



เครื่องประจุไฟฟ้าชนิดสวิตช์โหมด  
SWITCH - MODE BATTERY CHARGER

โดย

นายพาโชค เข้มเพชร  
นายสพล สุขดำรงปรีชา  
นางสาวกัญญภัค ใจน่าน

2/พ.  
พ.จ.ค.  
เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 42366  
วัน, เดือน, ปี 20 พ.ค. 2545

.b.....  
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

ปีการศึกษา 2543

เครื่องประจุไฟฟ้าชนิดสวิตซ์โหมด  
Switch-mode Battery Charger

โดย

นายพาโชค เข้มเพชร  
นายสพล สุขดำรงปรีชา  
นางสาวกัญญภัค ใจน่าน

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน

ปริญญาโทบริหารศึกษาศาสตร์ 2543

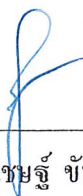
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องประจุไฟฟ้าชนิดสวิตซ์โหมด

ผู้จัดทำ

- 1.นายพาโชค เข้มเพชร
- 2.นายสพล สุขดำรงปรีชา
- 3.นางสาวกัญญภัค ใจน่าน

  
\_\_\_\_\_  
(ผศ.ดร. วีระเชษฐ บันเงิน)

อาจารย์ที่ปรึกษา

## เครื่องประจุไฟฟ้าชนิดสวิทช์โหมด

นายพาโชค เข้มเพชร

นายสพล สุขคำรงปรีชา

นางสาวกัญญภัค ใจน่าน

ผศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

ในปัจจุบัน การใช้พลังงานมีการใช้มากขึ้นเรื่อย ๆ ดังนั้นจึงมีความพยายามหาแหล่งพลังงานอื่น ๆ มาทดแทนซึ่งพลังงานแสงอาทิตย์จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่ง เนื่องจากมีข้อดีคือ หาได้ง่าย และเป็นแหล่งพลังงานที่สะอาดไม่ก่อให้เกิดมลพิษแก่สิ่งแวดล้อม โครงการนี้เป็นการประยุกต์ใช้เซลล์พลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นแหล่งพลังงานไฟฟ้าให้แก่รถไฟฟ้า ดังนั้นจึงต้องมีการจัดเก็บพลังงานในขณะที่มีแสงแดดเพื่อนำไปใช้ในช่วงเวลาที่ไม่มีแสงแดด โดยความต้องการของโครงการนี้ต้องการพลังงานที่มีแรงดัน 48 โวลต์ ดังนั้นการจัดเก็บจึงใช้แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ที่มีขนาดแรงดัน 12 โวลต์ 60 Ah จำนวน 4 ลูกมาต่ออนุกรมกัน จึงต้องทำการประจุที่แรงดัน 48 โวลต์ ซึ่งจะอัดประจุในโหมคของ กระแสคงที่และแรงดันคงที่ โดยใช้ ไอซี เบอร์ UC3909 ควบคุมสถานะการชาร์จเพื่อเป็นการเพิ่มอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ให้ยาวนานขึ้น โดยใช้วงจร push-pull converter ทำการอัดประจุโดยเรียกการทำงานของโครงการนี้ทั้งหมดว่า Switch mode Lead-Acid Battery Charger ด้วยประสิทธิภาพไม่น้อยกว่า 85 %

**Switch-mode Battery Charger**

Pachok Khempet

Sapol Sukdumrongpreecha

Kanyapak Jainan

Asst.Prof.Dr. Weerachet Khun-ngern

2010

**ABSTRACT**

Today, the consumption of energy has continuously increase then there are the effort to find other energy source. Solar energy is an alternative because it is easy to find, being clean power, save for environment and without any pollution. This project has applied solar cell to be the energy source to electric train by store at the sunlight for using later when doesn't have sunlight. In this project need 48 volts of pressure so it have to use four lead-acid batteries in 12 volts 60 Ah by connecting in series (for  $\geq 48$  volts.) with constant current and voltage of charging. IC uc3909 was used to control the charging status and increased the efficiency of batteries. Otherwise in this charging also used push-pull converter of this project has called Switch-mode Battery Charger with efficiency at least 85%

