Hours)}$$

ตัวจับเวลา EOC ตั้งค่าไว้ที่ 3 ชั่วโมงซึ่งต้องใช้ตัวเก็บประจุ 0.68 uF

ที่สถานะขา CHRG ยังคงมีสัญญาณการชาร์จไฟที่อัตรา C/10 โดยไม่คำนึงถึงว่ามีการใช้พลังงานสิ้นสุดเมื่อยุติการจับเวลาของสถานะขา CHRG จะถูกตั้งให้รอบการชาร์จต่ำจนกระทั่งกระแสชาร์จที่ขาออกนั้นต่ำกว่า C/10 เริ่มต้น เครื่องชาร์จกำลังชาร์จแบตเตอรี่สูงสุด-ต่ำสุดจนกว่าจะถึงเวลา EOC เมื่อ LT3652 สิ้นสุดรอบการชาร์จและเข้าสู่โหมดเตรียมพร้อม

การสิ้นสุดของวงจรจับเวลาจะเกิดขึ้นเฉพาะเมื่อวงจรชาร์จเสร็จสิ้น วงจรที่ประสบผลสำเร็จคือเมื่อชาร์จแบตเตอรี่ภายใน 2.5 % ของแรงดันไฟฟ้าตอนเต็ม หากรอบการชาร์จไม่สำเร็จวงจร EOC จะตั้งเวลารีเซ็ตและชาร์จใหม่อีกรอบจนกระทั่งครบรอบเวลา

เมื่อ Vbat ลดต่ำกว่า 97.5 % ของแรงดันไฟฟ้าเต็มทั้งหมด ไม่ว่าจะโดยการต่อโหลดแบตเตอรี่หรือเปลี่ยนแบตเตอรี่เครื่องชาร์จจะทำการรีเซ็ตและเริ่มทำงานการชาร์จโดยอัตโนมัติ

2.4 วงจรเซ็นสถานะแบตเตอรี่

LM3914 จะใช้เป็นวงจรเซ็นระดับของแรงดันและขับหลอด LED 10 ดวงโดยให้จอแสดงผลแบบ Analog เซ็นเส้นโดยจะมีการเปลี่ยนการแสดงผลทีละขาจากจุดเคลื่อนที่ไปแบบกราฟแท่ง กระแสที่ขับไปหลอด LED จะมีการควบคุมและโปรแกรมได้ โดยไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทาน คุณลักษณะนี้เป็นคุณสมบัติที่ช่วยให้การทำงานของระบบทำงานได้น้อยกว่า 3V วงจรมีตัวอ้างอิงที่ปรับได้และตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแบบ 10 ระดับ การไบอัสกระแสต่ำเข้าอินพุทจะมีวงจรบัฟเฟอร์รับสัญญาณต่ำไปยัง GND

2.4.1 รายละเอียดการทำงานวงจรเซ็นสถานะแบตเตอรี่

วงจรสมบูรณ์ของเครื่องวัดระดับแรงดันแบตเตอรี่หัวใจของวงจรมีคือ LM3914 มีตัวต้านทาน ซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากัน ต่อกันเป็นวงจรแบ่งแรงดัน เพื่อให้แรงดันเหลือครึ่งหนึ่ง ตัวอย่างเช่น แรงดันเข้ามา 12V เมื่อผ่านวงจรแบ่งแรงดันก็จะเหลือ 6V เป็นต้น

ตัวต้านทานที่ต่อเข้ากับขา7ของ LM3914 จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสของหลอด LED และกำหนดแรงดันสูงสุด ส่วนตัวต้านทานที่ต่อเข้ากับขา4 ทำหน้าที่กำหนดแรงดันต่ำสุด และสุดท้ายเป็นตัวเก็บประจุที่ต่อเข้ากับขา2และขา3 ทำหน้าที่ลดสัญญาณรบกวนในวงจร

หลอด LED มีทั้งหมด10ดวง แบ่งเป็น สีแดง สีเหลือง สีเขียว การต่อใช้วิธีต่อขาแอนโอดเข้าไฟบวกร่วมกันหมด ส่วนขาแคโทดแยกไปต่อตามขาต่างๆ

โหมดการทำงาน

-INTERNAL VOLTAGE REFERENCE

ข้อมูลอ้างอิงได้รับการออกแบบมาเพื่อให้สามารถปรับเปลี่ยนและพัฒนาได้ 1.25V ระหว่างขั้ว REFout(pin7) และขา REFadj(pin8) แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ให้กับตัวต้านทาน R1 เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าเป็นค่าคงที่ I1 กระแสคงที่แล้วไหลผ่านเอาท์พุทตั้งค่าตัวต้านทาน R2 ให้แรงดันขาออกของ $V_{out} = V_{ref}(1+R2/R1)+I_{adj}*R2$

-CURRENT PROGRAMMING

คุณลักษณะที่ไม่ได้แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนโดยแผนภาพบล็อกคือการควบคุมความสว่าง LED กระแสที่ดึงออกมาจากขาแรงดันอ้างอิง (pin7) จะกำหนดกระแสไฟในหลอด LED ประมาณ 10 เท่าของกระแสไฟนี้จะถูกดึงผ่านหลอด LED แต่ละดวงที่มีการส่องสว่างและกระแสไฟฟ้านี้จะค่อนข้างคงที่แม้จะมีแรงดันและอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง กระแสที่ผ่านโดยตัวต้านทานภายใน 10 ตัว รวมทั้งตัวหารภายนอกและตัวปรับแรงดันไฟฟ้าภายนอกควรรวมอยู่ในการคำนวณกระแสไฟในหลอด LED

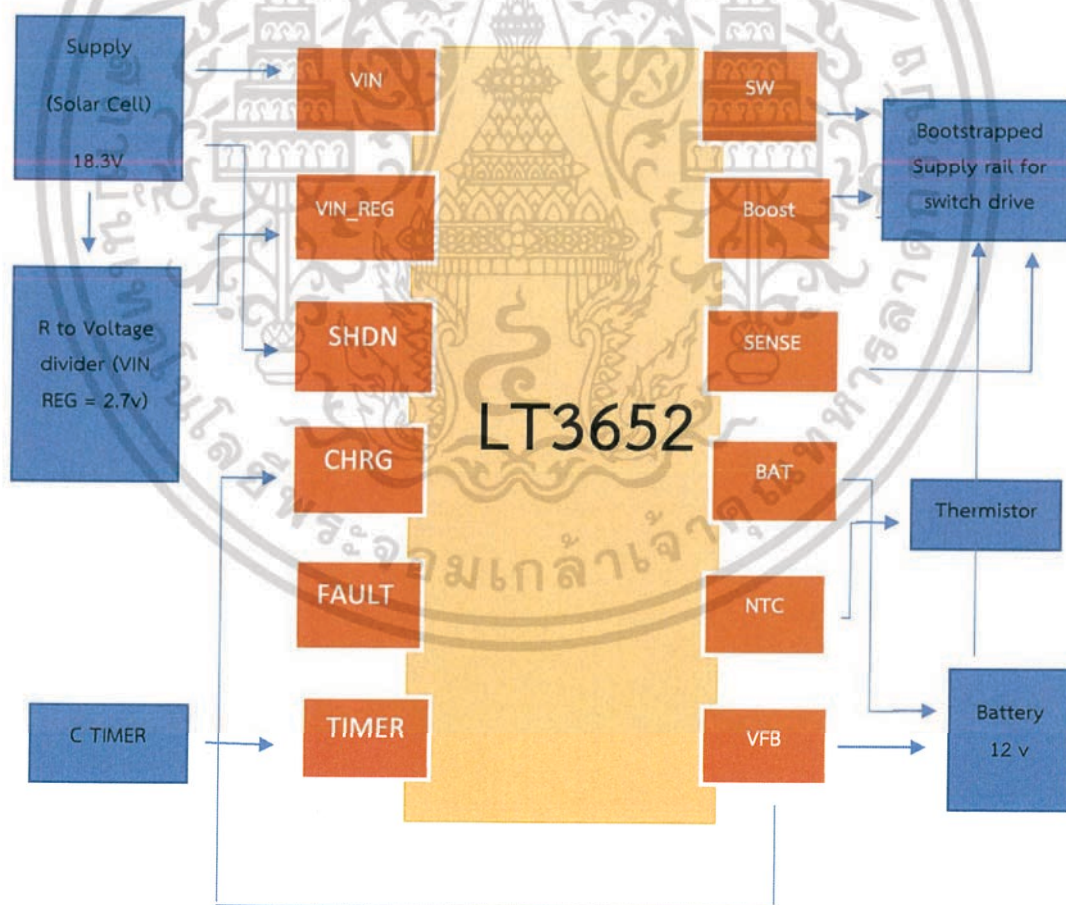
บทที่ 3

วิธีดำเนินงาน

การวิจัยครั้งนี้เป็นการวิจัยเชิงทดลอง(Experimental Research) เรื่องการประยุกต์ใช้เซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้กับระบบวงจรชาร์จแบตเตอรี่เพื่อนำไปชาร์จแบตเตอรี่ เนื่องจากเราต้องการ ความปลอดภัยของแบตเตอรี่เพื่อยืดอายุการใช้งาน และไม่ทำให้แบตเตอรี่เสื่อมไวโดยเราได้ศึกษาว่าวงจรชาร์จแบตเตอรี่มีระบบการทำงานอย่างไร จากนั้นจึงได้จัดหาอุปกรณ์และออกแบบโครงสร้าง หลังจากออกแบบวงจรเสร็จแล้วจึงได้ทำการทดลองของระบบ โดยดูค่าของแรงดันเอาท์พุท ค่าการดึงกระแสและค่ากราฟที่ออกมา ว่ามีค่าตรงกับค่าของทฤษฎีหรือไม่

3.1 ดำเนินการออกแบบ

3.1.1 Block Diagram

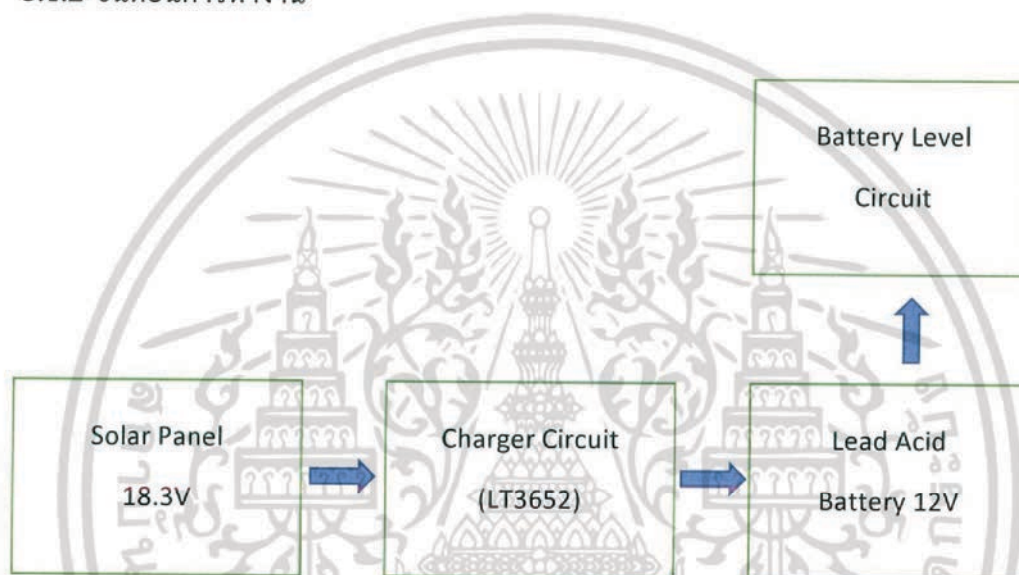


รูปที่3.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบการชาร์จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงการทำงานของอุปกรณ์ไอซี LT3652 เริ่มจากต่อกับแผงโซลาร์เซลล์เข้าขา Vin และ SHDN ส่วนขา Vin_REG มาจากการแบ่งแรงดันที่มีตัวต้านทานต่ออยู่ ขา CHG เกิดจากการ Feedback ของขา VFB เพื่อลดแรงดันมีขนาดที่ต้องการ ขา TIMER ต่อเข้ากับ C TIMER ขา NTC ต่อเข้ากับ thermistor เพื่อจำกัดอุณหภูมิ ขา BAT เป็นขาที่ออกไปแบตเตอรี่ ขา SENSE เป็นขาที่ต่อออกไปโหนดการะ ขา BOOST และขา SW เป็นส่วนของวงจรการลดระดับแรงดันโดยสัญญาณที่ออกจากขาของ SW จะเป็นแบบ PWM ซึ่งมีการต่อ R L C ทำให้เกิด Time constant

3.1.2 ขั้นตอนการทำงาน



เราจะต้องวงจรควบคุมการชาร์จกับโซลาร์เซลล์และแบตเตอรี่ขนาด 12V โดยการทำงานของวงจรนี้ถูกควบคุมโดยไอซี LT3652 โดยเราสามารถอุปกรณ์ตัวอื่นๆมาต่อเพิ่มเติมเพื่อให้ได้ค่าที่เราต้องการ โดยการกำหนดแรงดันขาออก กระแสขาออก ระยะเวลาของการชาร์จ เพื่อให้วงจรใช้งานได้ อย่างมีประสิทธิภาพ

3.2 ปฏิบัติการสร้างชิ้นงาน

3.2.1 ขั้นตอนจัดหาซื้ออุปกรณ์ และเตรียมอุปกรณ์ในการทำวงจร

อุปกรณ์ส่วนใหญ่ กลุ่มของข้าพเจ้าได้ซื้อที่ร้านขายอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป ส่วนใหญ่จะไปซื้อแถวบ้านหม้อ บางชิ้นอาจารย์ที่ปรึกษาหามาให้ อาทิ แผงโซลาร์เซลล์ ฮีตซิงค์ ขาดังที่เอาไว้ติดกับไม้อัด เป็นต้น ยกเว้นไอซีเบอร์ LT3652 ที่สั่งซื้อผ่านเว็บ แผ่น PCB แพลงขาแบบ MSOP เป็น ขาแบบ DIP ที่ซื้อที่ร้าน ETT ย่านพระโขนง และ แผ่นไม้อัด ที่ซื้อที่ร้านขายไม้

3.2.2 ขั้นตอนการสร้างแผ่นปริ๊นของวงจรควบคุมการชาร์จกับวงจรแสดงสถานะค่าแรงดันแบตเตอรี่

สร้างวงจรควบคุมการชาร์จกับวงจรแสดงสถานะค่าแรงดันแบตเตอรี่ขึ้นมา โดยใช้โปรแกรม altium design ในคอมพิวเตอร์ เมื่อสร้างเสร็จแล้ว ทำการลากลายวงจร (PCB) ของวงจรที่เพิ่งสร้างขึ้น หลังจากนั้นทำการบันทึกภาพลายวงจรที่สร้างขึ้น โดยใช้คำสั่ง smart pdf ซึ่งไฟล์ที่ได้จะเป็นไฟล์ pdf และนำไฟล์ pdf ที่บันทึกแล้วไปกัดปริ๊น โดยบอกกับทางร้านว่าปริ๊นแบบหมึกเลเซอร์ และใช้กระดาษโฟโต้ในการปริ๊น หลังจากนั้นนำกระดาษโฟโต้ที่ปริ๊นเสร็จแล้วไปแกะกับแผ่นทองแดง โดยตัดแผ่นทองแดงให้มีขนาดเท่ากับลายวงจรทั้งหมดเสียก่อน จึงค่อยแกะ หลังจากที่ได้แกะเสร็จแล้ว นำเตารีดไปรีดแผ่นทองแดง ใช้เวลารีดประมาณ 10-15 นาที หลังจากนั้น ทำการแกะกระดาษที่ติดกับแผ่นทองแดงออก จะมีลายหมึกลอกติดกับแผ่นทองแดง ต่อมาใช้ปากกาเพอร์มาเนนท์ลากเส้นส่วนที่หมึกไม่ลอกติดกับแผ่นทองแดง และนำไปกัดปริ๊นเพื่อกัดทองแดงส่วนที่ไม่ต้องการออกไป เมื่อทองแดงถูกกัดออกหมดแล้ว นำแผ่นทองแดงไปล้างน้ำให้สะอาด แล้วใช้ทินเนอร์เช็ดหมึกออก ก็จะได้ลายวงจรที่เสร็จสมบูรณ์ พร้อมทั้งจะนำอุปกรณ์ลงในบอร์ดต่อไป

3.2.3 ขั้นตอนการลงอุปกรณ์บนแผ่นปริ๊น

ก่อนที่จะลงอุปกรณ์บนแผ่นปริ๊น จะต้องทำการเจาะรูเสียก่อน โดยใช้ส่วนมือขนาดเล็ก พร้อมทั้งเจาะรูเอาไว้ใส่ขาตั้งแผ่นปริ๊น เมื่อเจาะเสร็จแล้ว ทำการบัดกรีอุปกรณ์ทั้งหมดลงแผ่นปริ๊น ยกเว้นไอซีเบอร์ LT3652 ที่ต้องบัดกรีลงบนลายเม้าส์เซอเพด แผ่น PCB แปลงขาเสียก่อน แล้วนำขาคอนเนคเตอร์แบบก้างปลา มาบัดกรีติดกับรูขาของแผ่น PCB แปลงขา นำแผ่นนี้ขึ้นน็อตติดกับฮีตซิงค์ แล้วต่อสายแพเพื่อนำไปเสียบลงบนแผ่นปริ๊น หลังจากลงอุปกรณ์เสร็จแล้ว นำขาตั้งแผ่นปริ๊นมาติดให้เรียบร้อย ตรวจสอบเช็ควงจรอย่างละเอียดว่ามีอาการลัดวงจรเกิดขึ้นหรือไม่ โดยใช้มัลติมิเตอร์ เมื่อตรวจสอบเช็คเสร็จแล้ว จึงนำแผ่นปริ๊นไปทำการทดสอบวงจรต่อไป

3.2.4 วัสดุอุปกรณ์ที่ใช้

- วงจรควบคุมการชาร์จแบตเตอรี่

1. ไดโอด

- ซีอิกกีไดโอดขนาด 1A/40v (ในวงจรใช้ไดโอดเบอร์ 1N5819)
- ซีอิกกีไดโอดขนาด 3A/40v (ในวงจรใช้ไดโอดเบอร์ 1N5822)
- ไดโอดเบอร์ 1N4148 2 ตัว
- ซีเนอร์ไดโอด 6.2 โวลต์ / 1 วัตต์ (ในวงจรใช้ไดโอดเบอร์ 1N4735)

2. ตัวเก็บประจุ

- ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีขั้วขนาด 1 ไมโครฟารัด
- ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีขั้วขนาด 4.7 ไมโครฟารัด
- ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีขั้วขนาด 10 ไมโครฟารัด 2 ตัว
- ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอนิกส์แบบมีขั้วขนาด 100 ไมโครฟารัด

3. ตัวต้านทาน

- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 910 โอห์ม
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 100 กิโลโอห์ม 2 ตัว
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 175 กิโลโอห์ม
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 309 กิโลโอห์ม
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 500 กิโลโอห์ม
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 1 เมกะโอห์ม
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด 1 วัตต์ 5% ขนาด 0.1 โอห์ม
- เทอร์มิสเตอร์

4. ตัวเหนี่ยวนำ

5. ไอซีเบอร์ LT3652

6. แบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ / 5 แอมแปร์

- วงจรเช็คสถานะแบตเตอรี่

1. ไดโอด

- ไดโอดเปล่งแสง ขนาด 5 มิลลิเมตร สีแดง 3 ตัว
- ไดโอดเปล่งแสง ขนาด 5 มิลลิเมตร สีเหลือง 3 ตัว
- ไดโอดเปล่งแสง ขนาด 5 มิลลิเมตร สีเขียว 4 ตัว

2. ตัวเก็บประจุ

- ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีขั้วขนาด 2.2 ไมโครฟารัด 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ตัวต้านทาน

- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 4.2 กิโลโอห์ม
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 10 กิโลโอห์ม 2 ตัว
- ตัวต้านทานแบบฟิล์มคาร์บอนขนาด ¼ วัตต์ 1% ขนาด 41 กิโลโอห์ม
- ตัวต้านทานแบบเกลือแก้ว (ทิมพอท) ขนาด 50 กิโลโอห์ม สามารถหมุนได้ 25 รอบ 2 ตัว

4. ไอซีเบอร์ LM3914



รูปที่ 3.2 อุปกรณ์บางส่วนที่ใช้ในการทำวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

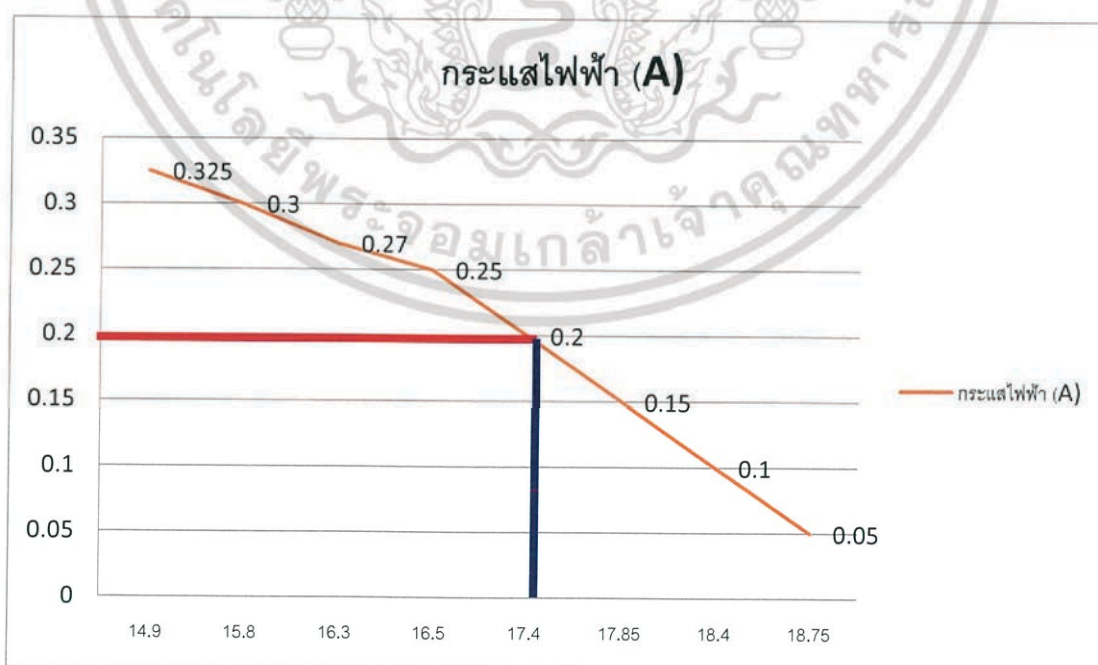
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 วัดเพื่อหาค่า Maximum Power Point Tracking Solar Cell

ทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของแผงโซลาร์เซลล์ซึ่งทำหน้าที่ในการจ่ายพลังงานให้แก่อุปกรณ์ได้กราฟดังนี้(ทำการวัดที่ค่าความเข้มแสงประมาณ 1000 W/M