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	(I)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	(II)
สารบัญรูปภาพ	(V)
สารบัญตาราง	(VIII)
บทที่ 1 ความเป็นมาของโครงการ	
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่และหลักการพื้นฐานของเครื่องอัดประจุไฟฟ้า	
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่	3
2.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด	4
2.3 หลักการทำงานของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด	7
2.4 ขนาดโวลต์เตจของเซลล์แบตเตอรี่	11
2.5 การนำเซลล์แบตเตอรี่ไปใช้งาน	12
2.6 ค่าความจุของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด	13
2.7 การชาร์จแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด	14
2.8 ระดับโวลต์เตจในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด	14
2.9 ระดับโวลต์เตจกระทบกระเทือนต่ออายุของแบตเตอรี่	17
2.10 การชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด	17
2.11 ทฤษฎีและหลักการอัดประจุไฟฟ้าแบตเตอรี่	20
2.12 อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบแบตเตอรี่	22
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการการทำงานของแบตเตอรี่ชาร์จเจอร์	
3.1 เครื่องประจุไฟฟ้าแบตเตอรี่ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปมีอยู่ 3 แบบ คืด้วยกัน	25
3.2 Power Battery Charger แบบ Switching Mode Supply	26
3.3 วงจรกำลังของ Switchmode Battery Charger	27
3.4 ส่วนของวงจรฟลายแบคที่ใช้ภายในวงจร	29
3.5 วงจรควบคุม	31
บทที่ 4 หลักการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ภายในวงจร	
4.1 วงจรกำลัง	41
4.2 หลักการออกแบบและเลือกแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้	49
4.3 ค่าที่ต้องคำนวณเพื่อใช้ในการต่อร่วมกับไอซีเบอร์ UC3909	50

	หน้า
บทที่ 5 การทดสอบและผลการทดลอง	
5.1 ผลการทดสอบวงจร	52
5.2 ผลการทดลอง	56
บทที่ 6 สรุปผล วิเคราะห์ผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	
6.1 สรุปผลการทดลอง	72
6.2 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงเพิ่มเติมในอนาคต	74
6.3 วิเคราะห์โครงการที่จัดทำขึ้น	74
กิตติกรรมประกาศ	75
เอกสารอ้างอิง	76

## สารบัญรูปภาพ

หน้า

บทที่ 1.		
รูปที่ 1.1	ภาพรวมของโครงการทั้งหมด	1
บทที่ 2.		
รูปที่ 2.1	แสดงเซลล์แบตเตอรี่ชนิดสแตนด์บายแบบตะกั่ว-กรด	5
รูปที่ 2.2	แสดงชิ้นส่วนประกอบของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด	6
รูปที่ 2.3	แสดงเซลล์ของแบตเตอรี่ที่มีประจุเต็ม(Full Charge)	8
รูปที่ 2.4	แสดงเซลล์ของแบตเตอรี่ในขณะที่มีการชาร์จ	8
รูปที่ 2.5	แสดงความสัมพันธ์ของโวลต์เตจของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดระหว่างที่มีประจุเต็ม	9
รูปที่ 2.6	แสดงความสัมพันธ์ของโวลต์เตจในเซลล์แบตเตอรี่ในสถานะที่แบตเตอรี่ถูกดีสชาร์จจนหมดพลังงาน	9
รูปที่ 2.7	แสดงการดีสชาร์จของเซลล์แบตเตอรี่	10
รูปที่ 2.8	แสดงถึงเซลล์แบตเตอรี่ที่ถูกดีสชาร์จจนหมดพลังงาน	11
รูปที่ 2.9	แสดงการเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจในการชาร์จแบบกระแสคงที่	18
รูปที่ 2.10	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและเวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดแบบโวลต์เตจคงที่	19
รูปที่ 2.11	แสดงทิศทางการไหลของกระแสอัดประจุแบตเตอรี่	20
รูปที่ 2.12	แสดงรูปวงจรที่ความต้านทานต่ออนุกรมเพื่อจำกัดกระแส ( $R_s$ )	21
รูปที่ 2.13	แสดงตัวไฮโดรมิเตอร์และสเกลในตัวไฮโดรมิเตอร์	23
รูปที่ 2.14	อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบสภาพของแบตเตอรี่	24
บทที่ 3.		
รูปที่ 3.1	ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องอัดประจุแบบเชิงเส้น	25
รูปที่ 3.2	ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องอัดประจุแบบเฟสคอนโทรล	25
รูปที่ 3.3	ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องอัดประจุแบบ Switch-mode Power Supply	26
รูปที่ 3.4	Block Diagram ของโครงการในส่วนเครื่องอัดประจุชนิดสวิทช์โหมด	27
รูปที่ 3.5	วงจรกำลังที่ใช้ในวงจร (Push-Pull Converter)	28
รูปที่ 3.6	วงจรฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์	30
รูปที่ 3.7	วงจรเรกกูเลเตอร์ที่มีทรานซิสเตอร์ช่วยจ่ายกระแส	31
รูปที่ 3.8	วงจรเรกกูเลเตอร์	31
รูปที่ 3.9	ไดอะแกรมของ ไอซี UC3909 ที่คู่ร่วมกับอุปกรณ์ต่างๆ	33