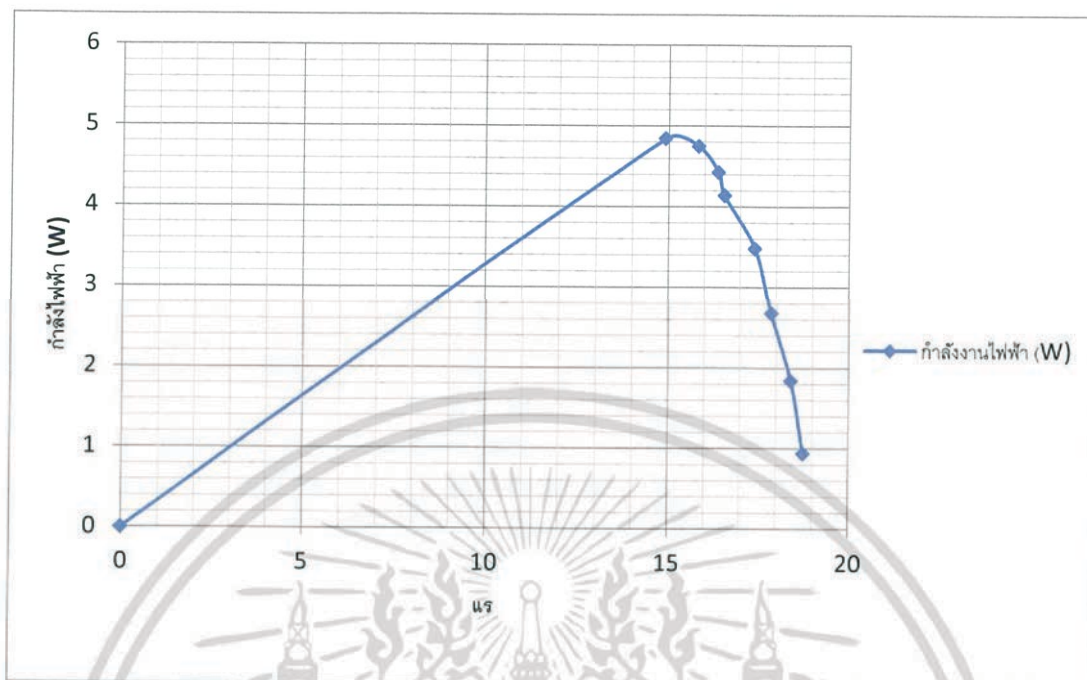
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าระหว่างแรงดันกับกระแสของแผ่นโซลาร์เซลล์

แรงดันไฟฟ้า (V)	กระแสไฟฟ้า (A)	กำลังไฟฟ้า (W)
14.9	0.325	4.843
15.82	0.30	4.746
16.38	0.27	4.423
16.55	0.25	4.138
17.4	0.20	3.48
17.85	0.15	2.678
18.4	0.10	1.84
18.75	0.05	0.938



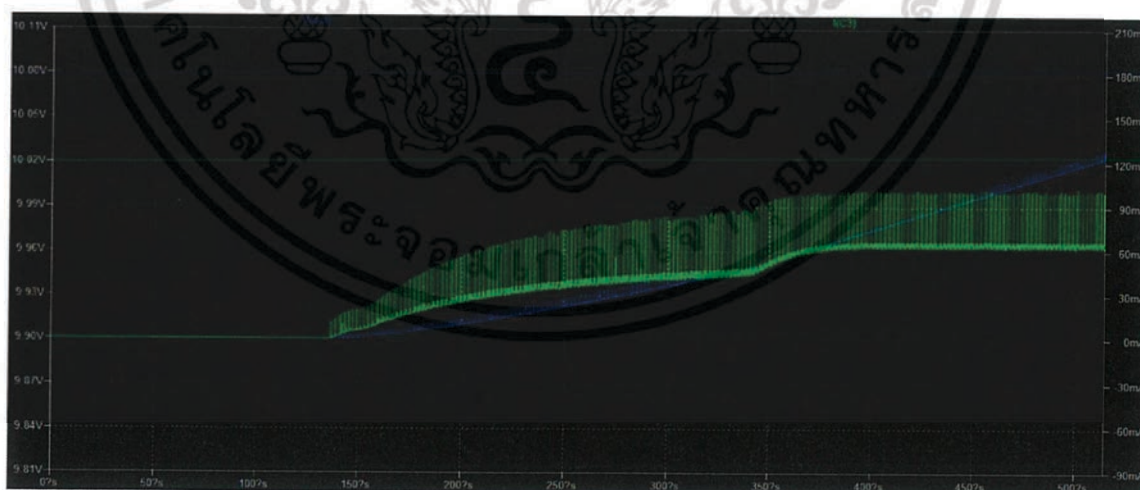
รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (V) และกระแส (I)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (V) และกำลัง (P)

4.2 การทดสอบ Load Regulation



รูปที่ 4.3 ผลการทดสอบ Load Regulation

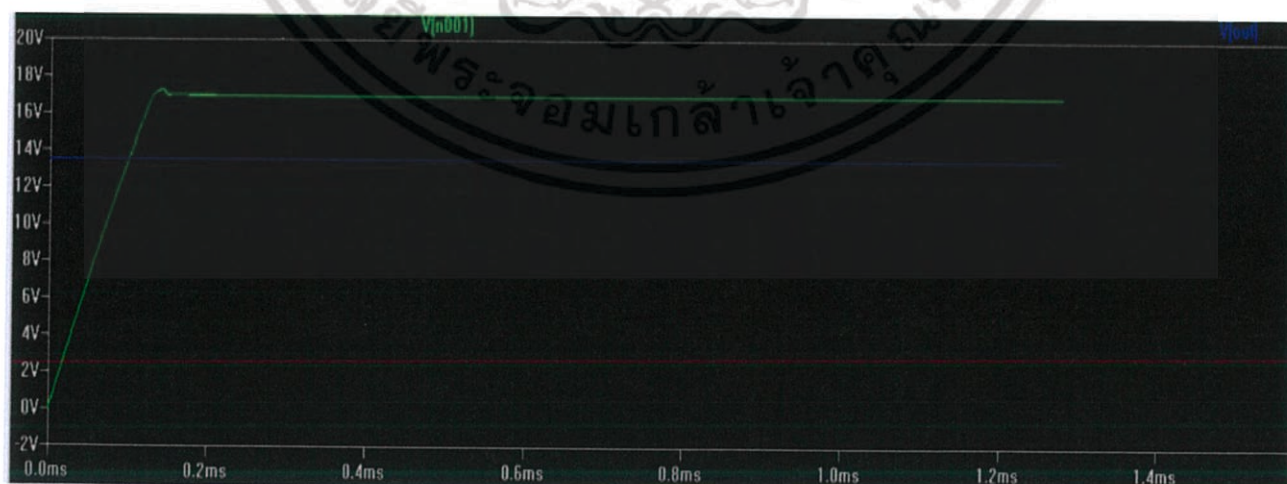
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดสอบ Line Regulation

ทำการวัดแรงดันเอาต์พุตเพื่อทดสอบว่าเมื่อให้อินพุตขนาดต่างกันแล้วเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าแรงดันอินพุตและเอาต์พุต

Vin (V)	Vout (V)
0V	0V
2V	2.5mV
4V	2.5mV
6V	1.545V
8V	1.572V
10V	1.59V
12V	1.619V
14V	1.641V
16V	1.663V
18V	13.46V
20V	13.64V
22V	13.64V
24V	13.6V
26V	13.6V
28V	13.6V

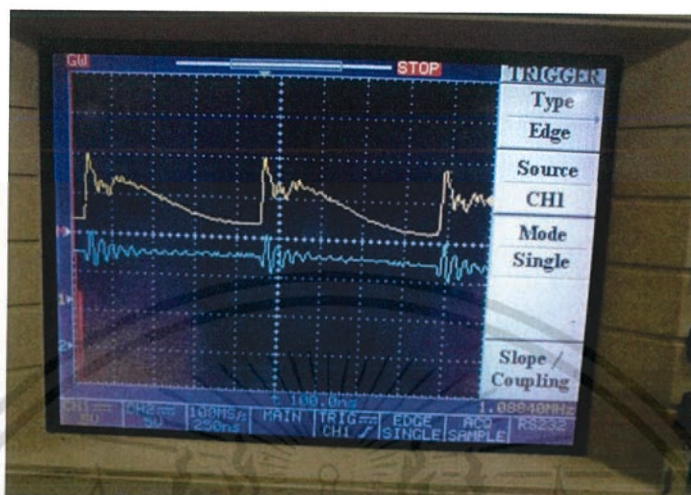


รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบ Line Regulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

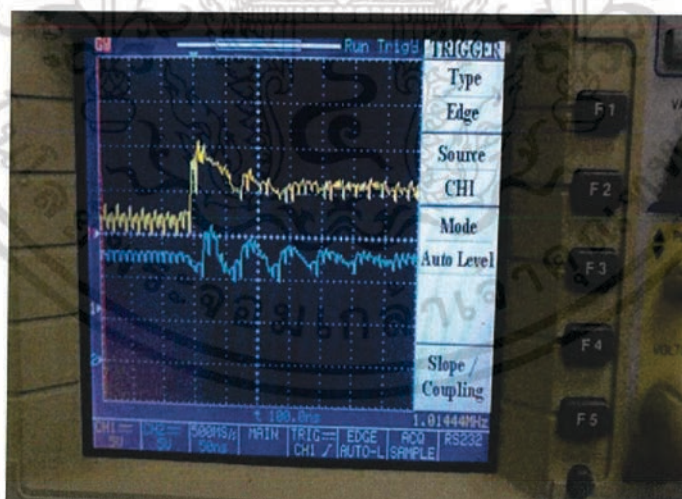
4.4 การทดสอบสัญญาณ Pulse Width Modulation

4.4.1 สัญญาณก่อนเข้าตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับหลังออกจากตัวเหนี่ยวนำ ที่เวลา 250ns



รูปที่4.5 สัญญาณก่อนเข้าตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับหลังออกจากตัวเหนี่ยวนำ ที่เวลา 250ns

4.4.2 สัญญาณก่อนเข้าตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับหลังออกจากตัวเหนี่ยวนำ ที่เวลา 50ns



รูปที่4.6 สัญญาณก่อนเข้าตัวเหนี่ยวนำ เทียบกับหลังออกจากตัวเหนี่ยวนำ ที่เวลา 50ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งก็คือวงจรที่ใช้สำหรับชาร์จแบตเตอรี่ โดยเริ่มจากแผงโซลาร์เซลล์ที่ทำหน้าที่แปลงพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้าซึ่งค่าเอาต์พุตที่วัดได้จากแผงโซลาร์เซลล์มีค่าประมาณ 18V จากนั้นนำมาต่อเข้ากับวงจรชาร์จที่ถูกควบคุมโดยไอซี LT3652 จะกำหนดค่าเอาต์พุตของวงจรที่ออกมาเหลือประมาณ 14V เพื่อชาร์จแบตเตอรี่ขนาด 12V และมีวงจรเช็คสถานะแบตเตอรี่โดยมีไอซี LM3914 คอยควบคุมวงจรจะเช็คว่าเป็นแบตเตอรี่เต็มหรือแบตเตอรี่น้อย จากการทดลองการทำงานของวงจรที่ออกแบบไว้จะมีค่าแรงดันเอาต์พุตที่ใช้ได้จริงประมาณ 13V-14V และจะมีกระแสชาร์จประมาณ 1A ทำให้การชาร์จแบตเตอรี่เต็มจะใช้เวลาประมาณ 5-7 ชั่วโมง ขึ้นอยู่กับแสงอาทิตย์ที่ให้พลังงานแสงกับแผงโซลาร์เซลล์ และจากการทดสอบวงจรเช็คสถานะแบตเตอรี่ซึ่งมีหลอดไฟ LED 10 ดวง ซึ่งเราได้ตั้งค่าให้หลอดไฟ LED จะดับลงเมื่อแบตเตอรี่โวลต์จากแบตเตอรี่ตกทีละ 0.5V จากแบตเตอรี่เต็ม(14V) จนแบตเตอรี่ใกล้หมด (9V)

เอกสารอ้างอิง

1. heritage-int ข้อมูลหลักการทำงานของโซล่าเซลล์ เข้าถึงได้จาก
http://www.heritage-int.co.th/เซลล์แสงอาทิตย์/หลักการทำงานของโซล่าเซลล์solar_cell.html
2. th.wikipedia ข้อมูลแบตเตอรี่แบบตะกั่วกรด เข้าถึงได้จาก
<https://th.wikipedia.org/wiki/แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด>
3. Cds.linear.com ข้อมูลไอซี LT3652 เข้าถึงได้จาก
<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3652fe.pdf>
4. ti.com ข้อมูลไอซี LM3914 เข้าถึงได้จาก
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3914.pdf>

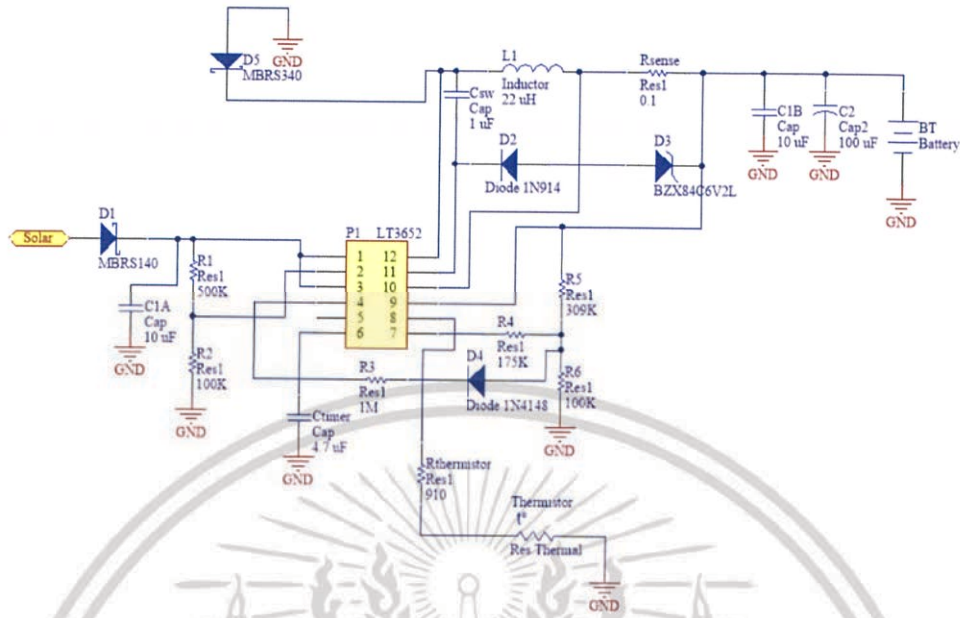


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

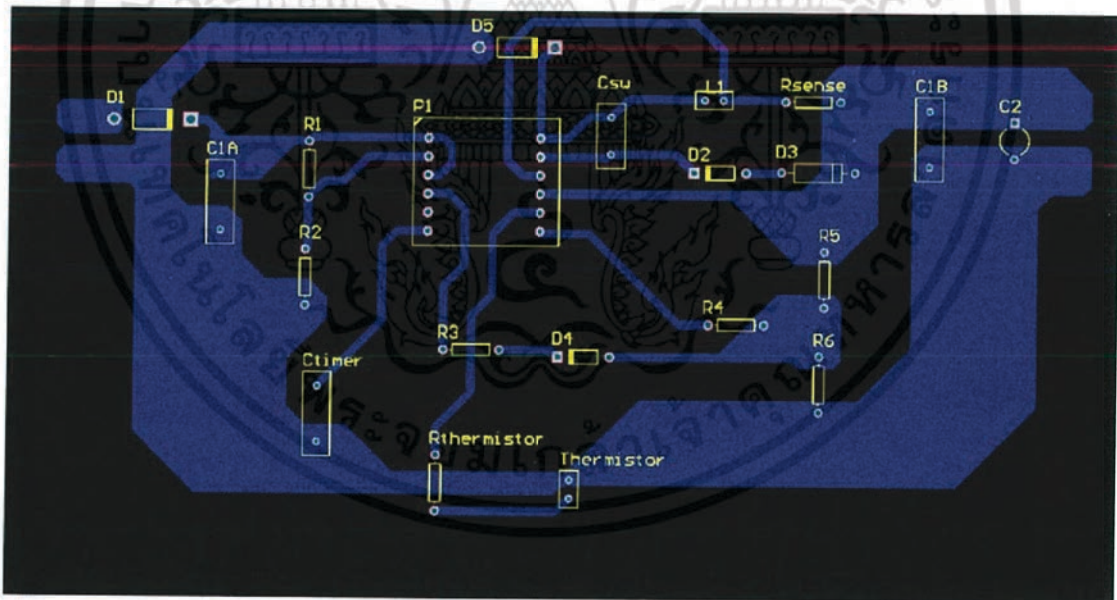


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ก.1-ก.4 วงจรที่วาดจากโปรแกรม Altium Designer

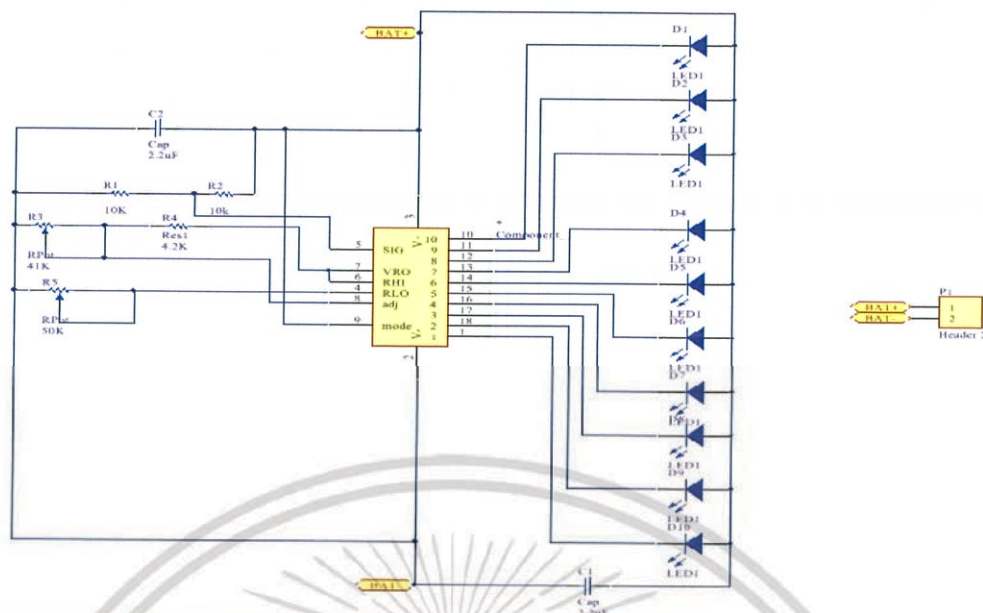


รูปที่ ก.1 การวาดลาย Schematics ของวงจรชาร์จแบตเตอรี่

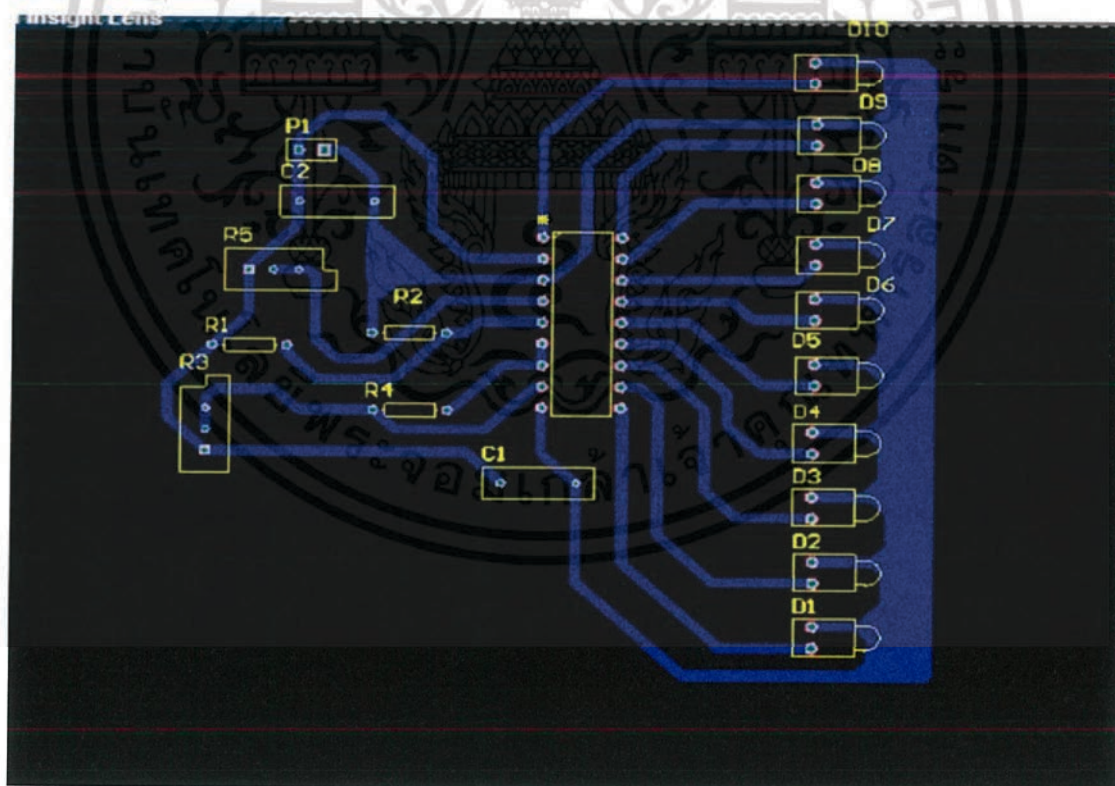


รูปที่ ก.2 การวาดลายเส้น PCB ของวงจรชาร์จแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.3 การวาดลาย Schematics ของวงจรเช็คแบตเตอรี่



รูปที่ ก.4 การวาดลายเส้น PCB ของวงจรเช็คแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ก.5-ก.8 ขั้นตอนการประกอบวงจร



รูปที่ ก.5 แสดงวิธีการกัดทองแดง



รูปที่ ก.6 แสดงวิธีการเจาะบอร์ดด้วยสว่านไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.7 แสดงวิธีการบัดกรีอุปกรณ์ลงบอร์ด



รูปที่ ก.8 การเจาะไม้กระดานและยึดโซลล่าเซลล์กับกล่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

ข้อมูลจำเพาะของอุปกรณ์ที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power Tracking 2A Battery Charger for Solar Power

FEATURES

- Input Supply Voltage Regulation Loop for Peak Power Tracking in (MPPT) Solar Applications
- Wide Input Voltage Range: 4.95V to 32V (40V Abs Max)
- Programmable Charge Rate Up to 2A
- User Selectable Termination: C/10 or On-Board Termination Timer
- Resistor Programmable Float Voltage Up to 14.4V Accommodates Li-Ion/Polymer, LiFePO₄, SLA Chemistries
- No V_{IN} Blocking Diode Required for Battery Voltages ≤ 4.2V
- 1MHz Fixed Frequency
- 0.5% Float Voltage Reference Accuracy
- 5% Charge Current Accuracy
- 2.5% C/10 Detection Accuracy
- Binary-Coded Open-Collector Status Pins
- Thermally Enhanced 12-Lead 3mm × 3mm DFN and MSE Packages

APPLICATIONS

- Solar Powered Applications
- Remote Monitoring Stations
- LiFePO₄ (Lithium Phosphate) Applications
- Portable Handheld Instruments
- 12V to 24V Automotive Systems

DESCRIPTION

The LT[®]3652 is a complete monolithic step-down battery charger that operates over a 4.95V to 32V input voltage range. The LT3652 provides a constant-current/constant-voltage charge characteristic, with maximum charge current externally programmable up to 2A. The charger employs a 3.3V float voltage feedback reference, so any desired battery float voltage up to 14.4V can be programmed with a resistor divider.

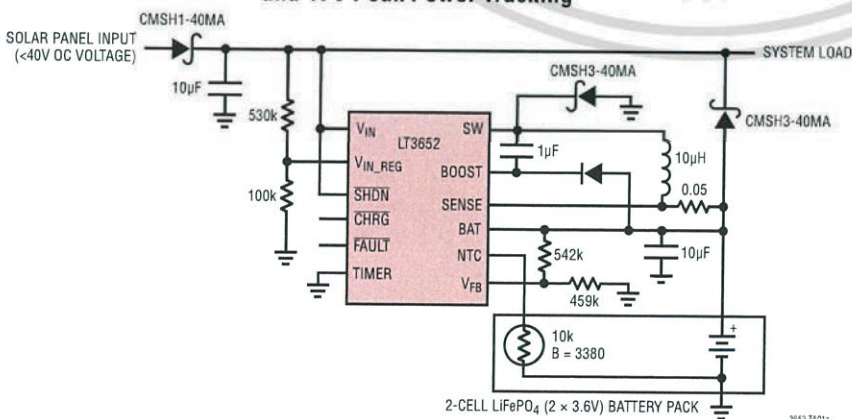
The LT3652 employs an input voltage regulation loop, which reduces charge current if the input voltage falls below a programmed level, set with a resistor divider. When the LT3652 is powered by a solar panel, the input regulation loop is used to maintain the panel at peak output power.

The LT3652 can be configured to terminate charging when charge current falls below 1/10 of the programmed maximum (C/10). Once charging is terminated, the LT3652 enters a low-current (85μA) standby mode. An auto-recharge feature starts a new charging cycle if the battery voltage falls 2.5% below the programmed float voltage. The LT3652 also contains a programmable safety timer, used to terminate charging after a desired time is reached. This allows top-off charging at currents less than C/10.

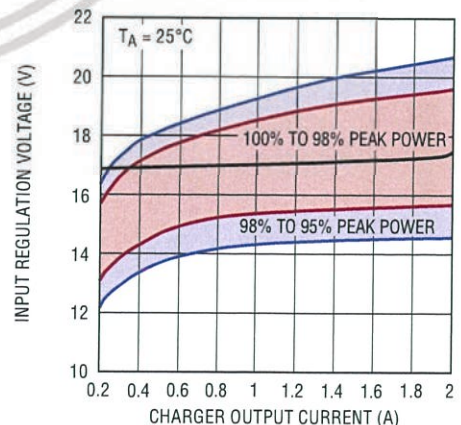
LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks and PowerPath is a trademark of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

TYPICAL APPLICATION

2A Solar Panel Power Manager With 7.2V LiFePO₄ Battery and 17V Peak Power Tracking



Solar Panel Input Voltage Regulation, Tracks Max Power Point to Greater Than 98%



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.

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/tapeandree/>. Some packages are available in 500 unit reels through designated sales channels with #TRMPBF suffix.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 2). $V_{IN} = 20\text{V}$, 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	$V_{BAT} = 4.2$ (Notes 3, 4)	● 4.95		32	V
	V_{IN} Start Voltage	$V_{BAT} = 4.2$ (Note 4)	● 7.5			V
$V_{IN(OVLO)}$	OVLO Threshold	V_{IN} Rising	● 32	35	40	V
	OVLO Hysteresis			1		V
$V_{IN(UVLO)}$	UVLO Threshold	V_{IN} Rising		4.6	4.95	V
	UVLO Hysteresis			0.2		V
$V_{FB(FLT)}$	Float Voltage Reference	(Note 6)	● 3.282	3.3	3.318	V
			3.26		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		μA
				15		μA
I_{BOOST}	BOOST Supply Current	Switch On, $I_{SW} = 0$, $2.5 < V_{(BOOST - SW)} < 8.5$		20		mA
$I_{BOOST/ISW}$	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	μA
I_{SENSE}	SENSE Input Bias Current	Charging Terminated		0.1	1	μA
$I_{REVERSE}$	Charger Reverse Current $I_{BAT} + I_{SENSE} + I_{SW}$	$V_{IN} = 0$; $V_{BAT} = V_{SENSE} = V_{SW} = 4.2\text{V}$		1		μA
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 Ω
I_{NTC}	NTC Bias Current	$V_{NTC} = 0.8\text{V}$	● 47.5	50	52.5	μA
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		μA
$V_{TIMER(DIS)}$	Timer Disable Threshold		● 0.1	0.25		V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 2). $V_{IN} = 20\text{V}$, 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_o	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°C to 125°C junction temperature. Specifications over the -40°C to 125°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°C to 125°C operating junction temperature range. Note that the maximum ambient temperature consistent with these specifications is determined by specific operating conditions in conjunction with board layout, the rated package thermal impedance and other environmental factors.

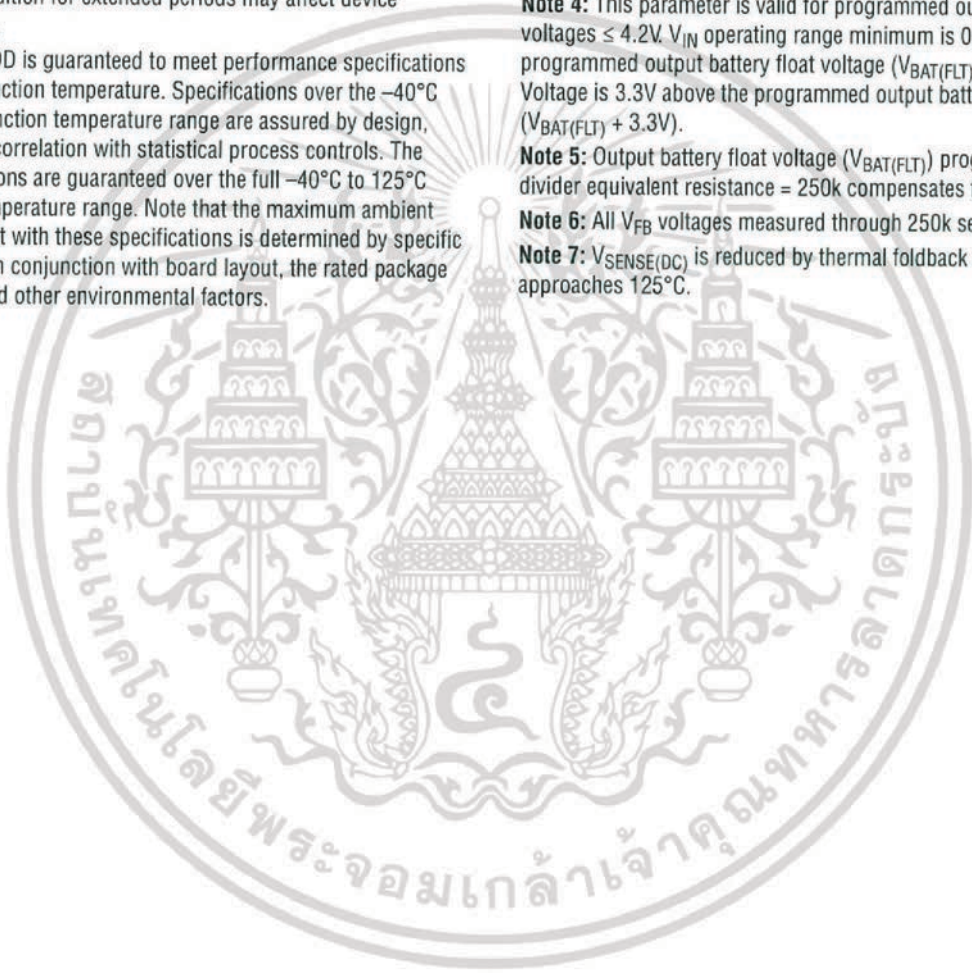
Note 3: V_{IN} minimum voltages below the start threshold are only supported if $(V_{BOOST} - V_{SW}) > 2\text{V}$.

Note 4: This parameter is valid for programmed output battery float voltages $\leq 4.2\text{V}$. V_{IN} operating range minimum is 0.75V above the programmed output battery float voltage ($V_{BAT(FLT)} + 0.75\text{V}$). V_{IN} Start Voltage is 3.3V 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 = 250k compensates for input bias current.

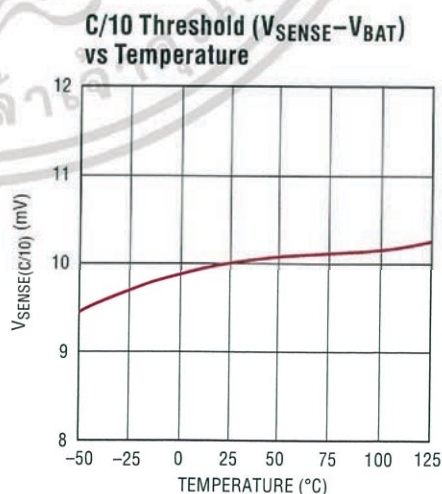
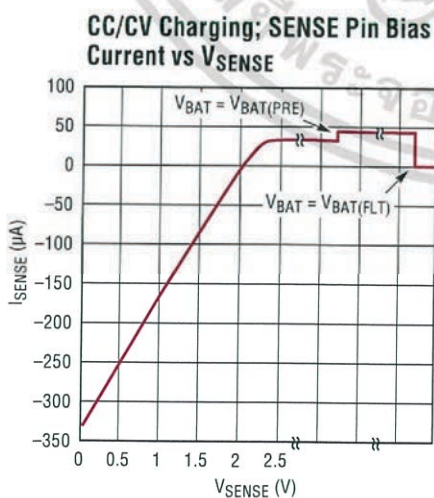
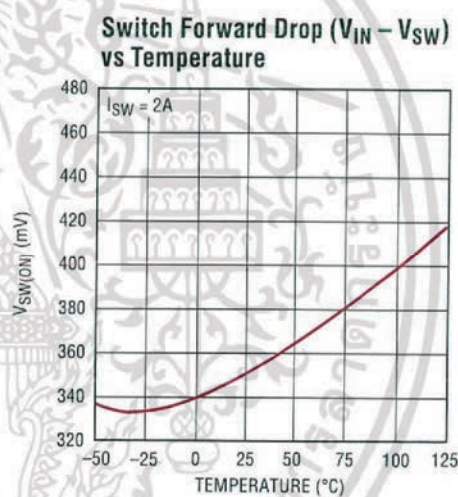
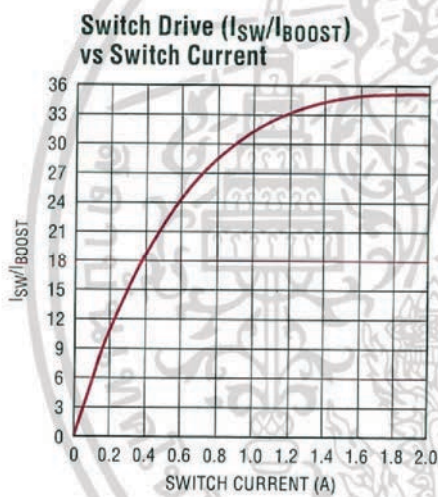
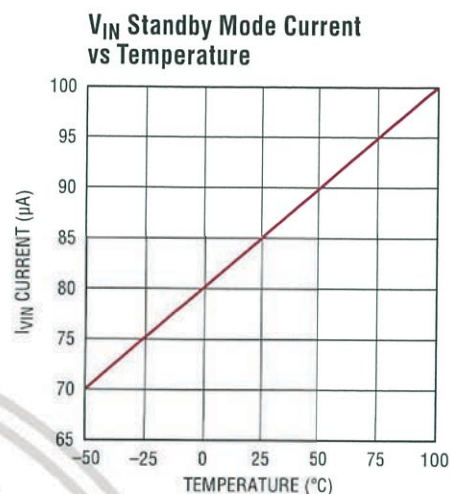
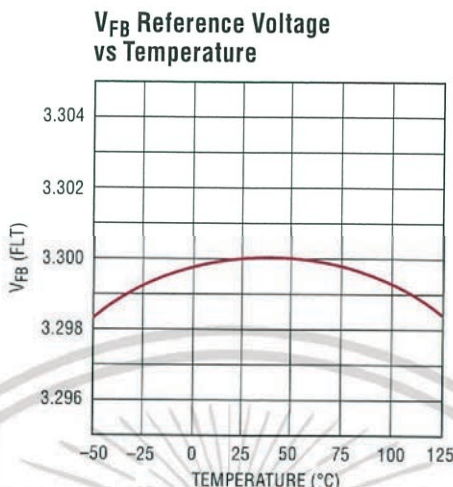
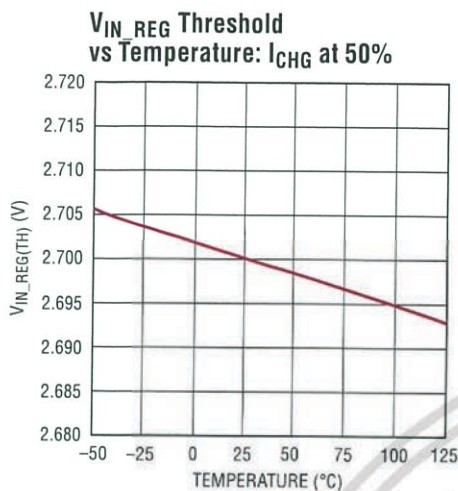
Note 6: All V_{FB} voltages measured through 250k series resistance.

Note 7: $V_{SENSE(DC)}$ is reduced by thermal foldback as junction temperature approaches 125°C .



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

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



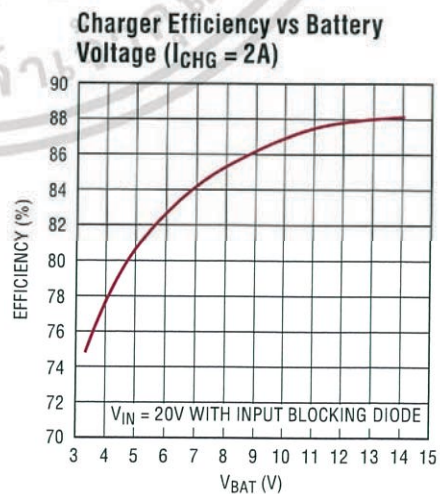
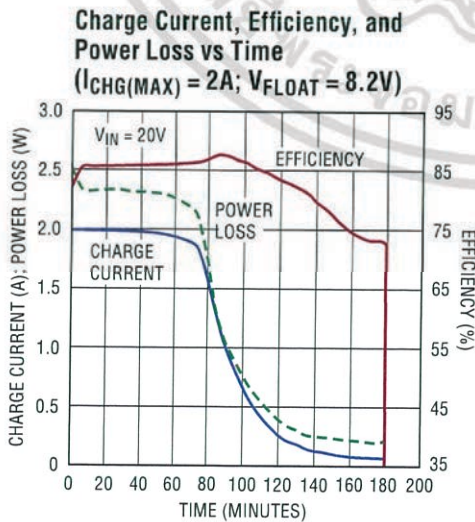
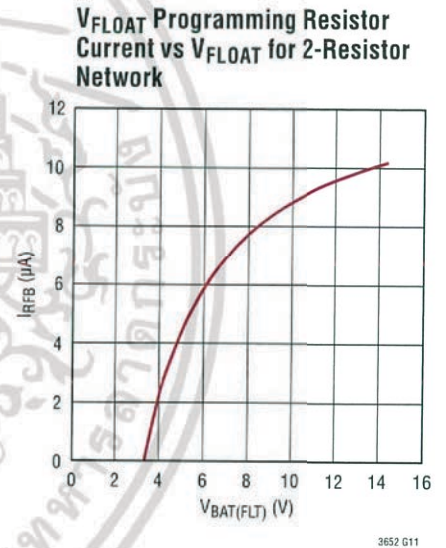
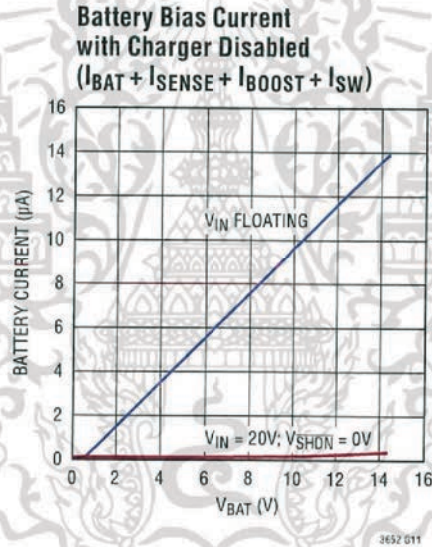
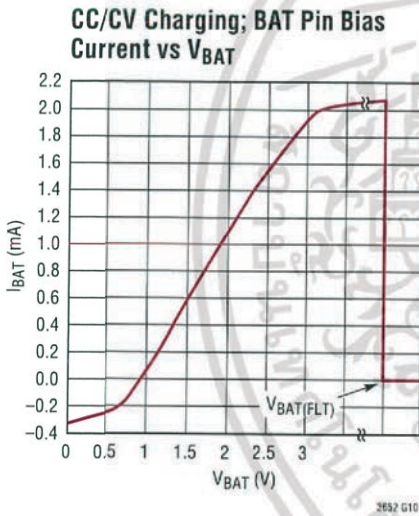
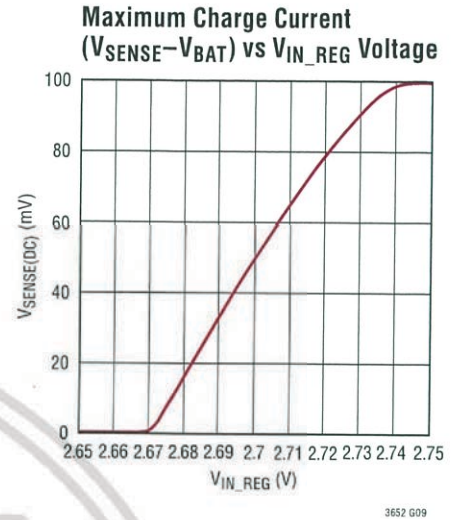
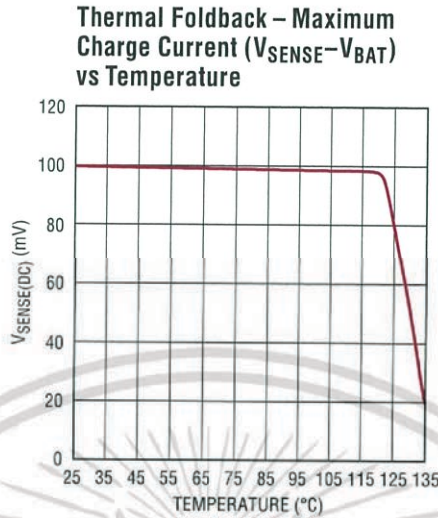
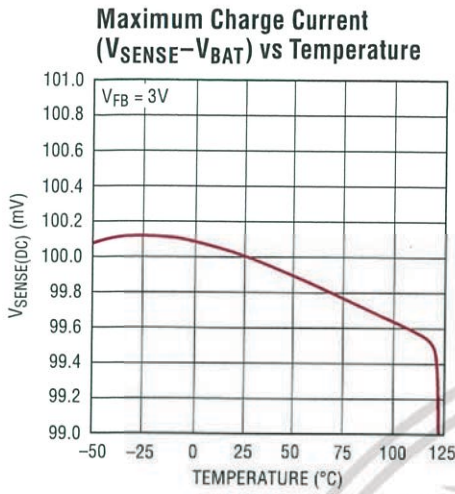
3652fe



Linear Technology ประเทศไทย สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกา... 5

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



PIN FUNCTIONS

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

V_{IN_REG} (Pin 2): Input Voltage Regulation Reference. Maximum charge current is reduced when this pin is below 2.7V. Connecting a resistor divider from V_{IN} to this pin enables programming of minimum operational V_{IN} 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_{IN} voltage, through maintaining the voltage on V_{IN_REG} at or above 2.7V. If the voltage regulation feature is not used, connect the pin to V_{IN}.

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_{IN} 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_{IN}.

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_{IN} 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_{IN} 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_{EOC}, 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_{CHG(MAX)}/10

V_{FB} (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_{BAT(FLT)}) is programmed using a resistor divider. V_{BAT(FLT)} can be programmed up to 14.4V.

The auto-restart feature initiates a new charging cycle when the voltage at the V_{FB} pin falls 2.5% below the float voltage reference.

The V_{FB} pin input bias current is 110nA. 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:

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

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

R1 is connected from BAT to V_{FB}, and R2 is connected from V_{FB} 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 $10\text{k}\Omega$, B = 3380 NTC thermistor from the NTC pin to ground. The pin sources $50\mu\text{A}$, and monitors the voltage across the $10\text{k}\Omega$ thermistor. When the voltage on this pin is above 1.36 ($T < 0^\circ\text{C}$) or below 0.29V ($T > 40^\circ\text{C}$), 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 $10\mu\text{F}$ decoupling capacitance (C_{BAT}) 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 ($V_{\text{BAT(FLT)}}$) 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 $< 0.1\mu\text{A}$, to minimize battery discharge while the charger remains connected.

SENSE (Pin 10): Charge Current Sense Pin. Connect the inductor sense resistor (R_{SENSE}) from the SENSE pin to the BAT pin. The voltage across this resistor sets the average

charge current. The maximum charge current ($I_{\text{CHG(MAX)}}$) 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:

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

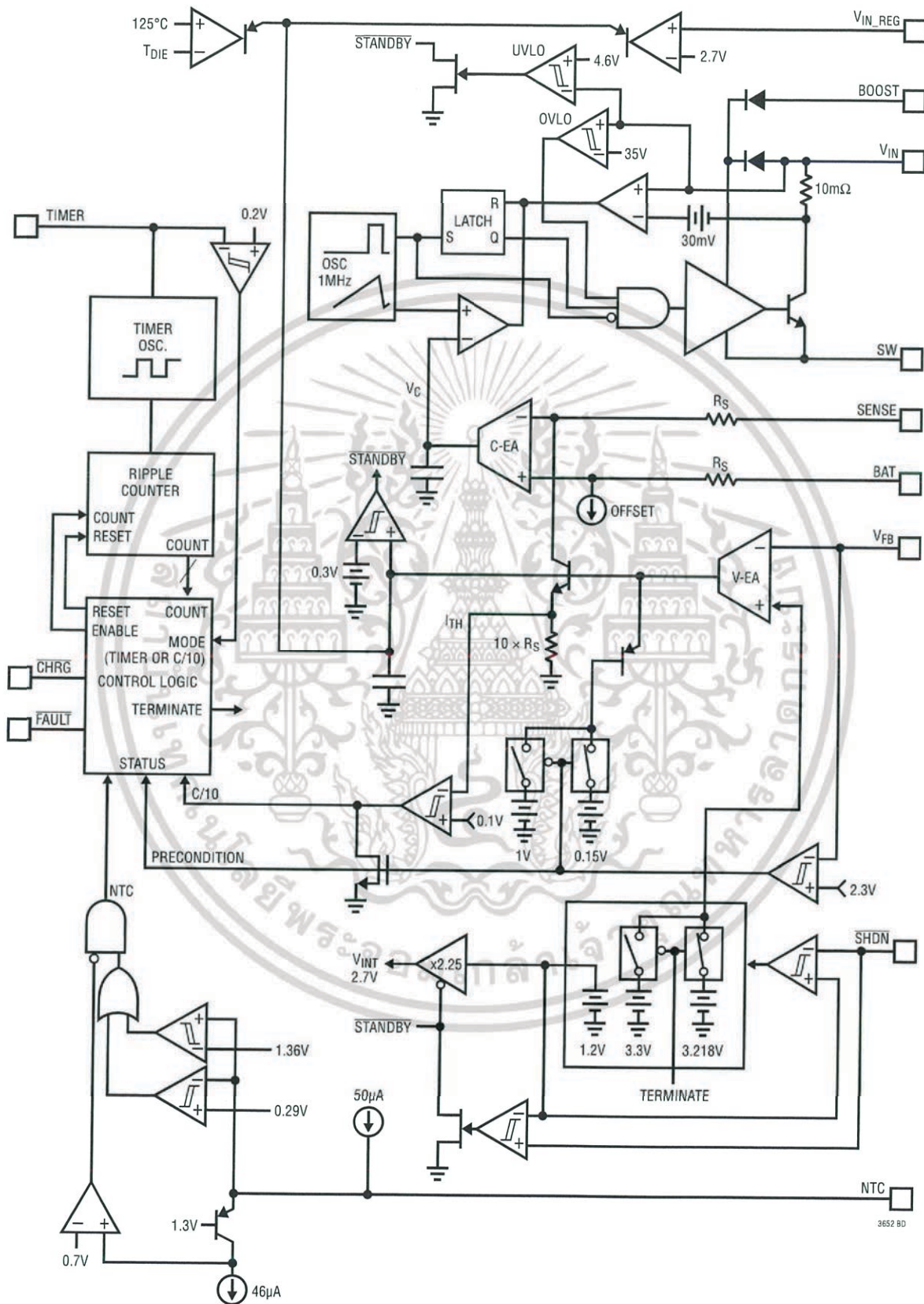
Once a charge cycle is terminated, the input bias current of the SENSE pin is reduced to $< 0.1\mu\text{A}$, to minimize battery discharge while the charger remains connected.