	หน้า
รูปที่ 3.10 ลักษณะการทำงานของ ไอซีเบอร์ MC4066	35
รูปที่ 3.11 วงจรชุดควบคุมแรงดันคงที่	36
รูปที่ 3.12 วงจรชุดควบคุมกระแสคงที่	36
รูปที่ 3.13 ภาพรวมการเชื่อมต่อวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ	38
รูปที่ 3.14 State การทำงานของ ไอซีเบอร์ UC3909	39
รูปที่ 3.15 ภาพแสดงระดับแรงดันและกระแสในวัฏจักรการอัดประจุ	40
บทที่ 4.	
รูปที่ 4.1 วงจรกำลังที่ใช้โตรงงาน	41
รูปที่ 4.2 วงจรสับเบอร์ของฟลายแบค	42
รูปที่ 4.3 วงจรสับเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต	43
รูปที่ 4.4 ลักษณะของแกนเทอร์รอยด์	46
บทที่ 5.	
รูปที่ 5.1 การบอกตำแหน่งการจับสัญญาณในวงจรกำลัง	52
รูปที่ 5.2 สัญญาณ pulse ที่ได้จากการทำงานของ TL494 สามารถที่จะสร้าง สัญญาณ PWM 2 สัญญาณ	53
รูปที่ 5.3 สัญญาณ pulse ขณะที่ขั้วมอสเฟตของวงจร Push-Pull โดยไม่มีแรงดัน ขาเข้า ของวงจร Push-Pull	54
รูปที่ 5.4 สัญญาณที่วัดได้จากขา Drain และ ขา Source ของ power mosfet	54
รูปที่ 5.5 สัญญาณที่วัดได้จากทางด้าน Secondary ของหม้อแปลงความถี่สูง	55
รูปที่ 5.6 สัญญาณที่วัดได้หลังจากไดโอดที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับ เป็นกระแสตรงในวงจร Push-Pull Converter	55
รูปที่ 5.7 ระดับแรงดัน ไฟ output จากวงจร Push-Pull converter หลัง ผ่าน C กรอง ripple	56
รูปที่ 5.8 บล็อก ไดอะแกรมแสดงการทดสอบอัดประจุ ไฟฟ้าแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์	57
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงกระแสเข้าที่พุทในโหมด Bulk Charge	62
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงกระแสเข้าที่พุทในโหมด Over Charge	62
รูปที่ 5.11 กราฟแสดงกระแสเข้าที่พุทในโหมด Float Charge	63
รูปที่ 5.12 กราฟแสดงแรงดันเข้าที่พุทในโหมด Bulk Charge	63
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงแรงดันเข้าที่พุทในโหมด Over Charge	64
รูปที่ 5.14 กราฟแสดงแรงดันเข้าที่พุทในโหมด Float Charge	64
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงกำลัง ไฟฟ้าเข้าที่พุทในโหมด Bulk Charge	65