BOOST (Pin 11): Bootstrapped Supply Rail for Switch Drive. This pin facilitates saturation of the switch transistor. Connect a $1\mu\text{F}$ 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_{IN} supply. The drive circuitry for this switch is bootstrapped above the V_{IN} supply using the BOOST supply pin, allowing saturation of the switch for maximum efficiency. The effective on-resistance of the boosted switch is 0.175Ω .

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

BLOCK DIAGRAM



3652fe



สารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกา
For more information www.linear.com/LT3652

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 μ 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 μ 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 μ 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 $\frac{1}{2} \cdot I_{CHG(MAX)}$ is commonly used for design.

Bulk capacitance is a function of desired input ripple voltage (ΔV_{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 μ 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 Ω 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-

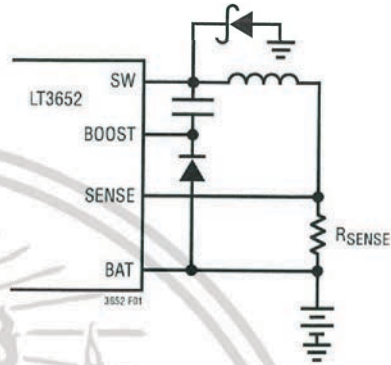


Figure 1. Programming Maximum Charge Current Using R_{SENSE}

enced to the SW pin. Connect a 1 μ 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

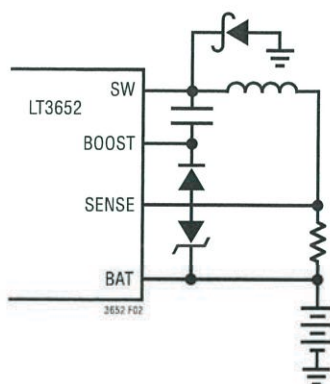


Figure 2. Zener Diode Reduces Refresh Voltage for BOOST Pin

$V_{IN}/BOOST$ Start-Up Requirement

The LT3652 operates with a V_{IN} 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 $(V_{IN} - V_{SW}) \geq 3.3V$ to reliably operate. This requirement does not exist if the BOOST supply is available and $(V_{BOOST} - V_{SW}) > 2V$.

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

In low V_{IN} applications, the BOOST supply can be powered by an external source for start-up, eliminating the V_{IN} start-up requirement.

V_{BAT} Output Decoupling

An LT3652 charger output requires bypass capacitance connected from the BAT pin to ground (C_{BAT}). A 10 μF 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 100 μF 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 10 μF 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_{BAT} 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 peak-to-peak inductor ripple current (ΔI_L) can be approximated using the relation:

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

In the above relation, $V_{IN(MAX)}$ is the maximum operational voltage. Ripple current is typically set within a range of 25% to 35% of $I_{CHG(MAX)}$, so an inductor value can be determined by setting $0.25 < \Delta I_L / I_{CHG(MAX)} < 0.35$.

APPLICATIONS INFORMATION

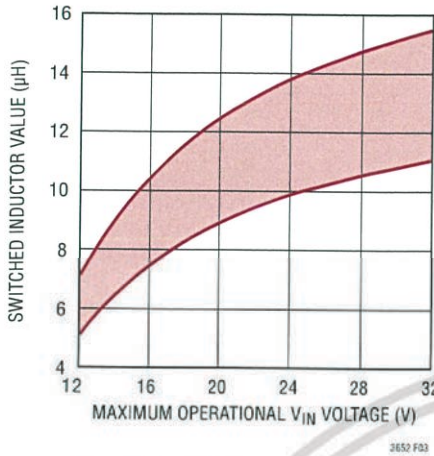


Figure 3. 7.2V at 1.5A Switched Inductor Values

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:

$$V_{BAT(FLT)} \cdot \left(\frac{1 - V_{BAT(FLT)}}{V_{IN(MAX)}} \right) (V \cdot \mu S)$$

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 $0.7 \cdot V_{BAT(FLT)}$):

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

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

$$I_{DIODE(MAX)} > 2A \cdot \frac{25V - 0.7(7.2V)}{25V}, \text{ or}$$

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

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.

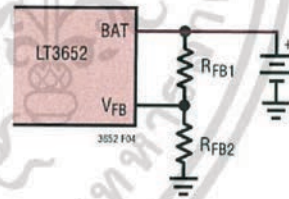


Figure 4. Feedback Resistors from BAT to V_{FB} Program Float Voltage

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:

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

$$R_{FB2} = (R_{FB1} \cdot (2.5 \cdot 10^5)) / (R_{FB1} - (2.5 \cdot 10^5)) \quad (\Omega)$$

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.

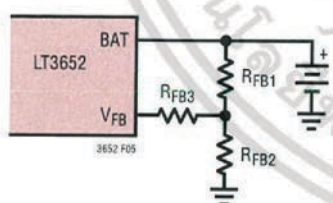


Figure 5. A Three-Resistor Feedback Network Can Ease Component Selection

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 μ 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 BAT 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} .

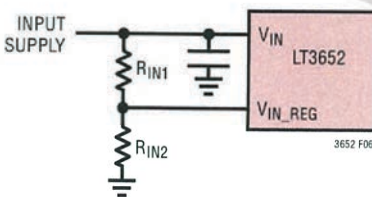


Figure 6. Resistor Divider Sets Minimum V_{IN}

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 $-2mV/^\circ C$. 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 $25^\circ C$ 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

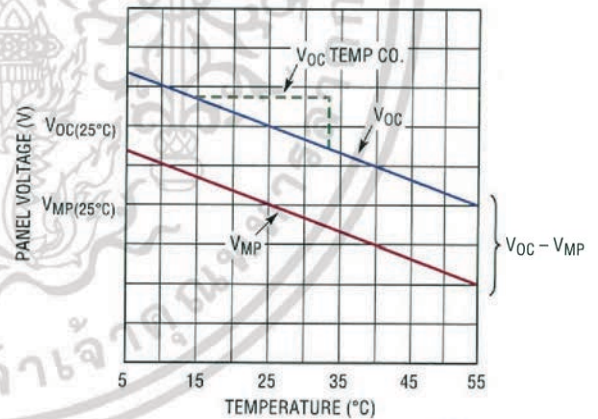


Figure 7. Temperature Characteristics for Solar Panel Output Voltage

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,

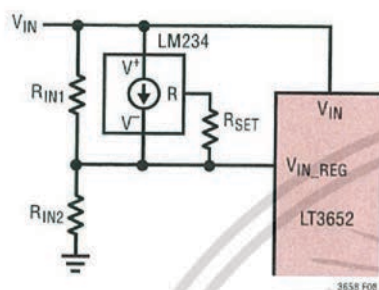


Figure 8. MPPT Temperature Compensation Network

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

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

Where: TC = temperature coefficient (in V/°C), and

$V_{MP}(25^\circ C)$ = maximum power voltage at 25°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/°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/°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 1000Ω, 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°C. This battery float voltage, however, has a temperature coefficient which is typically specified at -3.3mV/°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°C, or 13.5V, and a -3.3mV/°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°C float voltage ($V_{\text{FLOAT}(25^\circ\text{C})}$) specified, and using a convenient value of 2.4k for R_{SET} , necessary resistor values follow the relations:

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

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

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

$$= 210\text{k} / \left(\left(\frac{13.5 + 210\text{k} \cdot (0.0674/2.4\text{k})}{3.3} \right) - 1 \right)$$

$$= 43\text{k}$$

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

$$= 250\text{k} - 210\text{k} || 43\text{k} = 215\text{k} \text{ (see the Battery Float Voltage Programming section)}$$

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 2.18V 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.

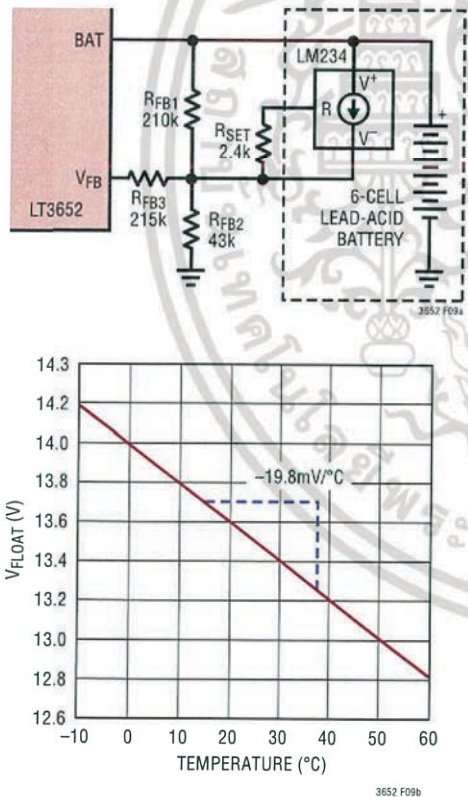


Figure 9. Lead-Acid 6-Cell Float Charge Voltage vs Temperature Has $-19.8\text{mV}/^\circ\text{C}$ Characteristic Using LM234 with Feedback Network

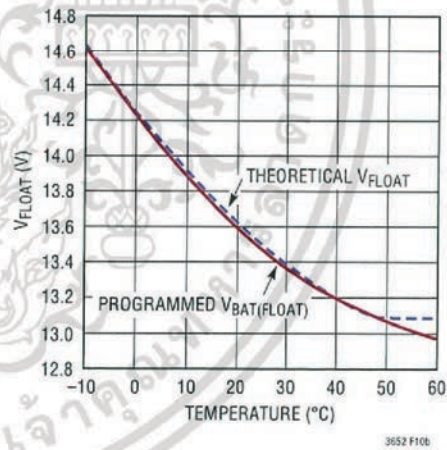
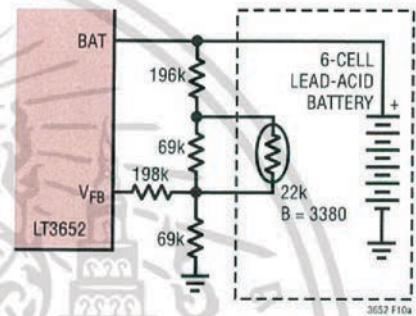


Figure 10. Thermistor-Based Temperature Compensation Network Programs V_{FLOAT} to Closely Match Ideal Lead-Acid Float Charge Voltage for 6-Cell Charger

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_{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_{SENSE} . The C/10 threshold current corresponds to 10mV across R_{SENSE} . This termination mode is engaged by shorting the 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_{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_{TIMER}) is connected from the TIMER pin to ground. The timer cycle EOC (T_{EOC}) occurs based on C_{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 μF 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 Ω , 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 μ A, and monitors the voltage dropped across the 10k Ω 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.

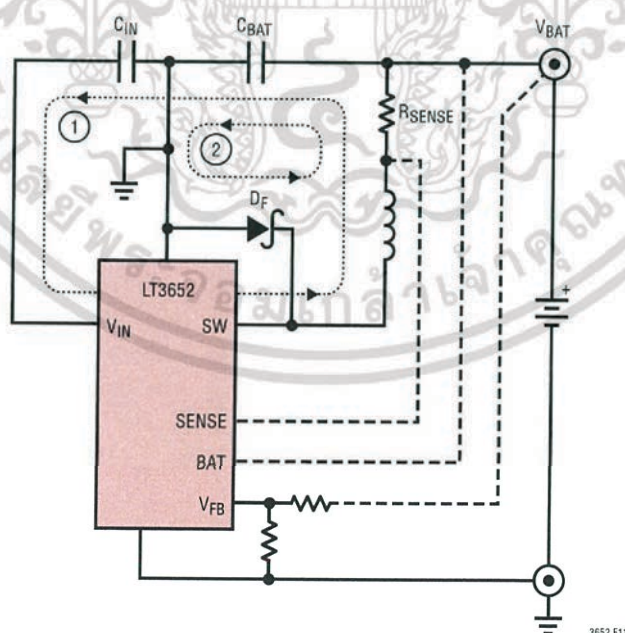
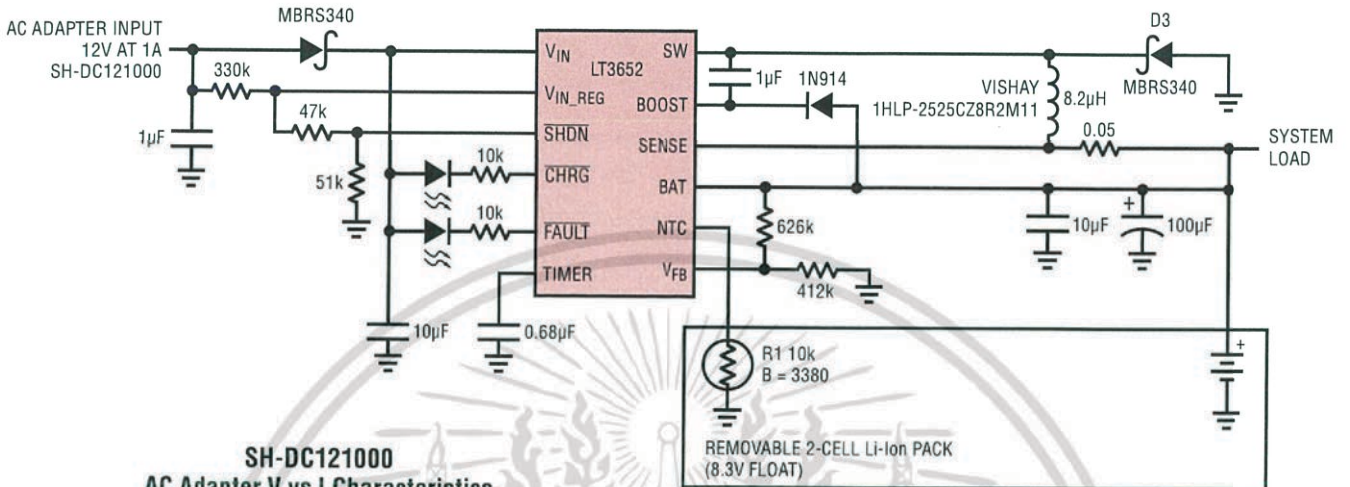


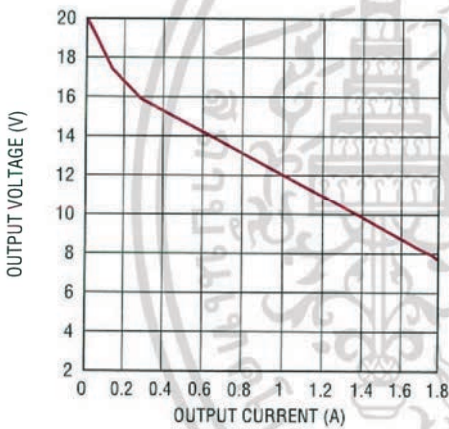
Figure 11. Component Orientation Isolates High Current Paths from Sensitive Nodes

TYPICAL APPLICATIONS

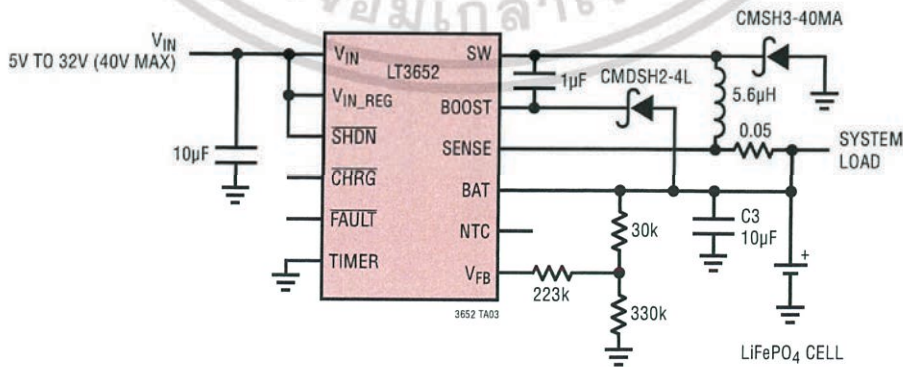
2-Cell Li-Ion Charger (8.3V at 2A) With 3 Hour Timer Termination Powered by Inexpensive 12V at 1A Unregulated Wall Adapter; V_{IN_REG} Loop Servos Maximum Charge Current to Prevent AC Adapter Output from Drooping Lower than 12V



SH-DC121000 AC Adapter V vs I Characteristics



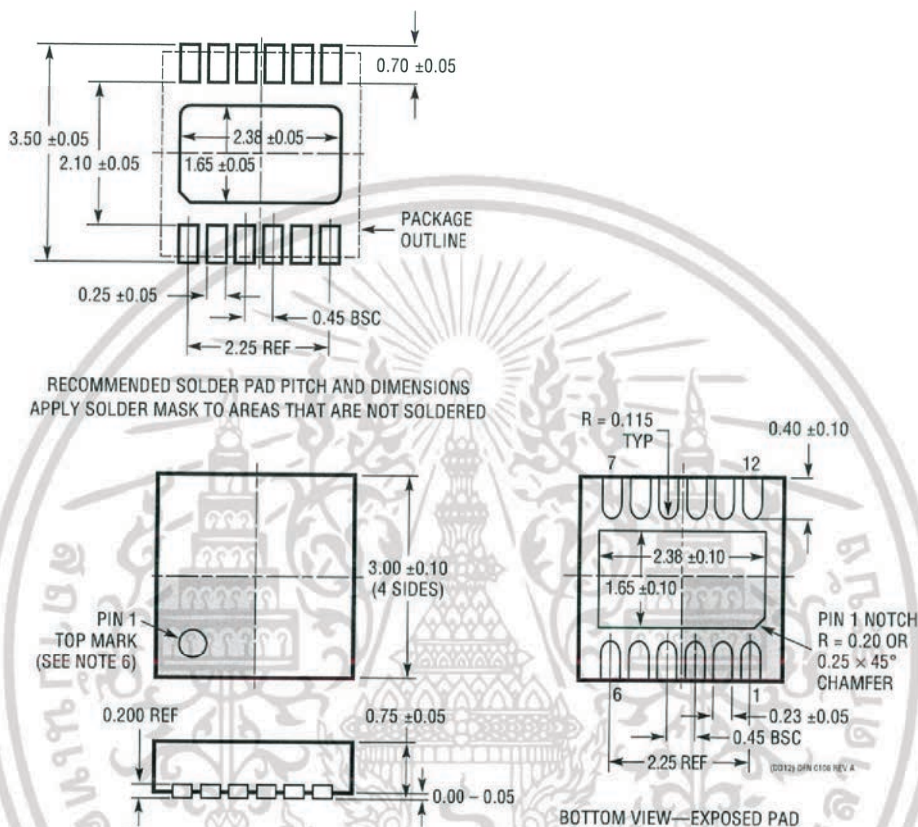
Basic 2A 1-Cell LiFePO₄ Charger (3.6V Float) With C/10 Termination



PACKAGE DESCRIPTION

Please refer to <http://www.linear.com/product/LT3652#packaging> for the most recent package drawings.

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



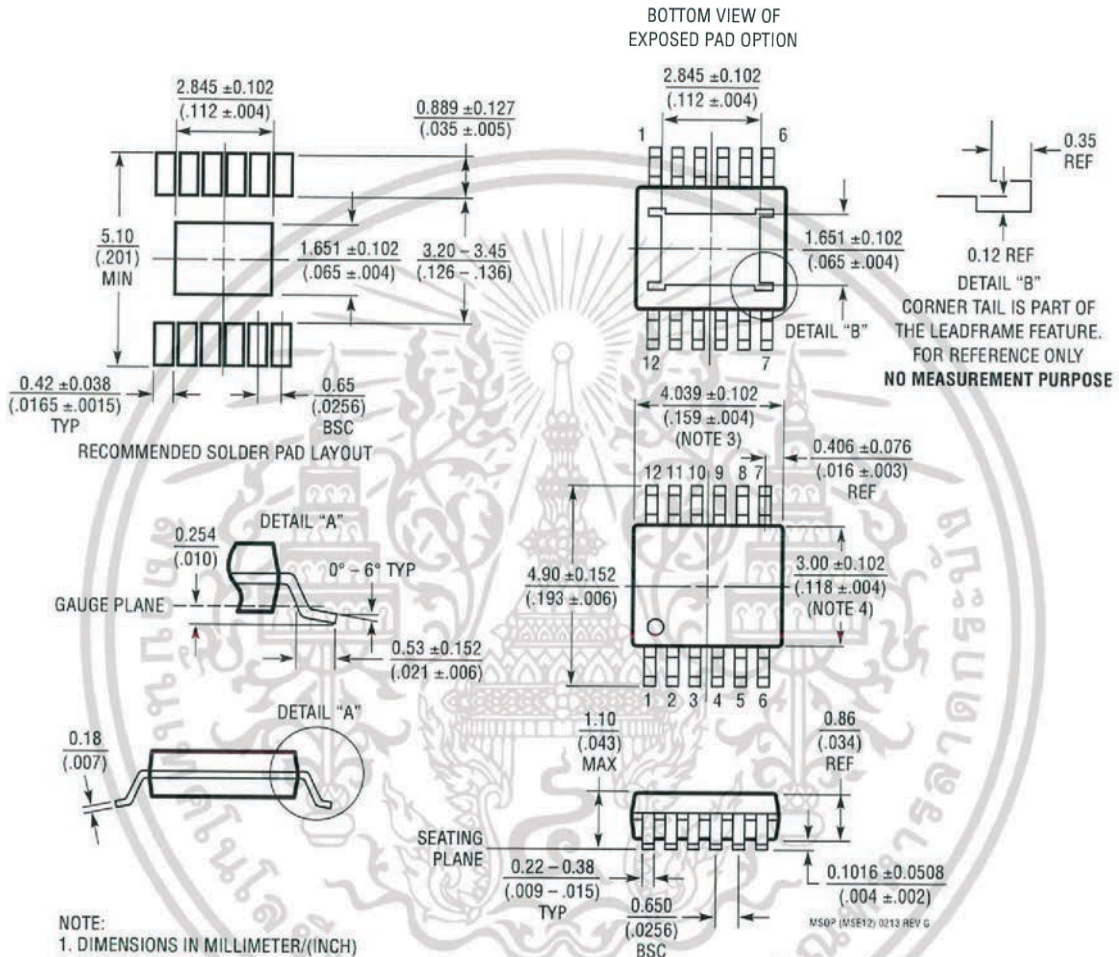
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED

- NOTE:
1. DRAWING IS NOT A JEDEC PACKAGE OUTLINE
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD AND TIE BARS SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

PACKAGE DESCRIPTION

Please refer to <http://www.linear.com/product/LT3652#packaging> for the most recent package drawings.

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



- 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
 6. EXPOSED PAD DIMENSION DOES INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH ON E-PAD SHALL NOT EXCEED 0.254mm (.010) PER SIDE.

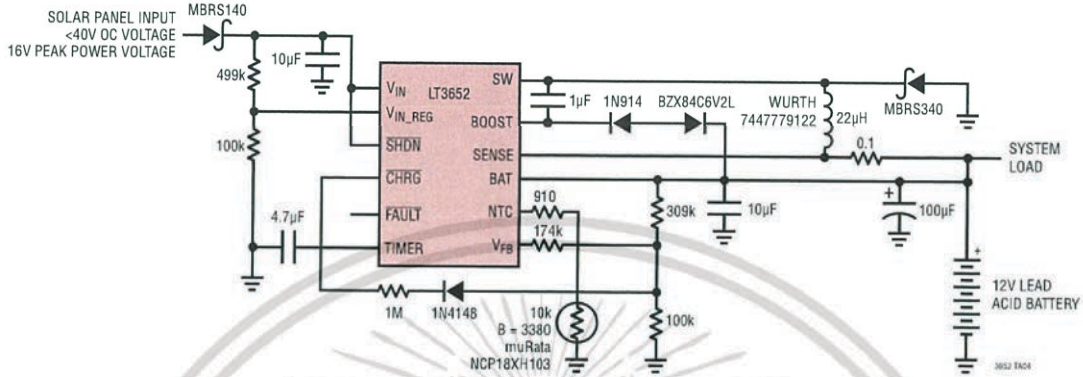
REVISION HISTORY (Revision history begins at Rev B)

REV	DATE	DESCRIPTION	PAGE NUMBER
B	2/10	Add MSOP-12 Package	1, 2, 24
C	5/10	Corrected SHDN Pin Labels	3, 4
D	12/12	Removed reference to Nickel cell charging capability Added new Battery Bias Current curve	1 6
E	12/15	Enhanced Pin Configuration Added Note 2 to top of Electrical Characteristics Enhanced Note 2 Changed name of Pin 13 Modified Inductor Selection section Modified Battery Float Voltage Programming equations	2 3, 4 4 8 13 15



TYPICAL APPLICATION

1A Solar Panel Powered 3-Stage 12V Lead-Acid Fast/Float Charger; 1A Charger Fast Charges with CC/CV Characteristics Up to 14.4V; When Charge Current Falls to 0.1A Charger Switches to 13.5V Float Charge Mode; Charger Re-Initiates 14.4V Fast Charge Mode if Battery Voltage Falls Below 13.2V and Trickle Charges at 0.15A if Battery Voltage is Below 10V; 0°C to 45°C Battery Temperature Charging Range



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT3650-8.2/LT3650-8.4	Monolithic 2A Switch Mode 2-Cell Li-Ion Battery Charger	Standalone, $9V \leq V_{IN} \leq 32V$ (40V Absolute Maximum), 1MHz, 2A Programmable Charge Current, Timer or C/10 Termination, Small and Few External Components, 3mm × 3mm DFN12 Package, -8.2 for 2 × 4.1V Float Voltage Batteries, -8.4 for 2 × 4.2V Float Voltage Batteries
LTC4001/LTC4001-1	Monolithic 2A Switch Mode Synchronous Li-Ion Battery Charger	Standalone, $4V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ (6V Absolute Maximum, 7V Transient), 1.5MHz, Synchronous Rectification Efficiency >90%, Adjustable Timer Termination, Small and Few External Components, 4mm × 4mm QFN-16 Package -1 for 4.1V Float Voltage Batteries
LTC4002	Switch Mode Lithium-Ion Battery Charger	Standalone, $4.7V \leq V_{IN} \leq 24V$, 500kHz Frequency, 3 Hour Charge Termination
LTC4006	Small, High Efficiency, Fixed Voltage, Lithium-Ion Battery Charger with Termination and Thermistor Sensor	Complete Charger for 3- or 4-Cell Li-Ion Batteries, AC Adapter Current Limit, 16-Pin Narrow SSOP Package
LTC4007	High Efficiency, Programmable Voltage Battery Charger with Termination	Complete Charger for 3- or 4-Cell Li-Ion Batteries, AC Adapter Current Limit, Thermistor Sensor and Indicator Outputs
LTC4008	4A, High Efficiency, Multi-Chemistry Battery Charger	Constant-Current/Constant-Voltage Switching Regulator Charger, Resistor Voltage/Current Programming, AC Adapter Current Limit and Thermistor Sensor and Indicator Outputs
LTC4012/LTC4012-1/ LTC4012-2/ LTC4012-3	4A, High Efficiency, Multi-Chemistry Battery Charger with PowerPath™ Control	PowerPath Control, Constant-Current/Constant-Voltage Switching Regulator Charger, Resistor Voltage/Current Programming, AC Adapter Current Limit and Thermistor Sensor and Indicator Outputs 1 to 4 Cell Li, Up to 18 Cell Ni, SLA and Supercap Compatible; 4mm × 4mm QFN-20 Package -1 Version for 4.1V Li Cells, -2 Version for 4.2V Li Cells, -3 Version has Extra GND Pin
LTC4015	Multichemistry Buck Battery Charger Controller with Digital Telemetry System	Multichemistry Li-Ion/Polymer, LiFePO ₄ , or Lead-Acid Battery Charger with Termination, Digital Telemetry System Monitors V _{BAT} , I _{BAT} , R _{BAT} , NTC Ratio (Battery Temperature), V _{IN} , I _{IN} , V _{SYSTEM} , Die Temperature, Coulomb Counter and Integrated 14-Bit ADC, Maximum Power Point Tracking, Wide Charging Input Voltage Range: 4.5V to 35V, Wide Battery Voltage Range: Up to 35V, 5mm × 7mm QFN-38 Package
LTC4020	55V Buck-Boost Multi-Chemistry Battery Charger	Wide Voltage Range: 4.5V to 55V Input, Up to 55V Output (60V Absolute Maximums), Synchronous Buck-Boost DC/DC Controller, Li-Ion and Lead-Acid Charge Algorithms, Input Voltage Regulation for High Impedance Input Supplies and Solar Panel Peak Power Operation, Low Profile (0.75mm) 38-Pin 5mm × 7mm QFN Package

LM3914 Dot/Bar Display Driver

Check for Samples: **LM3914**

FEATURES

- **Drives LEDs, LCDs or Vacuum Fluorescents**
- **Bar or Dot Display Mode Externally Selectable by User**
- **Expandable to Displays of 100 Steps**
- **Internal Voltage Reference from 1.2V to 12V**
- **Operates with Single Supply of Less than 3V**
- **Inputs Operate Down to Ground**
- **Output Current Programmable from 2 mA to 30 mA**
- **No Multiplex Switching or Interaction Between Outputs**
- **Input Withstands $\pm 35V$ without Damage or False Outputs**
- **LED Driver Outputs are Current Regulated, Open-collectors**
- **Outputs can Interface with TTL or CMOS Logic**
- **The Internal 10-step Divider is Floating and can be Referenced to a Wide Range of Voltages**

DESCRIPTION

The LM3914 is a monolithic integrated circuit that senses analog voltage levels and drives 10 LEDs, providing a linear analog display. A single pin changes the display from a moving dot to a bar graph. Current drive to the LEDs is regulated and programmable, eliminating the need for resistors. This feature is one that allows operation of the whole system from less than 3V.

The circuit contains its own adjustable reference and accurate 10-step voltage divider. The low-bias-current input buffer accepts signals down to ground, or V^- , yet needs no protection against inputs of 35V above or below ground. The buffer drives 10 individual comparators referenced to the precision divider. Indication non-linearity can thus be held typically to $\frac{1}{2}\%$, even over a wide temperature range.

Versatility was designed into the LM3914 so that controller, visual alarm, and expanded scale functions are easily added on to the display system. The circuit can drive LEDs of many colors, or low-current incandescent lamps. Many LM3914s can be "chained" to form displays of 20 to over 100 segments. Both ends of the voltage divider are externally available so that 2 drivers can be made into a zero-center meter.

The LM3914 is very easy to apply as an analog meter circuit. A 1.2V full-scale meter requires only 1 resistor and a single 3V to 15V supply in addition to the 10 display LEDs. If the 1 resistor is a pot, it becomes the LED brightness control. The simplified block diagram illustrates this extremely simple external circuitry.

When in the dot mode, there is a small amount of overlap or "fade" (about 1 mV) between segments. This assures that at no time will all LEDs be "OFF", and thus any ambiguous display is avoided. Various novel displays are possible.

Much of the display flexibility derives from the fact that all outputs are individual, DC regulated currents. Various effects can be achieved by modulating these currents. The individual outputs can drive a transistor as well as a LED at the same time, so controller functions including "staging" control can be performed. The LM3914 can also act as a programmer, or sequencer.

The LM3914 is rated for operation from 0°C to +70°C. The LM3914N-1 is available in an 18-lead PDIP (NFK) package.

The following typical application illustrates adjusting of the reference to a desired value, and proper grounding for accurate operation, and avoiding oscillations.

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

All trademarks are the property of their respective owners.

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

Copyright © 2000–2013, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

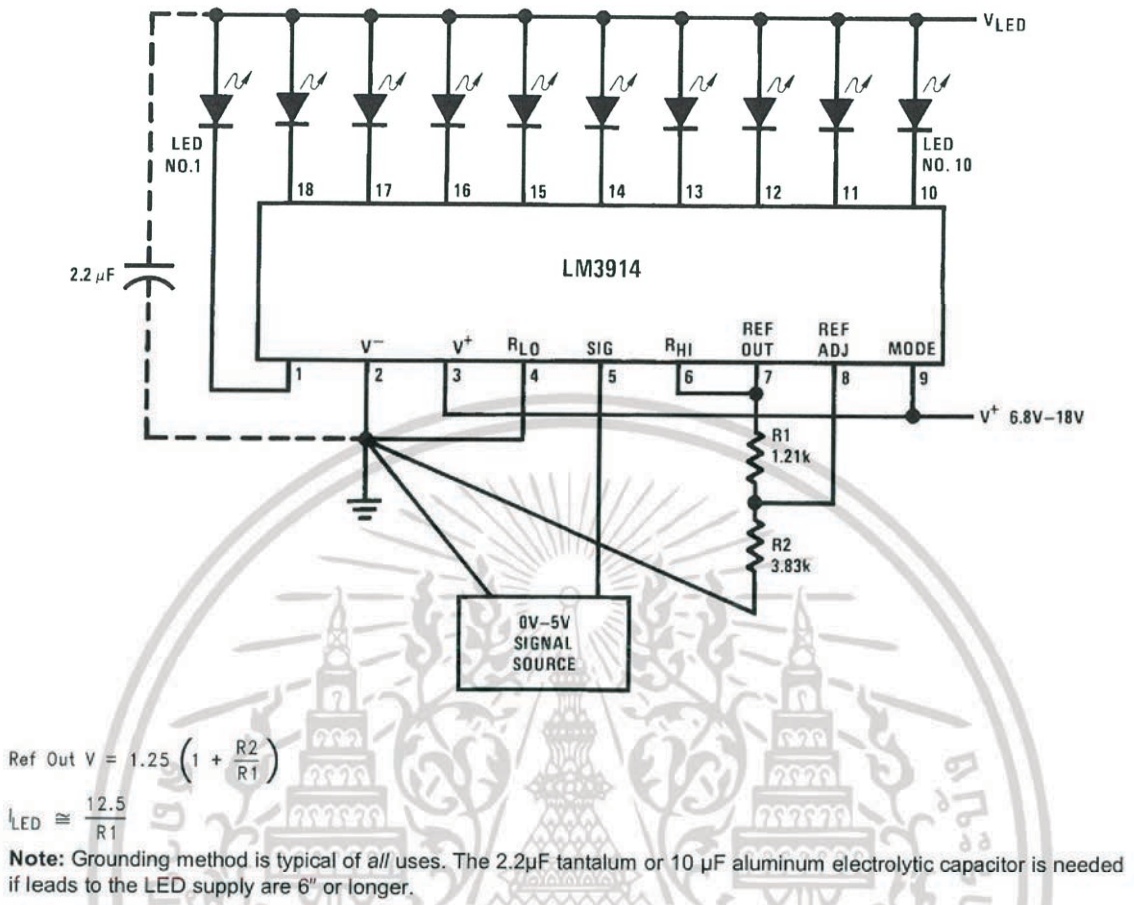


Figure 1. 0V to 5V Bar Graph Meter



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾⁽²⁾

Power Dissipation ⁽³⁾ PDIP (NFK)	1365 mW
Supply Voltage	25V
Voltage on Output Drivers	25V
Input Signal Overvoltage ⁽⁴⁾	±35V
Divider Voltage	-100 mV to V ⁺
Reference Load Current	10 mA
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Soldering Information PDIP Package Soldering (10 seconds)	260°C
PLCC Package Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See <http://www.ti.com> for other methods of soldering surface mount devices.

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which ensure specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not specified for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (3) The maximum junction temperature of the LM3914 is 100°C. Devices must be derated for operation at elevated temperatures. Junction to ambient thermal resistance is 55°C/W for the PDIP (NFK package).
- (4) Pin 5 input current must be limited to ±3mA. The addition of a 39k resistor in series with pin 5 allows ±100V signals without damage.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS⁽¹⁾⁽²⁾

Parameter	Conditions ⁽¹⁾	Min	Typ	Max	Units
COMPARATOR					
Offset Voltage, Buffer and First Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RHI} \leq 12V$, $I_{LED} = 1 \text{ mA}$		3	10	mV
Offset Voltage, Buffer and Any Other Comparator	$0V \leq V_{RLO} = V_{RHI} \leq 12V$, $I_{LED} = 1 \text{ mA}$		3	15	mV
Gain ($\Delta I_{LED}/\Delta V_{IN}$)	$I_{L(REF)} = 2 \text{ mA}$, $I_{LED} = 10 \text{ mA}$	3	8		mA/mV
Input Bias Current (at Pin 5)	$0V \leq V_{IN} \leq V^+ - 1.5V$		25	100	nA
Input Signal Overvoltage	No Change in Display	-35		35	V
VOLTAGE-DIVIDER					
Divider Resistance	Total, Pin 6 to 4	8	12	17	kΩ
Accuracy	⁽³⁾		0.5	2	%

- (1) Unless otherwise stated, all specifications apply with the following conditions:
 $3 V_{DC} \leq V^+ \leq 20 V_{DC}$ $V_{REF}, V_{RHI}, V_{RLO} \leq (V^+ - 1.5V)$
 $3 V_{DC} \leq V_{LED} \leq V^+$ $0V \leq V_{IN} \leq V^+ - 1.5V$
 $-0.015V \leq V_{RLO} \leq 12V_{DC}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$, $I_{L(REF)} = 0.2 \text{ mA}$, $V_{LED} = 3.0V$, pin 9 connected to pin 3 (Bar Mode).
 $-0.015V \leq V_{RHI} \leq 12 V_{DC}$ For higher power dissipations, pulse testing is used.
- (2) Pin 5 input current must be limited to ±3mA. The addition of a 39k resistor in series with pin 5 allows ±100V signals without damage.
- (3) Accuracy is measured referred to +10.000V_{DC} at pin 6, with 0.000 V_{DC} at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error.

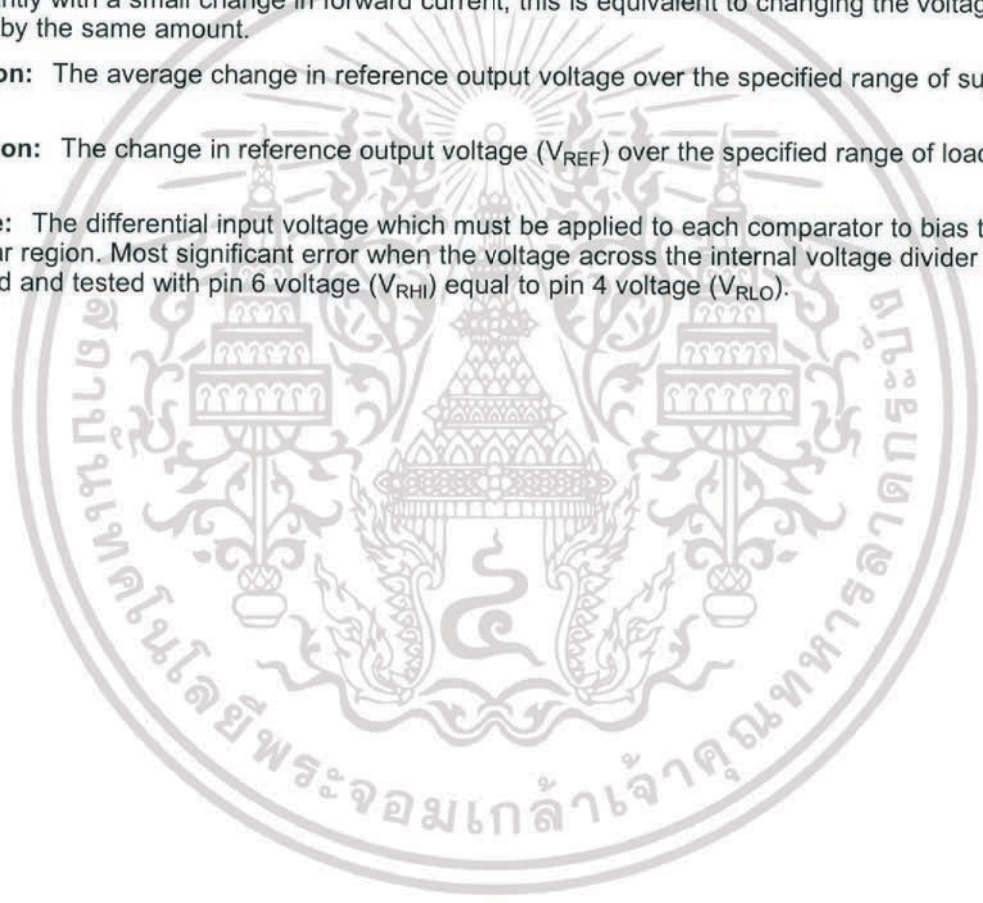
ELECTRICAL CHARACTERISTICS⁽¹⁾⁽²⁾ (continued)

Parameter	Conditions ⁽¹⁾	Min	Typ	Max	Units
VOLTAGE REFERENCE					
Output Voltage	$0.1 \text{ mA} \leq I_{L(\text{REF})} \leq 4 \text{ mA}$, $V^+ = V_{\text{LED}} = 5\text{V}$	1.2	1.28	1.34	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq V^+ \leq 18\text{V}$		0.01	0.03	%/V
Load Regulation	$0.1 \text{ mA} \leq I_{L(\text{REF})} \leq 4 \text{ mA}$, $V^+ = V_{\text{LED}} = 5\text{V}$		0.4	2	%
Output Voltage Change with Temperature	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, $I_{L(\text{REF})} = 1 \text{ mA}$, $V^+ = 5\text{V}$		1		%
Adjust Pin Current			75	120	μA
OUTPUT DRIVERS					
LED Current	$V^+ = V_{\text{LED}} = 5\text{V}$, $I_{L(\text{REF})} = 1 \text{ mA}$	7	10	13	mA
LED Current Difference (Between Largest and Smallest LED Currents)	$V_{\text{LED}} = 5\text{V}$	$I_{\text{LED}} = 2 \text{ mA}$	0.12	0.4	mA
		$I_{\text{LED}} = 20 \text{ mA}$	1.2	3	
LED Current Regulation	$2\text{V} \leq V_{\text{LED}} \leq 17\text{V}$	$I_{\text{LED}} = 2 \text{ mA}$	0.1	0.25	mA
		$I_{\text{LED}} = 20 \text{ mA}$	1	3	
Dropout Voltage	$I_{\text{LED}(\text{ON})} = 20 \text{ mA}$, $V_{\text{LED}} = 5\text{V}$, $\Delta I_{\text{LED}} = 2 \text{ mA}$			1.5	V
Saturation Voltage	$I_{\text{LED}} = 2.0 \text{ mA}$, $I_{L(\text{REF})} = 0.4 \text{ mA}$		0.15	0.4	V
Output Leakage, Each Collector	(Bar Mode) ⁽⁴⁾		0.1	10	μA
Output Leakage	(Dot Mode) ⁽⁴⁾	Pins 10–18	0.1	10	μA
		Pin 1	60	150	450
SUPPLY CURRENT					
Standby Supply Current (All Outputs Off)	$V^+ = 5\text{V}$, $I_{L(\text{REF})} = 0.2 \text{ mA}$		2.4	4.2	mA
		$V^+ = 20\text{V}$, $I_{L(\text{REF})} = 1.0 \text{ mA}$		6.1	9.2

(4) Bar mode results when pin 9 is within 20mV of V^+ . Dot mode results when pin 9 is pulled at least 200mV below V^+ or left open circuit. LED No. 10 (pin 10 output current) is disabled if pin 9 is pulled 0.9V or more below V_{LED} .

DEFINITION OF TERMS

- Accuracy:** The difference between the observed threshold voltage and the ideal threshold voltage for each comparator. Specified and tested with 10V across the internal voltage divider so that resistor ratio matching error predominates over comparator offset voltage.
- Adjust Pin Current:** Current flowing out of the reference adjust pin when the reference amplifier is in the linear region.
- Comparator Gain:** The ratio of the change in output current (I_{LED}) to the change in input voltage (V_{IN}) required to produce it for a comparator in the linear region.
- Dropout Voltage:** The voltage measured at the current source outputs required to make the output current fall by 10%.
- Input Bias Current:** Current flowing out of the signal input when the input buffer is in the linear region.
- LED Current Regulation:** The change in output current over the specified range of LED supply voltage (V_{LED}) as measured at the current source outputs. As the forward voltage of an LED does not change significantly with a small change in forward current, this is equivalent to changing the voltage at the LED anodes by the same amount.
- Line Regulation:** The average change in reference output voltage over the specified range of supply voltage (V^+).
- Load Regulation:** The change in reference output voltage (V_{REF}) over the specified range of load current ($I_{L(REF)}$).
- Offset Voltage:** The differential input voltage which must be applied to each comparator to bias the output in the linear region. Most significant error when the voltage across the internal voltage divider is small. Specified and tested with pin 6 voltage (V_{RH1}) equal to pin 4 voltage (V_{RLO}).



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

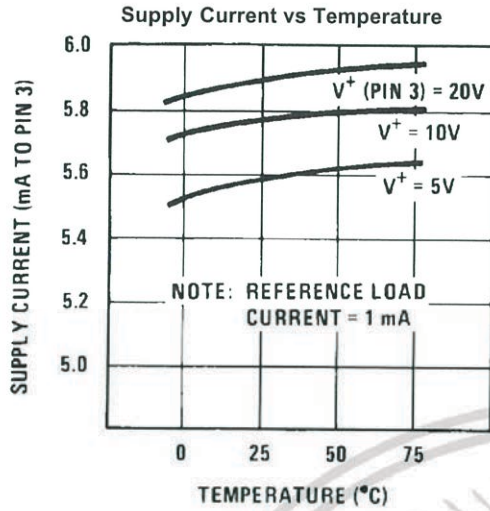


Figure 2.

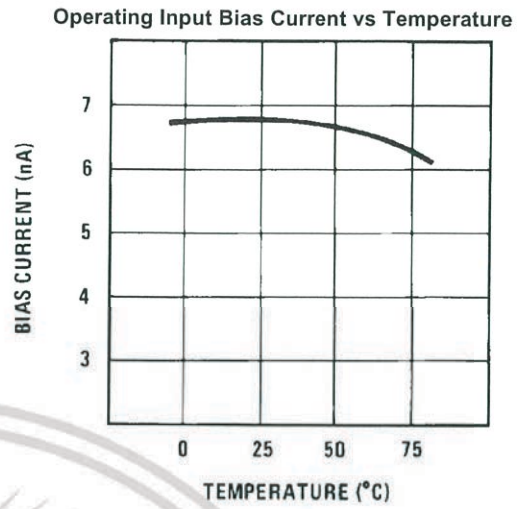


Figure 3.

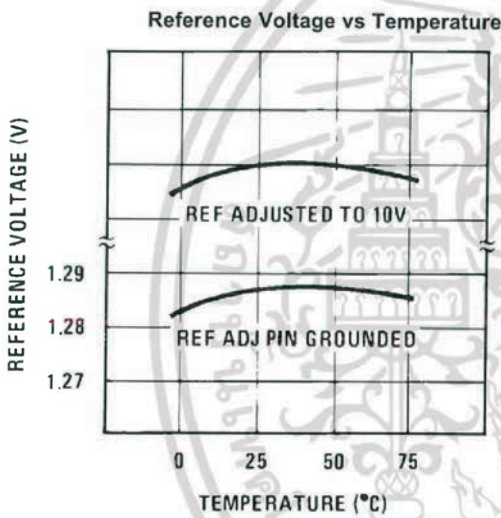


Figure 4.