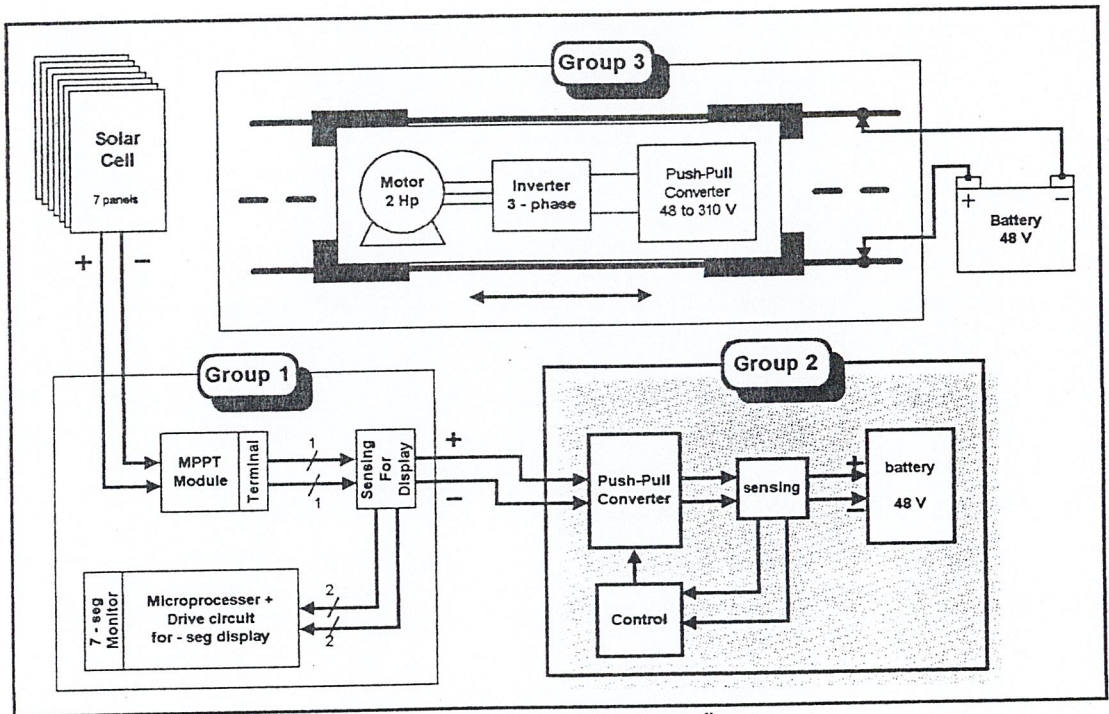
	หน้า
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าเอ้าท์พุทในโหมด Over Charge	65
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าเอ้าท์พุทในโหมด Float Charge	66
รูปที่ 5.18 กราฟแสดงกระแสประจุทุกช่วงเวลา	66
รูปที่ 5.19 กราฟแสดงแรงดันทุกช่วงเวลา	67
รูปที่ 5.20 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าทุกช่วงเวลา	67
รูปที่ 5.21 การต่อวงจรในขณะที่ทำการคายประจุแบตเตอรี่	68
รูปที่ 5.22 กราฟแรงดันของแบตเตอรี่ขณะทำการคายประจุ	70
รูปที่ 5.23 กราฟกระแสของแบตเตอรี่ขณะทำการคายประจุ	70
รูปที่ 5.24 กราฟกำลังงานของแบตเตอรี่ขณะทำการคายประจุ	71
บทที่ 6.	
รูปที่ 6.1 ระดับกระแสและแรงดันในการอัดประจุที่สถานะต่างๆ	73

## สารบัญตาราง

	หน้า
บทที่ 2.	
ตารางที่ 2.1 ขนาดของเซลล์แบตเตอรี่และขนาดของโวลต์เตจ	12
ตารางที่ 2.2 ระดับโวลต์เตจในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด	15
บทที่ 3.	
ตารางที่ 3.1 แสดง Logic ที่บอกถึงสถานะการชาร์จของ ไอซีเบอร์ UC3909	32
ตาราง 3.2 การทำงานของ ไอซีเบอร์ 74LS139	34
บทที่ 5.	
ตารางที่ 5.1 แสดงระดับแรงดันในการ charge ในสถานะต่าง ๆ	52
ตารางที่ 5.2 อธิบายรูปสัญญาณที่ได้จากการตรวจจับในตำแหน่งต่างๆ	53
ตารางที่ 5.3 ตารางการอัคประจุไฟฟ้าแบตเตอรี่ 48 โวลต์	60
ตารางที่ 5.4 อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกราฟกับสถานะต่างๆ ของการอัคประจุ	61
ตารางที่ 5.5 ข้อมูลการคายประจุของแบตเตอรี่	69