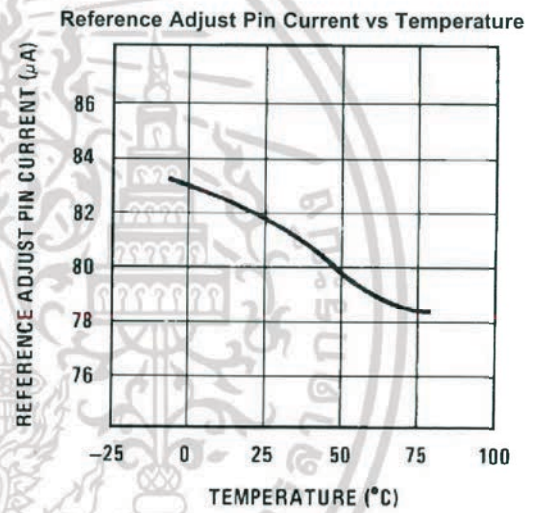


Figure 5.

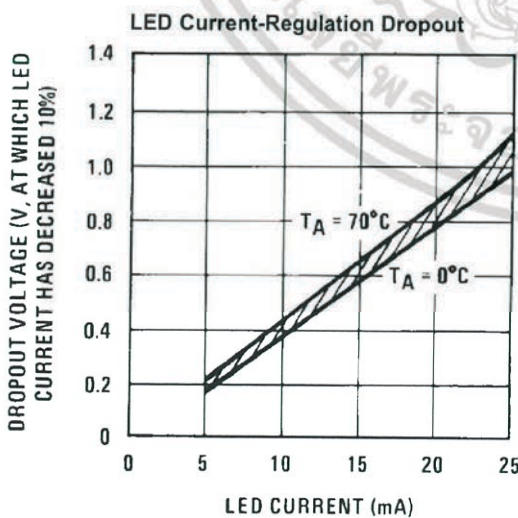


Figure 6.

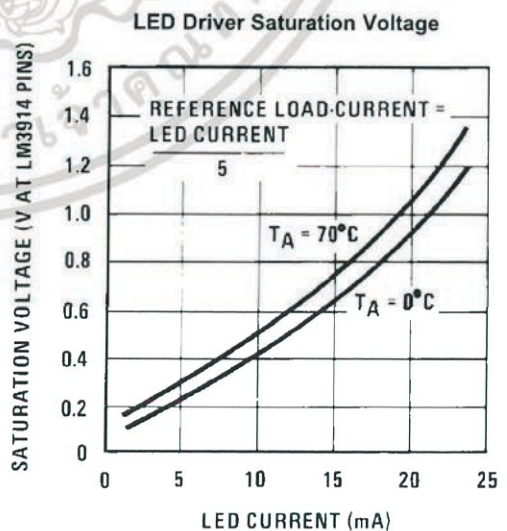


Figure 7.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (continued)

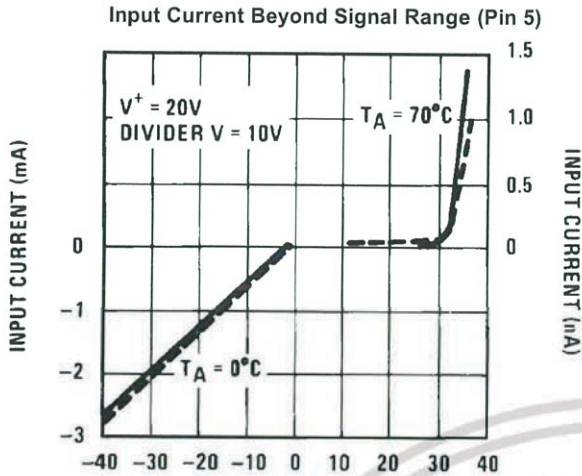


Figure 8.

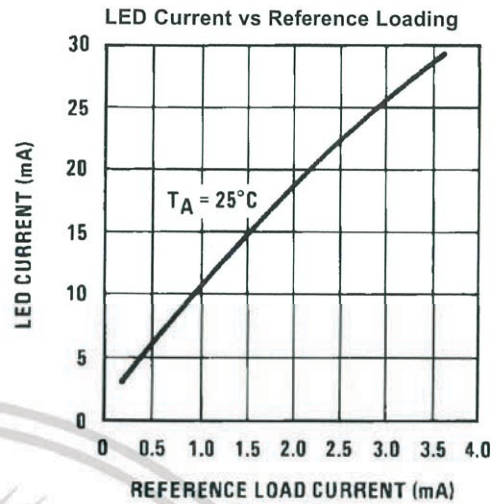


Figure 9.

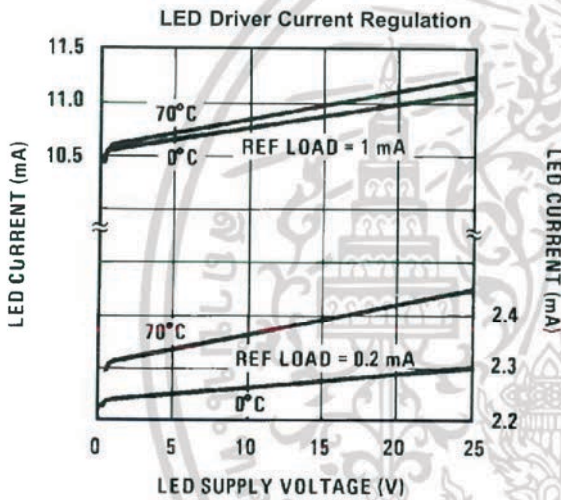


Figure 10.

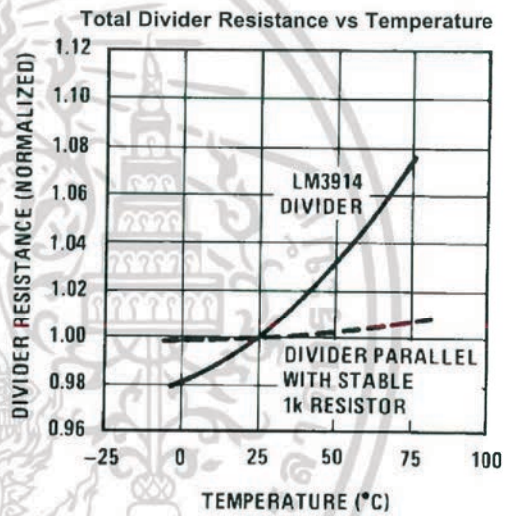


Figure 11.

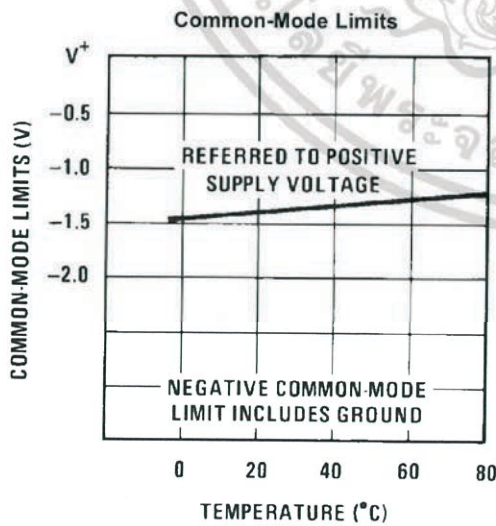


Figure 12.

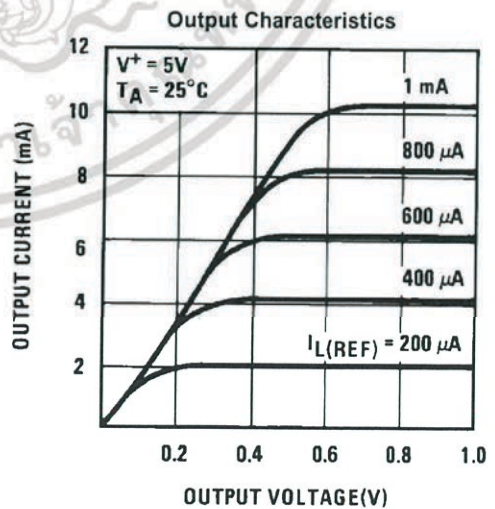
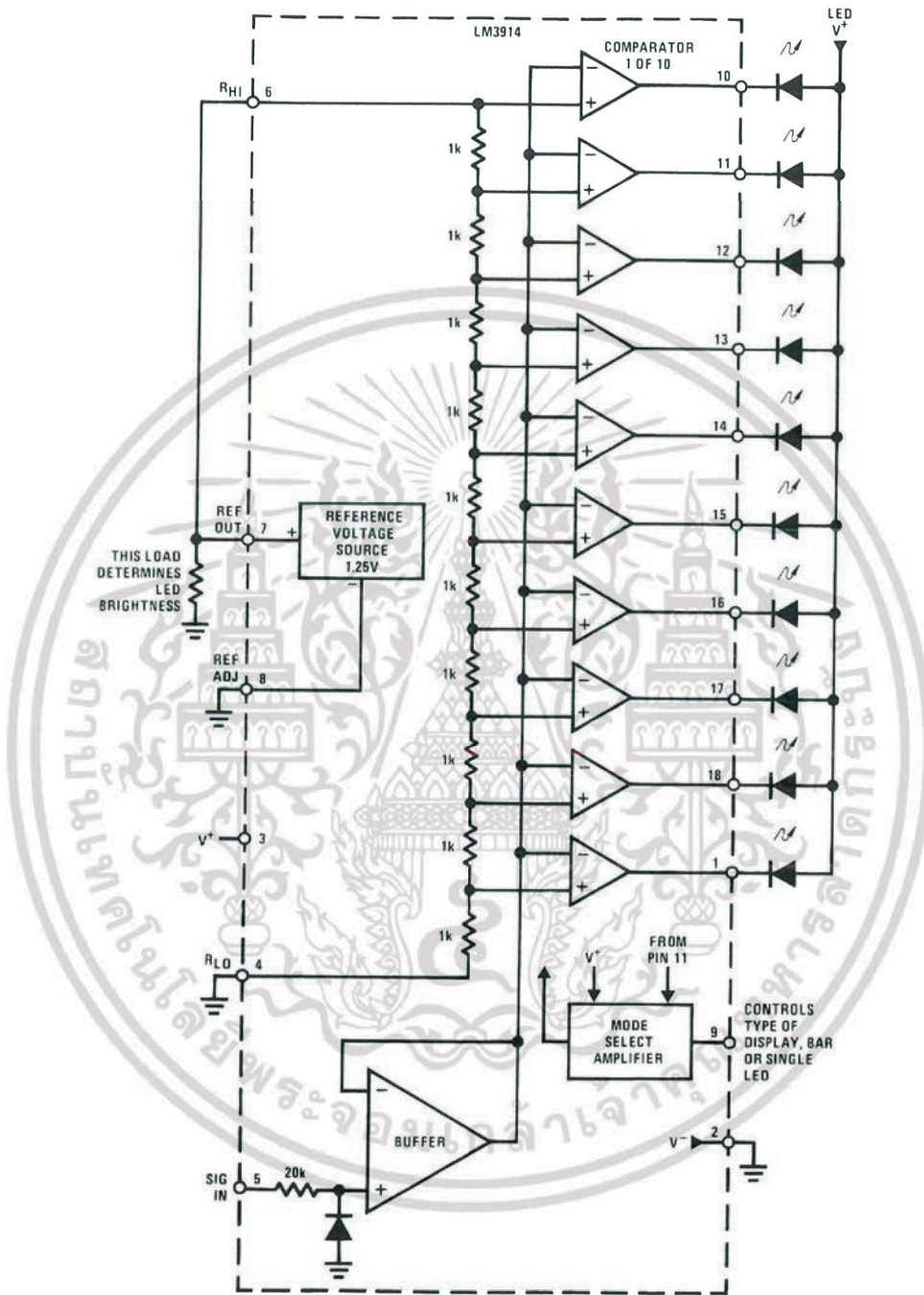


Figure 13.

BLOCK DIAGRAM

(Showing Simplest Application)



FUNCTIONAL DESCRIPTION

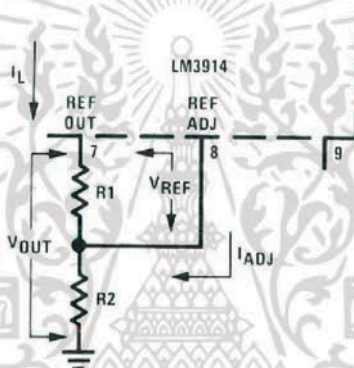
The simplified LM3914 block diagram is to give the general idea of the circuit's operation. A high input impedance buffer operates with signals from ground to 12V, and is protected against reverse and overvoltage signals. The signal is then applied to a series of 10 comparators; each of which is biased to a different comparison level by the resistor string.

In the example illustrated, the resistor string is connected to the internal 1.25V reference voltage. In this case, for each 125mV that the input signal increases, a comparator will switch on another indicating LED. This resistor divider can be connected between any 2 voltages, providing that they are 1.5V below V^+ and no less than V^- . If an expanded scale meter display is desired, the total divider voltage can be as little as 200mV. Expanded-scale meter displays are more accurate and the segments light uniformly only if bar mode is used. At 50mV or more per step, dot mode is usable.

INTERNAL VOLTAGE REFERENCE

The reference is designed to be adjustable and develops a nominal 1.25V between the REF OUT (pin 7) and REF ADJ (pin 8) terminals. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R2 giving an output voltage of:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$



Since the 120µA current (max) from the adjust terminal represents an error term, the reference was designed to minimize changes of this current with V^+ and load changes.

CURRENT PROGRAMMING

A feature not completely illustrated by the block diagram is the LED brightness control. The current drawn out of the reference voltage pin (pin 7) determines LED current. Approximately 10 times this current will be drawn through each lighted LED, and this current will be relatively constant despite supply voltage and temperature changes. Current drawn by the internal 10-resistor divider, as well as by the external current and voltage-setting divider should be included in calculating LED drive current. The ability to modulate LED brightness with time, or in proportion to input voltage and other signals can lead to a number of novel displays or ways of indicating input overvoltages, alarms, etc.

MODE PIN USE

Pin 9, the Mode Select input controls chaining of multiple LM3914s, and controls bar or dot mode operation. The following tabulation shows the basic ways of using this input. Other more complex uses will be illustrated in the applications.

Bar Graph Display: Wire Mode Select (pin 9) *directly* to pin 3 (V^+ pin).

Dot Display, Single LM3914 Driver: Leave the Mode Select pin open circuit.

Dot Display, 20 or More LEDs: Connect pin 9 of the *first* driver in the series (i.e., the one with the lowest input voltage comparison points) to pin 1 of the next higher LM3914 driver. Continue connecting pin 9 of lower input drivers to pin 1 of higher input drivers for 30, 40, or more LED displays. The last LM3914 driver in the chain will have pin 9 wired to pin 11. All previous drivers should have a 20k resistor in parallel with LED No. 9 (pin 11 to V_{LED}).

MODE PIN FUNCTIONAL DESCRIPTION

This pin actually performs two functions. Refer to the [simplified block diagram](#) below.

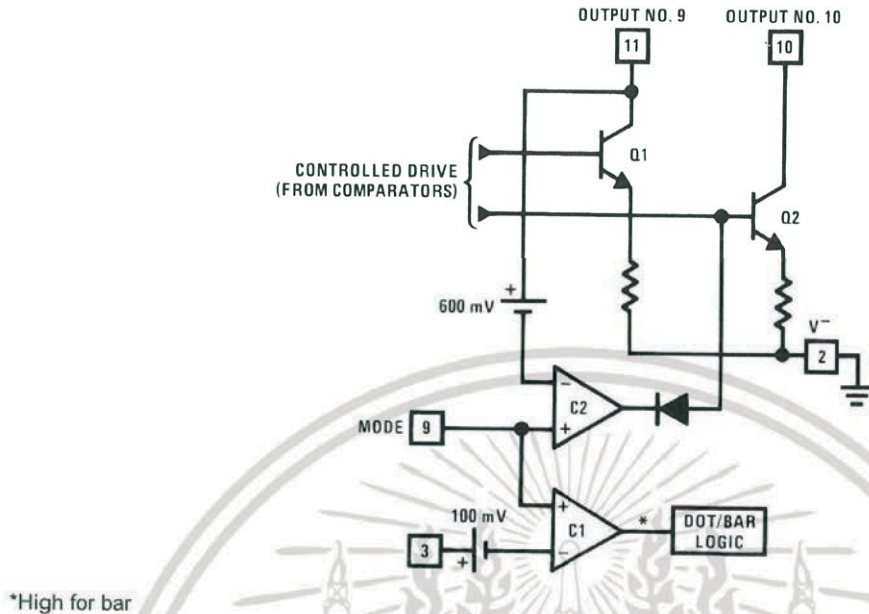


Figure 14. Block Diagram of Mode Pin Description

DOT OR BAR MODE SELECTION

The voltage at pin 9 is sensed by comparator C1, nominally referenced to $(V^+ - 100\text{mV})$. The chip is in bar mode when pin 9 is above this level; otherwise it's in dot mode. The comparator is designed so that pin 9 can be left open circuit for dot mode.

Taking into account comparator gain and variation in the 100mV reference level, pin 9 should be no more than 20mV below V^+ for bar mode and more than 200mV below V^+ (or open circuit) for dot mode. In most applications, pin 9 is either open (dot mode) or tied to V^+ (bar mode). In bar mode, pin 9 should be connected directly to pin 3. Large currents drawn from the power supply (LED current, for example) should not share this path so that large IR drops are avoided.

DOT MODE CARRY

In order for the display to make sense when multiple LM3914s are cascaded in dot mode, special circuitry has been included to shut off LED No. 10 of the first device when LED No. 1 of the second device comes on. The connection for cascading in dot mode has already been described and is depicted below.

As long as the input signal voltage is below the threshold of the second LM3914, LED No. 11 is off. Pin 9 of LM3914 No. 1 thus sees effectively an open circuit so the chip is in dot mode. As soon as the input voltage reaches the threshold of LED No. 11, pin 9 of LM3914 No. 1 is pulled an LED drop (1.5V or more) below V_{LED} . This condition is sensed by comparator C2, referenced 600mV below V_{LED} . This forces the output of C2 low, which shuts off output transistor Q2, extinguishing LED No. 10.

V_{LED} is sensed via the 20k resistor connected to pin 11. The very small current (less than 100 μA) that is diverted from LED No. 9 does not noticeably affect its intensity.

An auxiliary current source at pin 1 keeps at least 100 μA flowing through LED No. 11 even if the input voltage rises high enough to extinguish the LED. This ensures that pin 9 of LM3914 No. 1 is held low enough to force LED No. 10 off when *any* higher LED is illuminated. While 100 μA does not normally produce significant LED illumination, it may be noticeable when using high-efficiency LEDs in a dark environment. If this is bothersome, the simple cure is to shunt LED No. 11 with a 10k resistor. The 1V IR drop is more than the 900mV worst case required to hold off LED No. 10 yet small enough that LED No. 11 does not conduct significantly.

OTHER DEVICE CHARACTERISTICS

The LM3914 is relatively low-powered itself, and since any number of LEDs can be powered from about 3V, it is a very efficient display driver. Typical standby supply current (all LEDs OFF) is 1.6mA (2.5mA max). However, any reference loading adds 4 times that current drain to the V⁺ (pin 3) supply input. For example, an LM3914 with a 1mA reference pin load (1.3k), would supply almost 10mA to every LED while drawing only 10mA from its V⁺ pin supply. At full-scale, the IC is typically drawing less than 10% of the current supplied to the display.

The display driver does not have built-in hysteresis so that the display does not jump instantly from one LED to the next. Under rapidly changing signal conditions, this cuts down high frequency noise and often an annoying flicker. An “overlap” is built in so that at no time between segments are all LEDs completely OFF in the dot mode. Generally 1 LED fades in while the other fades out over a mV or more of range ⁽¹⁾. The change may be much more rapid between LED No. 10 of one device and LED No. 1 of a second device “chained” to the first.

The LM3914 features individually current regulated LED driver transistors. Further internal circuitry detects when any driver transistor goes into saturation, and prevents other circuitry from drawing excess current. This results in the ability of the LM3914 to drive and regulate LEDs powered from a pulsating DC power source, i.e., largely unfiltered. (Due to possible oscillations at low voltages a nominal bypass capacitor consisting of a 2.2µF solid tantalum connected from the pulsating LED supply to pin 2 of the LM3914 is recommended.) This ability to operate with low or fluctuating voltages also allows the display driver to interface with logic circuitry, opto-coupled solid-state relays, and low-current incandescent lamps.

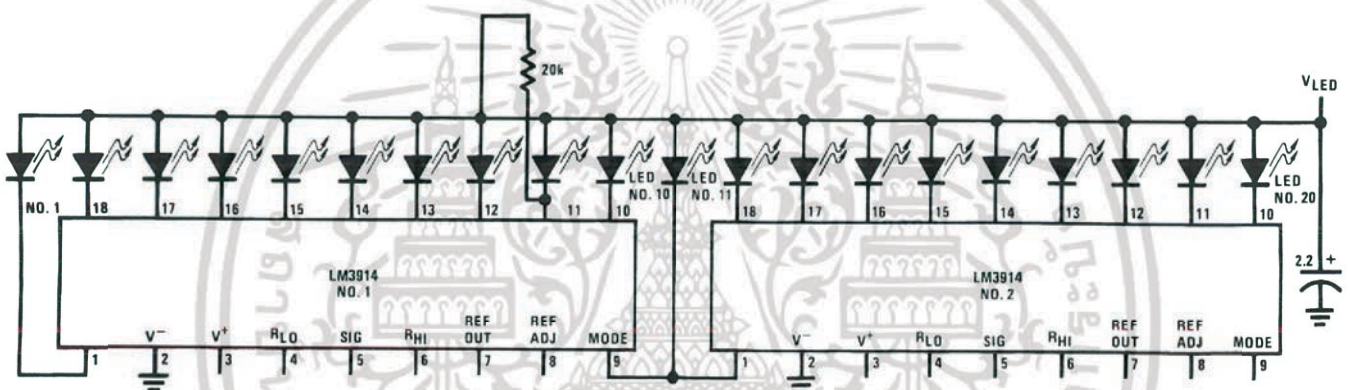


Figure 15. Cascading LM3914s in Dot Mode

(1) Accuracy is measured referred to +10.000V_{DC} at pin 6, with 0.000 V_{DC} at pin 4. At lower full-scale voltages, buffer and comparator offset voltage may add significant error.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

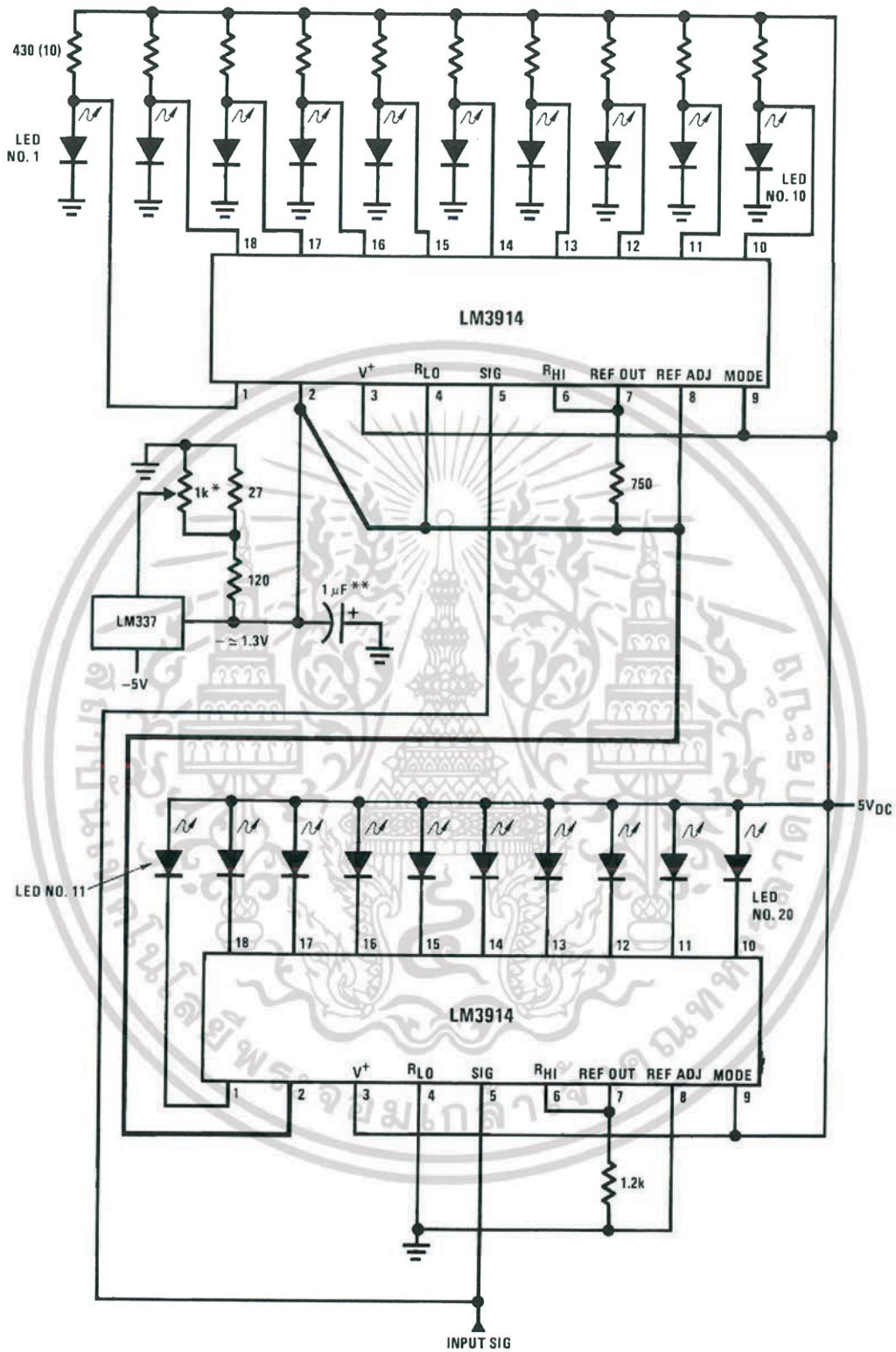
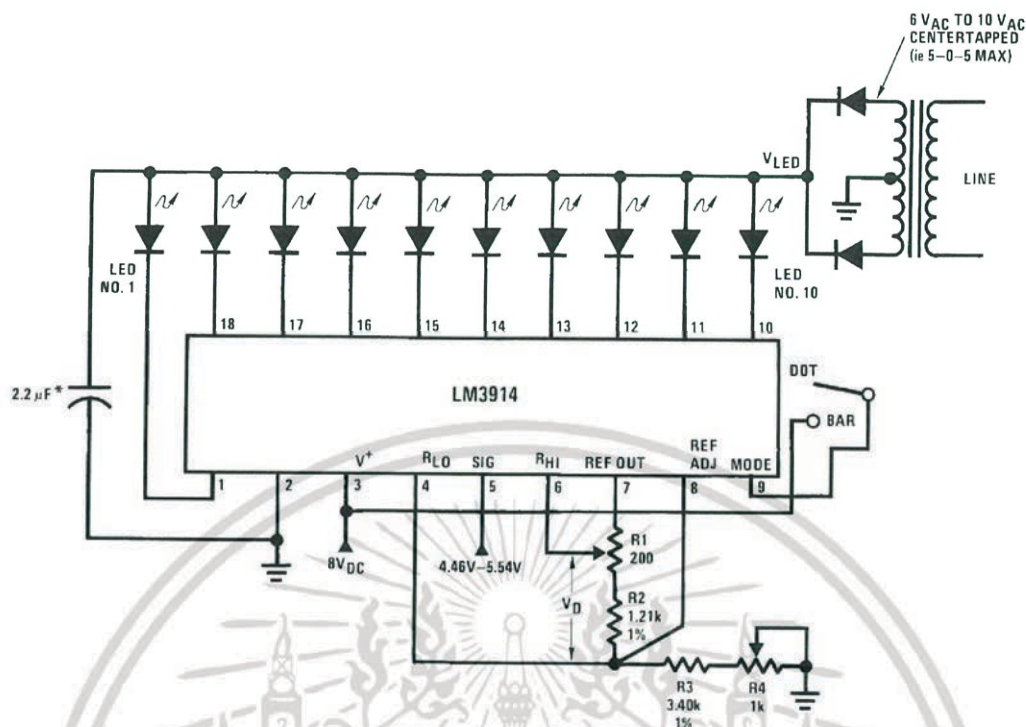


Figure 16. Zero-Center Meter, 20-Segment

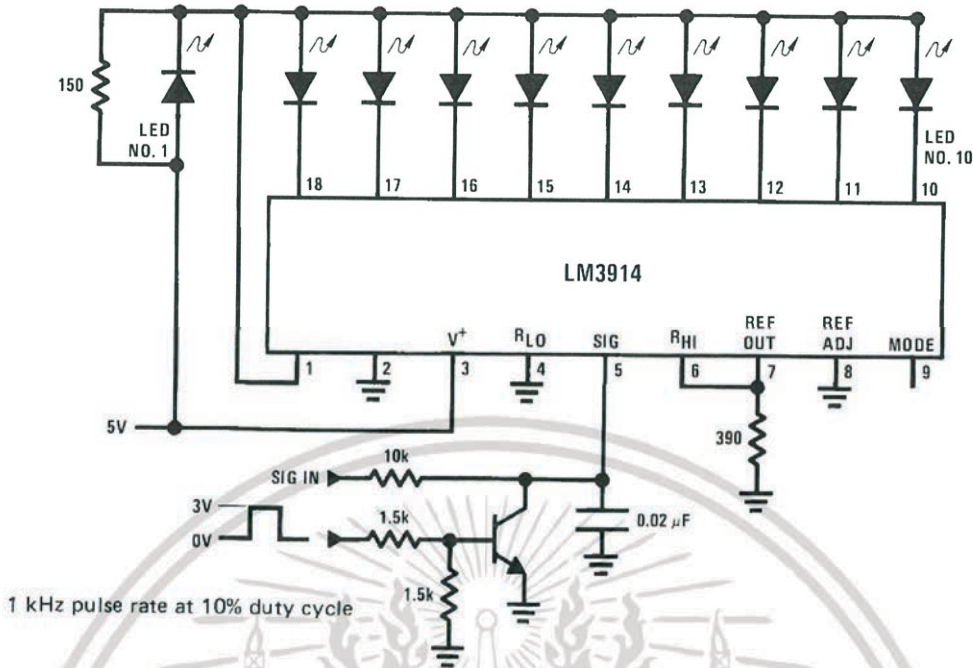


*This application illustrates that the LED supply needs practically no filtering
Calibration: With a precision meter between pins 4 and 6 adjust R1 for voltage V_D of 1.20V. Apply 4.94V to pin 5, and adjust R4 until LED No. 5 just lights. The adjustments are non-interacting.

Figure 17. Expanded Scale Meter, Dot or Bar

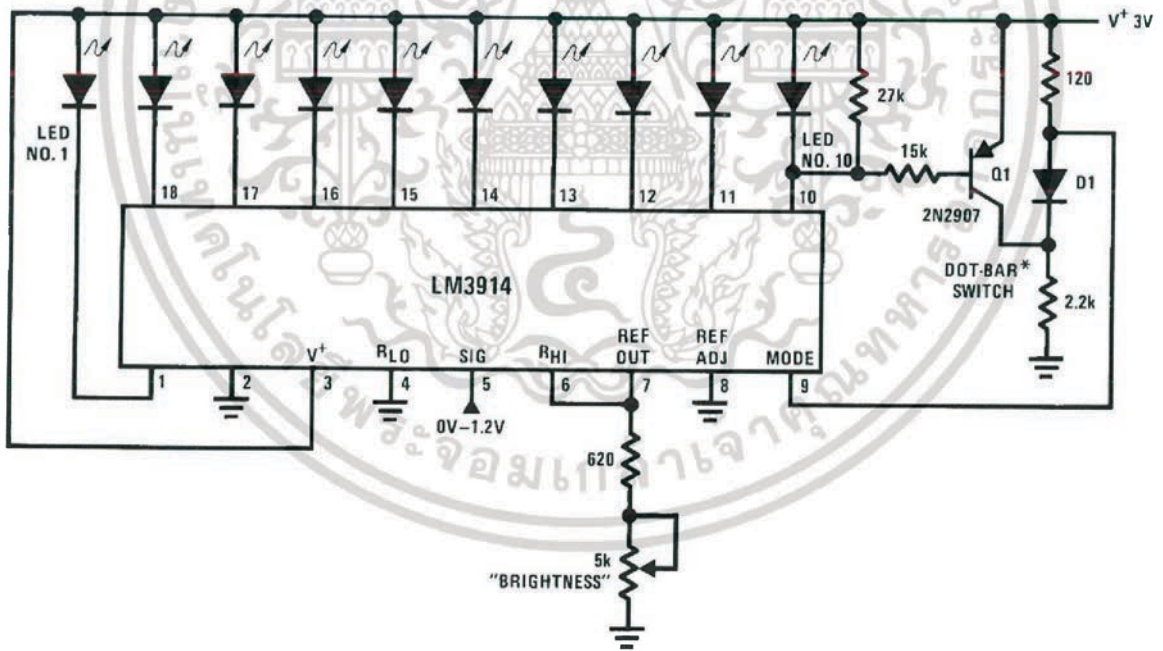
Table 1. Application Example: Grading 5V Regulators

Highest No. LED on	Color	$V_{OUT(MIN)}$
10	Red	5.54
9	Red	5.42
8	Yellow	5.30
7	Green	5.18
6	Green	5.06
	5V	
5	Green	4.94
4	Green	4.82
3	Yellow	4.7
2	Red	4.58
1	Red	4.46



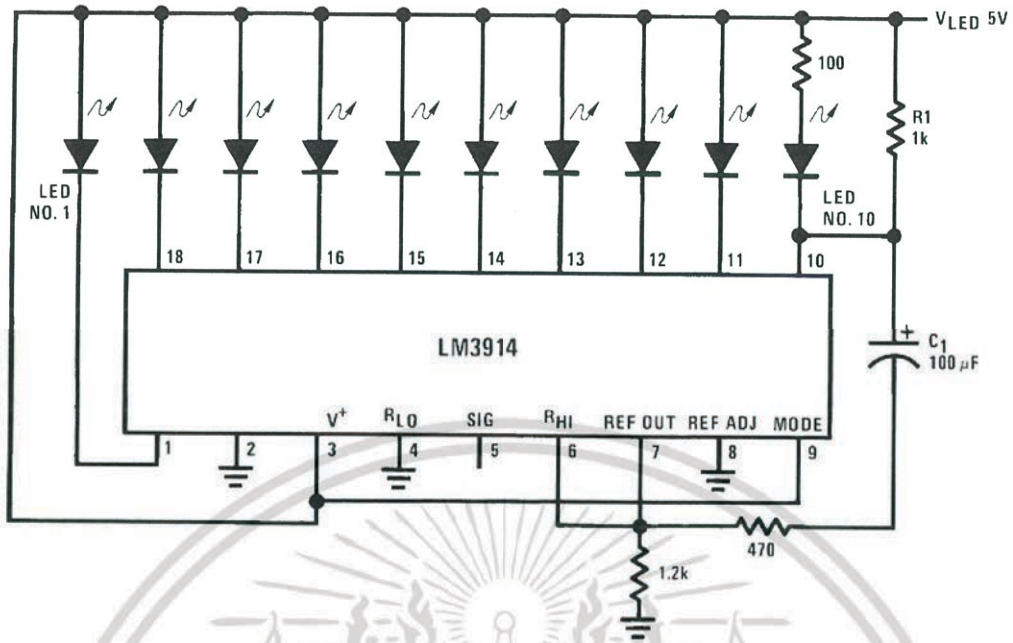
LEDs light up as illustrated with the upper lit LED indicating the actual input voltage. The display appears to increase resolution and provides an analog indication of overrange.

Figure 18. "Exclamation Point" Display



*The input to the Dot-Bar Switch may be taken from cathodes of other LEDs. Display will change to bar as soon as the LED so selected begins to light.

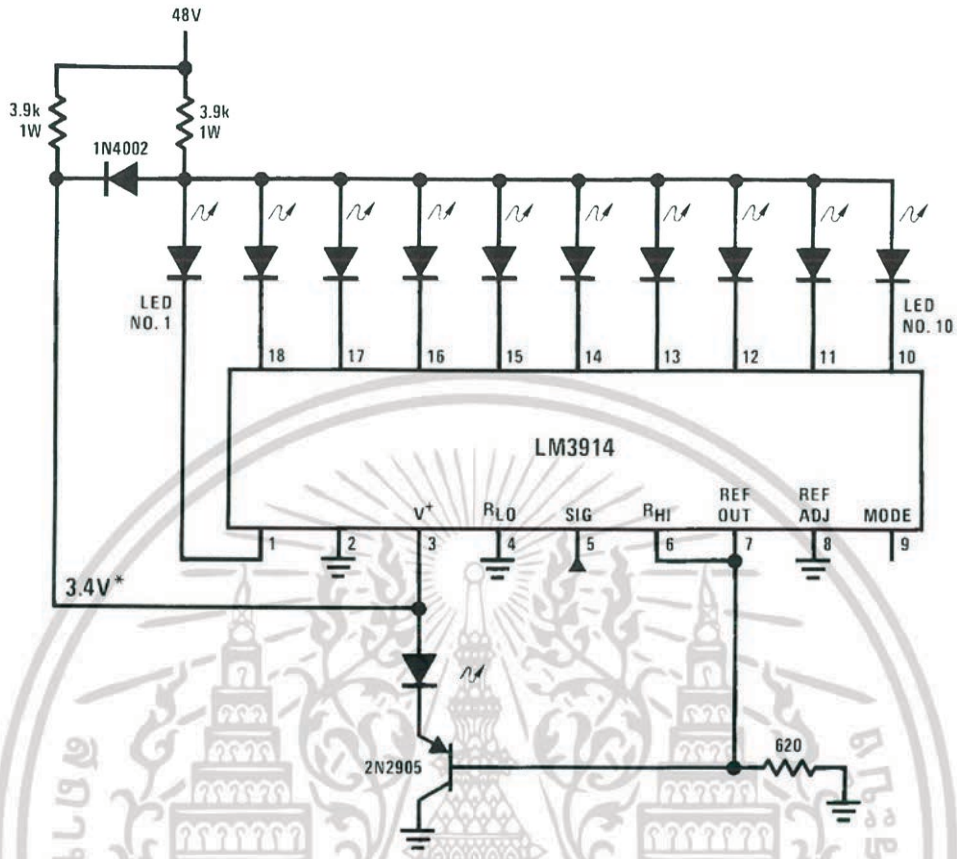
Figure 19. Indicator and Alarm, Full-Scale Changes Display from Dot to Bar



Full-scale causes the full bar display to flash. If the junction of R1 and C1 is connected to a different LED cathode, the display will flash when that LED lights, and at any higher input signal.

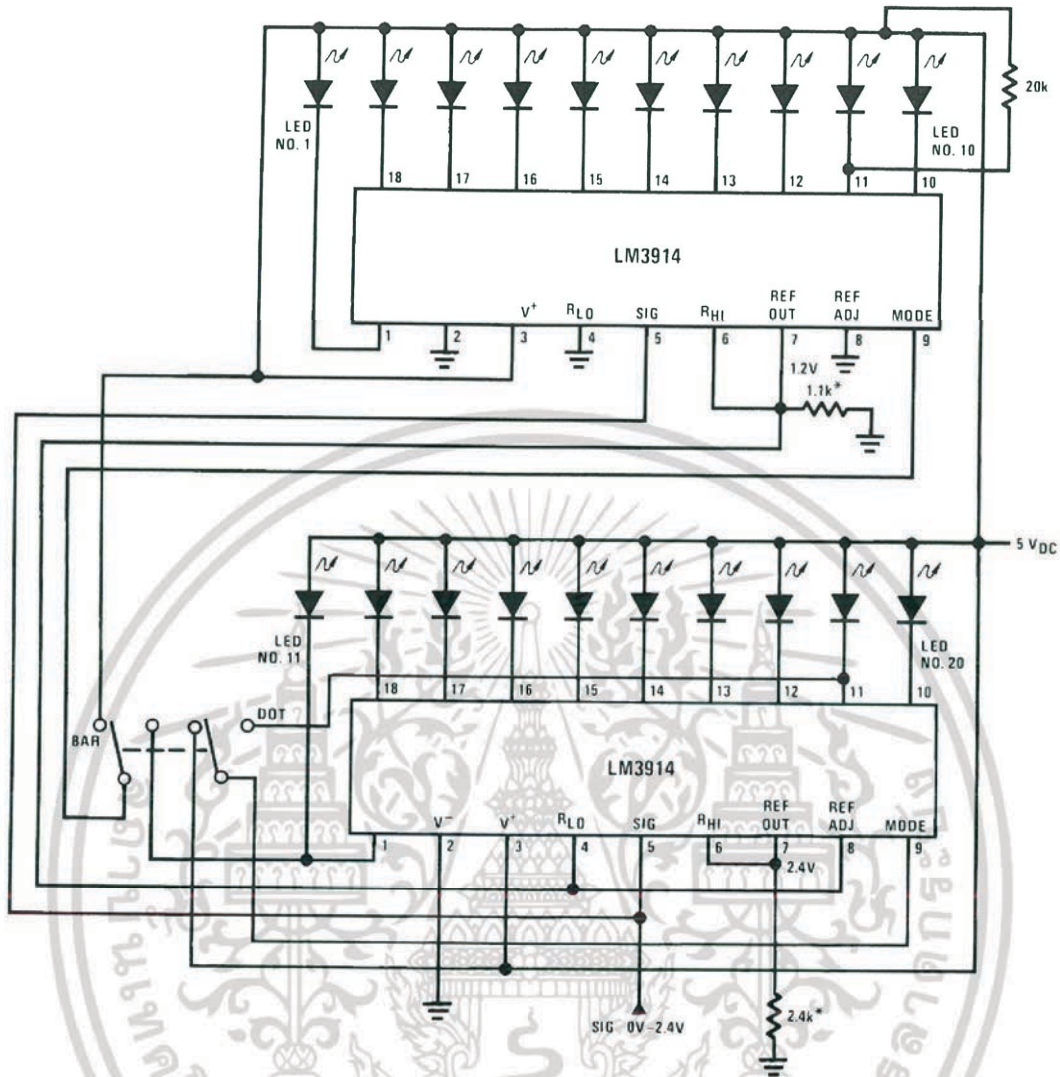
Figure 20. Bar Display with Alarm Flasher

Figure 22.



The LED currents are approximately 10mA, and the LM3914 outputs operate in saturation for minimum dissipation.
 *This point is partially regulated and decreases in voltage with temperature. Voltage requirements of the LM3914 also decrease with temperature.

Figure 23. Operating with a High Voltage Supply (Dot Mode Only)



*The exact wiring arrangement of this schematic shows the need for Mode Select (pin 9) to sense the V⁺ voltage exactly as it appears on pin 3. Programs LEDs to 10mA

Figure 24. 20-Segment Meter with Mode Switch

APPLICATION HINTS

Three of the most commonly needed precautions for using the LM3914 are shown in the first typical application drawing showing a 0V–5V bar graph meter. The most difficult problem occurs when large LED currents are being drawn, especially in bar graph mode. These currents flowing out of the ground pin cause voltage drops in external wiring, and thus errors and oscillations. Bringing the return wires from signal sources, reference ground and bottom of the resistor string (as illustrated) to a single point very near pin 2 is the best solution.

Long wires from V_{LED} to LED anode common can cause oscillations. Depending on the severity of the problem 0.05µF to 2.2µF decoupling capacitors from LED anode common to pin 2 will damp the circuit. If LED anode line wiring is inaccessible, often similar decoupling from pin 1 to pin 2 will be sufficient.

If LED turn ON seems slow (bar mode) or several LEDs light (dot mode), oscillation or excessive noise is usually the problem. In cases where proper wiring and bypassing fail to stop oscillations, V^+ voltage at pin 3 is usually below suggested limits. Expanded scale meter applications may have one or both ends of the internal voltage divider terminated at relatively high value resistors. These high-impedance ends should be bypassed to pin 2 with at least a $0.001\mu\text{F}$ capacitor, or up to $0.1\mu\text{F}$ in noisy environments.

Power dissipation, especially in bar mode should be given consideration. For example, with a 5V supply and all LEDs programmed to 20mA the driver will dissipate over 600mW. In this case a 7.5Ω resistor in series with the LED supply will cut device heating in half. The negative end of the resistor should be bypassed with a $2.2\mu\text{F}$ solid tantalum capacitor to pin 2 of the LM3914.

Turning OFF of most of the internal current sources is accomplished by pulling positive on the reference with a current source or resistance supplying $100\mu\text{A}$ or so. Alternately, the input signal can be gated OFF with a transistor switch.

Other special features and applications characteristics will be illustrated in the following applications schematics. Notes have been added in many cases, attempting to cover any special procedures or unusual characteristics of these applications. A special section called **APPLICATION TIPS FOR THE LM3914 ADJUSTABLE REFERENCE** has been included with these schematics.

APPLICATION TIPS FOR THE LM3914 ADJUSTABLE REFERENCE

Greatly Expanded Scale (Bar Mode Only)

Placing the LM3914 internal resistor divider in parallel with a section ($\approx 230\Omega$) of a stable, low resistance divider greatly reduces voltage changes due to IC resistor value changes with temperature. Voltage V_1 should be trimmed to 1.1V first by use of R2. Then the voltage V_2 across the IC divider string can be adjusted to 200mV, using R5 without affecting V_1 . LED current will be approximately 10mA.

Non-Interacting Adjustments For Expanded Scale Meter (4.5V to 5V, Bar or Dot Mode)

This arrangement allows independent adjustment of LED brightness regardless of meter span and zero adjustments.

First, V_1 is adjusted to 5V, using R2. Then the span (voltage across R4) can be adjusted to exactly 0.5V using R6 without affecting the previous adjustment.

R9 programs LED currents within a range of 2.2mA to 20mA after the above settings are made.