# บทที่ 1

## ความเป็นมาของโครงการ



รูปที่ 1.1 ภาพรวมของโครงการทั้งหมด

ในโครงการรวมดังรูปข้างบนนี้สามารถแบ่งได้เป็นส่วนย่อย ๆ 3 ส่วนด้วยกัน คือกลุ่มที่หนึ่ง (Group 1) จะรับพลังงานมาจากแผงโซลาร์เซลล์ผ่านวงจร MPPT เพื่อให้ได้พลังงานสูงสุด และแสดงผลของกำลังงาน, กระแส, แรงดันที่ได้โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่วนที่สอง (Group 2) Battery charger จะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากกลุ่มที่ 1 ไปยกระดับแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อนำไปประจุแบตเตอรี่ขนาด 12 V. จำนวน 4 ลูก และควบคุมให้ไฟที่อัดเข้าไปในแบตเตอรี่เป็นไปอย่างถูกต้อง และกลุ่มที่สาม (Group 3) ส่วนของตัวตรวจวัดไฟจะนำไฟจากแบตเตอรี่ไปจ่ายให้แก่มอเตอร์ โดยผ่านวงจรยกระดับแรงดันกระแสตรงและ inverter ไปจ่ายยังมอเตอร์เพื่อขับเครื่องจักรไฟฟ้า

## วัตถุประสงค์และขอบเขตของการทำงาน

### วัตถุประสงค์

- จัดเก็บพลังงานที่ได้จาก Solar Cell เพื่อเก็บไว้ในแบตเตอรี่
- รักษาอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ให้นานยิ่งขึ้น
- สามารถนำความรู้ที่ได้ศึกษามาประยุกต์ใช้ในการทำโครงการ
- ฝึกฝนในเรื่องของการทำงานเป็นกลุ่ม

### เป้าหมาย

- เพื่อจัดเก็บพลังงานที่ได้จาก Solar Cell โดยคำนึงถึงหลักการสมดุลพลังงาน และอายุการใช้งานของแบตเตอรี่

### ระบบของโครงการเครื่องอัดประจุชนิดสวิทช์โหมด

- ในการจัดทำโครงการชิ้นนี้ทางผู้จัดทำได้เลือกใช้แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด โดยมีพิกัดแรงดันที่ 12 โวลท์ขนาด 60 Ah จำนวน 4 ลูกต่ออนุกรมกันโดยรวมพิกัดแรงดัน 48 โวลท์
  - ในการจัดทำโครงการครั้งนี้เราคาดหวังว่าประสิทธิภาพรวมของโครงการนี้ประมาณ 85 % และในส่วนของวงจรควบคุมเกี่ยวกับการตรวจจับสัญญาณกระแสและแรงดันเราคาดหวังว่าวงจรที่จัดทำขึ้นจะสามารถที่จะทำงานได้ตามเงื่อนไขที่ตั้งไว้คือสามารถที่จะเลือกสภาวะการอัดประจุแบตเตอรี่ได้ตามความเหมาะสม
- โดยที่จะกล่าวต่อไปนี้นั้น เป็นส่วนของเครื่องอัดประจุ (Battery charger) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

## บทที่ 2

### ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่และหลักการพื้นฐานของเครื่องอัดประจุไฟฟ้า

#### 2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งทางด้านไฟฟ้าทำหน้าที่ในการเปลี่ยนพลังงานเคมีให้เป็นพลังงานไฟฟ้า จ่ายออกมาให้เครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ แบตเตอรี่บางชนิดสามารถอัดไฟเข้าไปเพื่อเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานเคมี แล้วค่อย ๆ ปลดปล่อยพลังงานออกมาให้เครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ