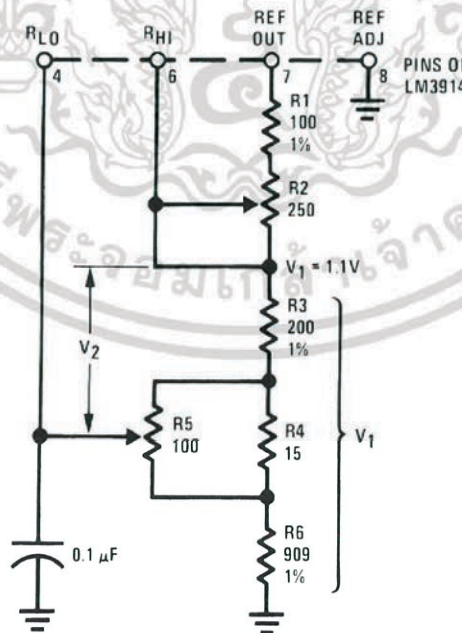


Figure 25. Greatly Expanded Scale (Bar Mode Only)

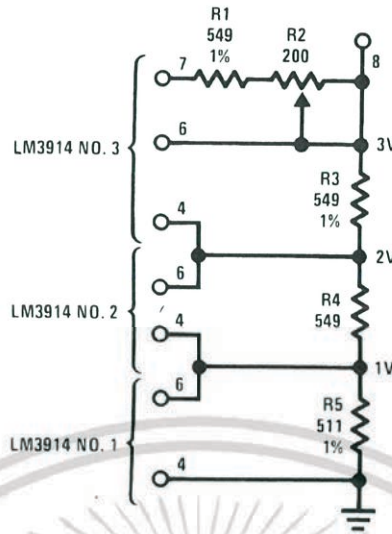


Figure 27. Adjusting Linearity of Several Stacked Dividers

OTHER APPLICATIONS

- “Slow”—fade bar or dot display (doubles resolution)
- 20-step meter with single pot brightness control
- 10-step (or multiples) programmer
- Multi-step or “staging” controller
- Combined controller and process deviation meter
- Direction and rate indicator (to add to DVMs)
- Exclamation point display for power saving
- Graduations can be added to dot displays. Dimly light every other LED using a resistor to ground
- Electronic “meter-relay”—display could be circle or semi-circle
- Moving “hole” display—indicator LED is dark, rest of bar lit
- Drives vacuum-fluorescent and LCDs using added passive parts

CONNECTION DIAGRAM

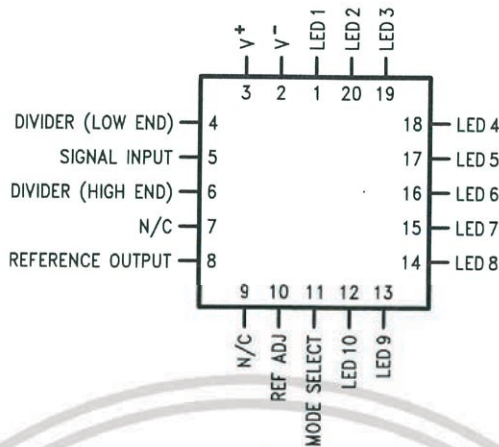


Figure 28. Top View
PLCC Package
See Package Number FN0020A

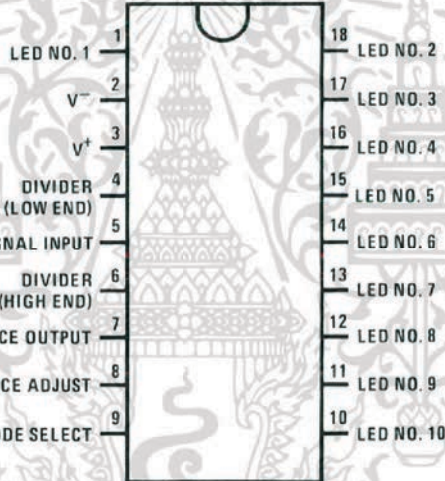
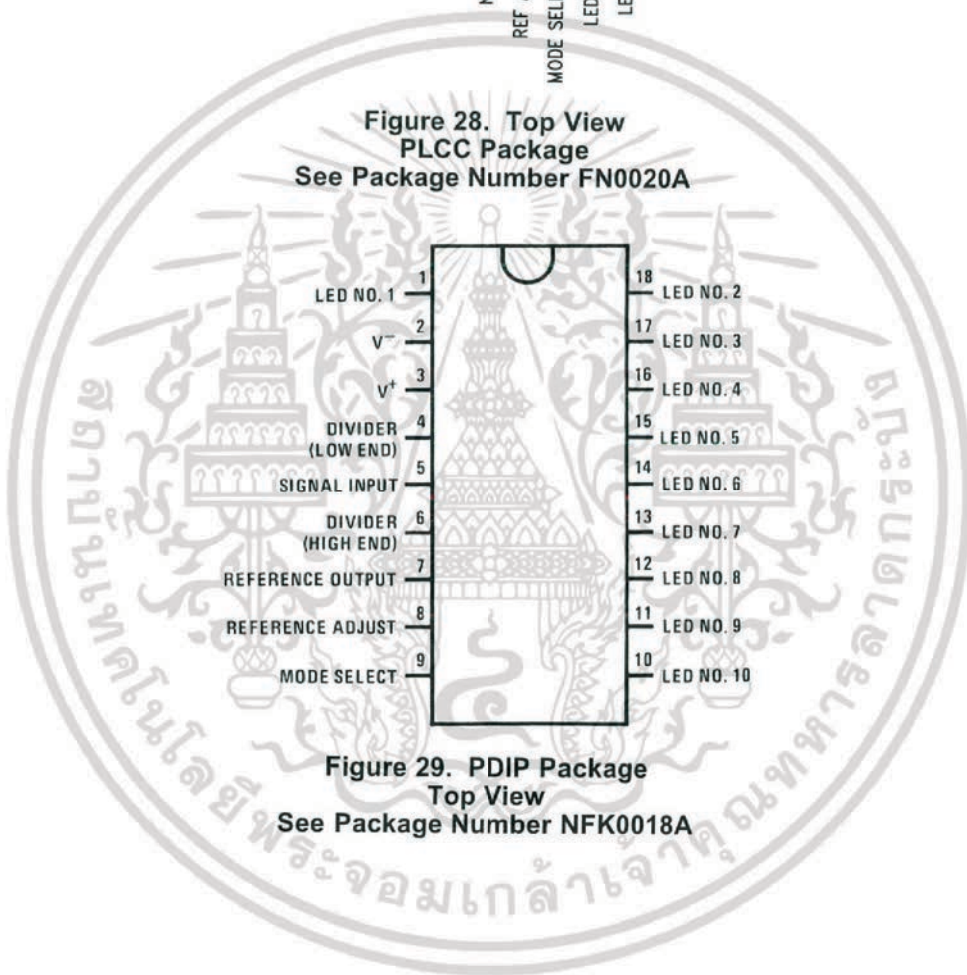


Figure 29. PDIP Package
Top View
See Package Number NFK0018A

LM3914 MDC MWC DOT/BAR DISPLAY DRIVER

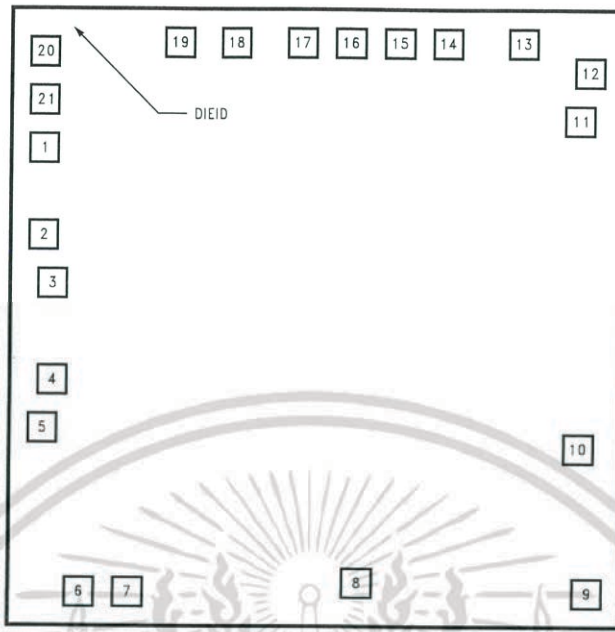


Figure 30. Die Layout (D - Step)



REVISION HISTORY

Changes from Revision A (March 2013) to Revision B

Page

- | | |
|--|----|
| • Changed layout of National Data Sheet to TI format | 23 |
|--|----|



PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
LM3914N-1	ACTIVE	PDIP	NFK	18	20	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM3914N-1	Samples
LM3914N-1/NOPB	ACTIVE	PDIP	NFK	18	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	Call TI	Level-1-NA-UNLIM	0 to 70	LM3914N-1	Samples
LM3914V	ACTIVE	PLCC	FN	20	40	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM3914V	Samples
LM3914V/NOPB	ACTIVE	PLCC	FN	20	40	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2A-250C-4 WEEK	0 to 70	LM3914V	Samples
LM3914VX	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	TBD	Call TI	Call TI	0 to 70	LM3914V	Samples
LM3914VX/NOPB	ACTIVE	PLCC	FN	20	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-2A-250C-4 WEEK	0 to 70	LM3914V	Samples

(1) The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

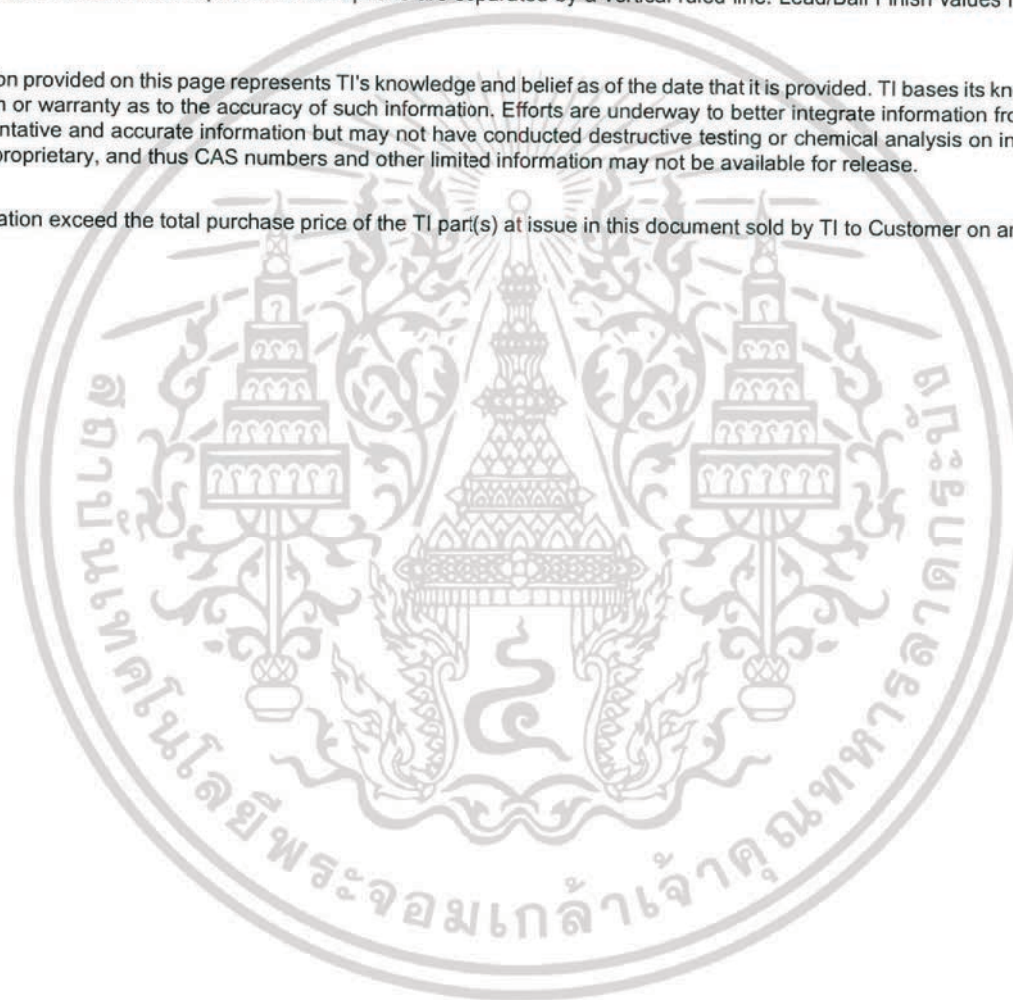
(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

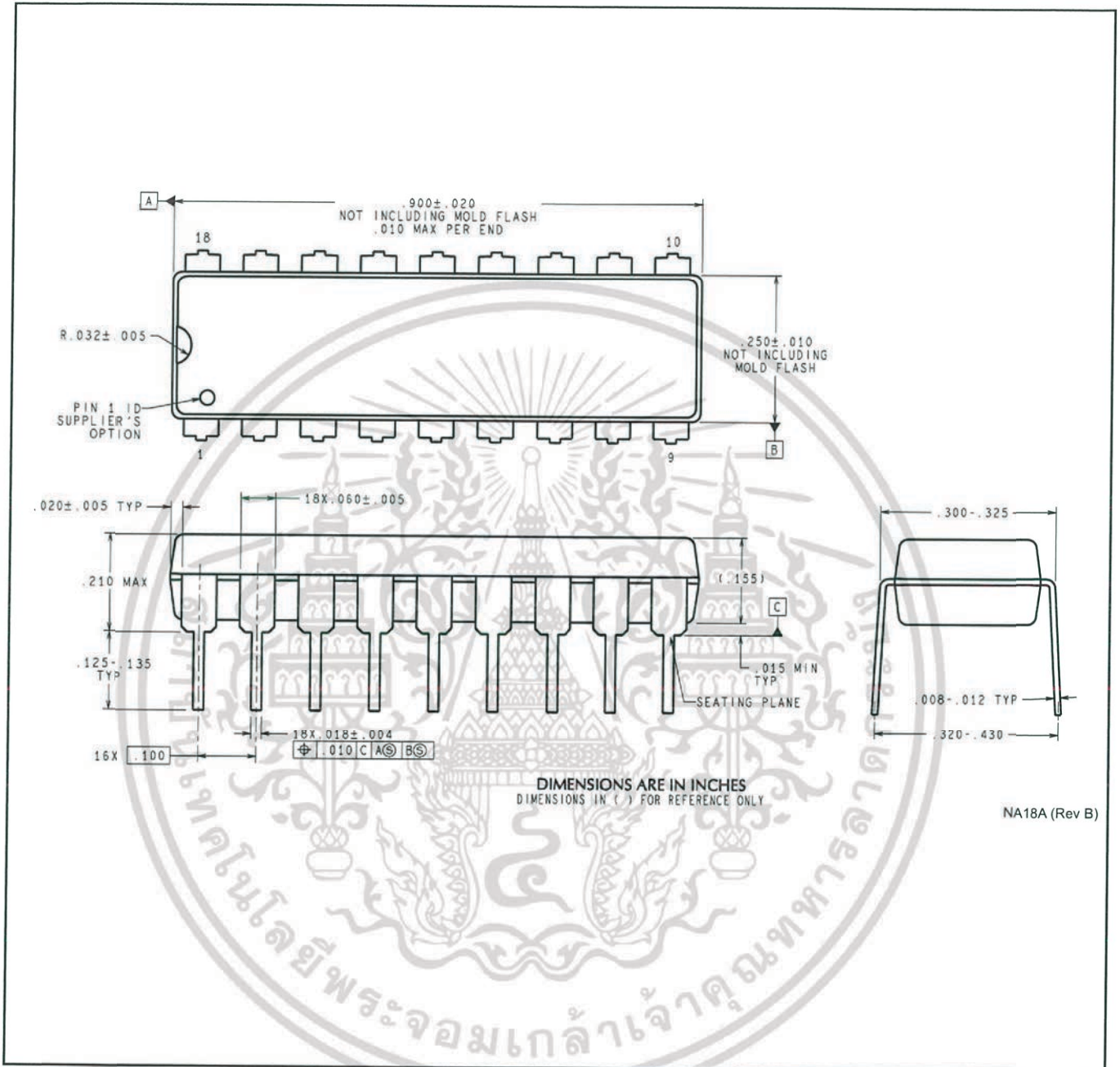
⁽⁶⁾ Lead/Ball Finish - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead/Ball Finish values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.



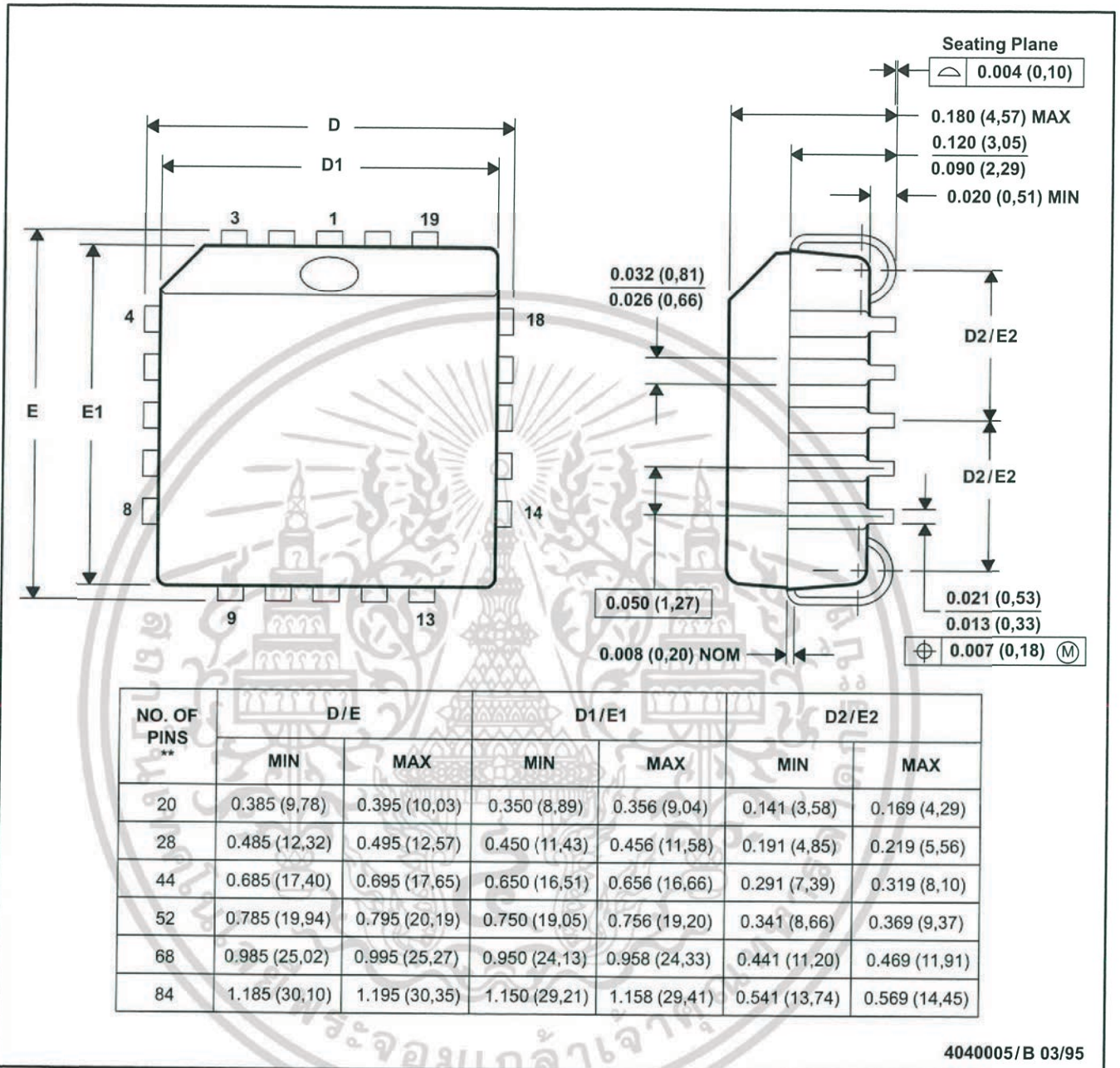
NFK0018A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FN (S-PQCC-J**)
20 PIN SHOWN

PLASTIC J-LEADED CHIP CARRIER



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
B. This drawing is subject to change without notice.
C. Falls within JEDEC MS-018



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated (TI) reserves the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete.

TI's published terms of sale for semiconductor products (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>) apply to the sale of packaged integrated circuit products that TI has qualified and released to market. Additional terms may apply to the use or sale of other types of TI products and services.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such reproduced documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions. Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyers and others who are developing systems that incorporate TI products (collectively, "Designers") understand and agree that Designers remain responsible for using their independent analysis, evaluation and judgment in designing their applications and that Designers have full and exclusive responsibility to assure the safety of Designers' applications and compliance of their applications (and of all TI products used in or for Designers' applications) with all applicable regulations, laws and other applicable requirements. Designer represents that, with respect to their applications, Designer has all the necessary expertise to create and implement safeguards that (1) anticipate dangerous consequences of failures, (2) monitor failures and their consequences, and (3) lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate actions. Designer agrees that prior to using or distributing any applications that include TI products, Designer will thoroughly test such applications and the functionality of such TI products as used in such applications.

TI's provision of technical, application or other design advice, quality characterization, reliability data or other services or information, including, but not limited to, reference designs and materials relating to evaluation modules, (collectively, "TI Resources") are intended to assist designers who are developing applications that incorporate TI products; by downloading, accessing or using TI Resources in any way, Designer (individually or, if Designer is acting on behalf of a company, Designer's company) agrees to use any particular TI Resource solely for this purpose and subject to the terms of this Notice.

TI's provision of TI Resources does not expand or otherwise alter TI's applicable published warranties or warranty disclaimers for TI products, and no additional obligations or liabilities arise from TI providing such TI Resources. TI reserves the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its TI Resources. TI has not conducted any testing other than that specifically described in the published documentation for a particular TI Resource.

Designer is authorized to use, copy and modify any individual TI Resource only in connection with the development of applications that include the TI product(s) identified in such TI Resource. NO OTHER LICENSE, EXPRESS OR IMPLIED, BY ESTOPPEL OR OTHERWISE TO ANY OTHER TI INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT, AND NO LICENSE TO ANY TECHNOLOGY OR INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT OF TI OR ANY THIRD PARTY IS GRANTED HEREIN, including but not limited to any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information regarding or referencing third-party products or services does not constitute a license to use such products or services, or a warranty or endorsement thereof. Use of TI Resources may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

TI RESOURCES ARE PROVIDED "AS IS" AND WITH ALL FAULTS. TI DISCLAIMS ALL OTHER WARRANTIES OR REPRESENTATIONS, EXPRESS OR IMPLIED, REGARDING RESOURCES OR USE THEREOF, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ACCURACY OR COMPLETENESS, TITLE, ANY EPIDEMIC FAILURE WARRANTY AND ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF ANY THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS. TI SHALL NOT BE LIABLE FOR AND SHALL NOT DEFEND OR INDEMNIFY DESIGNER AGAINST ANY CLAIM, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ANY INFRINGEMENT CLAIM THAT RELATES TO OR IS BASED ON ANY COMBINATION OF PRODUCTS EVEN IF DESCRIBED IN TI RESOURCES OR OTHERWISE. IN NO EVENT SHALL TI BE LIABLE FOR ANY ACTUAL, DIRECT, SPECIAL, COLLATERAL, INDIRECT, PUNITIVE, INCIDENTAL, CONSEQUENTIAL OR EXEMPLARY DAMAGES IN CONNECTION WITH OR ARISING OUT OF TI RESOURCES OR USE THEREOF, AND REGARDLESS OF WHETHER TI HAS BEEN ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGES.

Unless TI has explicitly designated an individual product as meeting the requirements of a particular industry standard (e.g., ISO/TS 16949 and ISO 26262), TI is not responsible for any failure to meet such industry standard requirements.

Where TI specifically promotes products as facilitating functional safety or as compliant with industry functional safety standards, such products are intended to help enable customers to design and create their own applications that meet applicable functional safety standards and requirements. Using products in an application does not by itself establish any safety features in the application. Designers must ensure compliance with safety-related requirements and standards applicable to their applications. Designer may not use any TI products in life-critical medical equipment unless authorized officers of the parties have executed a special contract specifically governing such use. Life-critical medical equipment is medical equipment where failure of such equipment would cause serious bodily injury or death (e.g., life support, pacemakers, defibrillators, heart pumps, neurostimulators, and implantables). Such equipment includes, without limitation, all medical devices identified by the U.S. Food and Drug Administration as Class III devices and equivalent classifications outside the U.S.

TI may expressly designate certain products as completing a particular qualification (e.g., Q100, Military Grade, or Enhanced Product). Designers agree that it has the necessary expertise to select the product with the appropriate qualification designation for their applications and that proper product selection is at Designers' own risk. Designers are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such selection.

Designer will fully indemnify TI and its representatives against any damages, costs, losses, and/or liabilities arising out of Designer's non-compliance with the terms and provisions of this Notice.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้