##### 2.1.1 โครงสร้างของแบตเตอรี่

เซลล์ของแบตเตอรี่ประกอบด้วยแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบ และสารละลายที่เป็นของเหลวหรือวุ้น ซึ่งเรียกว่า “อิเล็กโทรไลต์” เซลล์อาจมีการปิดสนิท หรือมีช่องให้สารระเหยได้ แผ่นธาตุบวกและแผ่นลบจะวางอยู่คู่กันในเซลล์แบตเตอรี่ทุก ๆ หนึ่ง ๆ อาจมีแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบหลาย ๆ ชุด วางขนานกันเป็นคู่ ๆ เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าที่จ่ายออกมาสูงขึ้น โดยปริมาณขนาดกระแสไฟฟ้าที่ได้จากแบตเตอรี่จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ของแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบ ระยะห่างระหว่างแผ่น ค่าความเข้มข้นของสารละลาย ความจุของแบตเตอรี่มักวัดเป็นแอมแปร์-ชั่วโมง (Ampere-hour, Ah) การวัดความจุโดยให้เวลาคงที่ แล้ววัดกระแสไฟฟ้าที่จ่ายออกมาในช่วงเวลาดังกล่าว

##### 2.1.2 ประเภทของแบตเตอรี่

วัสดุที่นำมาทำแผ่นธาตุบวก (แผ่น Anode) มีหลายชนิด เช่น ตะกั่ว แคดเมียม แมกนีเซียม และสังกะสี ซึ่งเป็นสารที่ปล่อยอิเล็กตรอนได้ง่าย ส่วนแผ่นธาตุลบ (แผ่น Cathode) อาจทำด้วยตะกั่วออกไซด์ นิกเกิล พรอท และเงิน ซึ่งจะรับอิเล็กตรอนได้ง่าย จากคุณสมบัติที่ใช้วัสดุต่างกัน เราจึงแบ่งแบตเตอรี่ออกเป็น 2 ประเภท คือ

1. แบตเตอรี่แบบปฐมภูมิ เป็นแบตเตอรี่ที่ใช้งานได้ครั้งเดียว เมื่อจ่ายไฟหมดแล้วต้องทิ้งไปไม่สามารถอัดไฟกลับเข้าไปใช้งานได้อีก เช่น แบตเตอรี่ที่ทำจาก สังกะสี-คาร์บอน พรอท และลิเทียม
2. แบตเตอรี่แบบทุติยภูมิ เป็นแบตเตอรี่ที่เมื่อใช้ไฟหมดสามารถนำกลับมาอัดประจุใช้ใหม่ได้ เช่น แบตเตอรี่ที่ทำจากตะกั่ว-กรด, นิกเกิล-แคดเมียม ซึ่งมีราคาแพง และอีกชนิดคือ แบบเงิน-สังกะสีราคาแพงมากแต่ใช้ไฟมากที่สุด

## 2.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด

แบตเตอรี่ที่นำมาใช้งานในโครงการนี้เป็นแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด ซึ่งเราจะกล่าวถึงแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด แบบต่างๆ อย่างคร่าวๆ ดังนี้

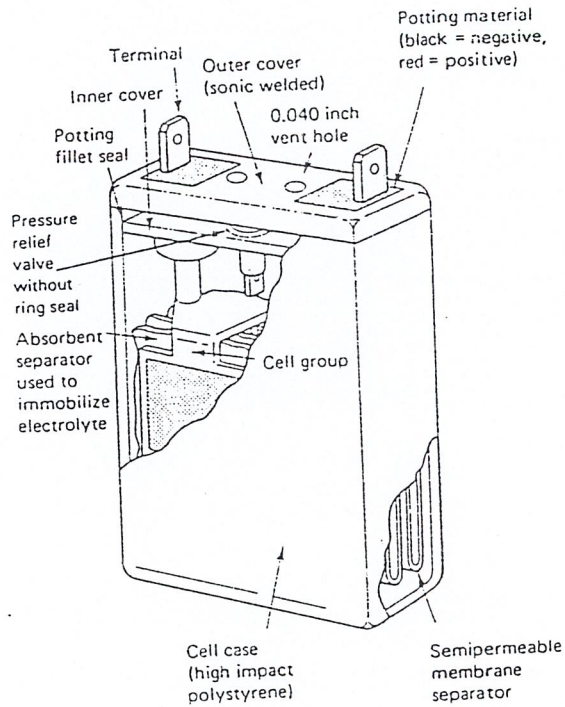
### การแบ่งชนิดของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด (Lead-Acid) สามารถที่จะแบ่งตามลักษณะการใช้งาน อายุของแบตเตอรี่ตลอดจนค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ออกเป็น 2 ชนิดคือ

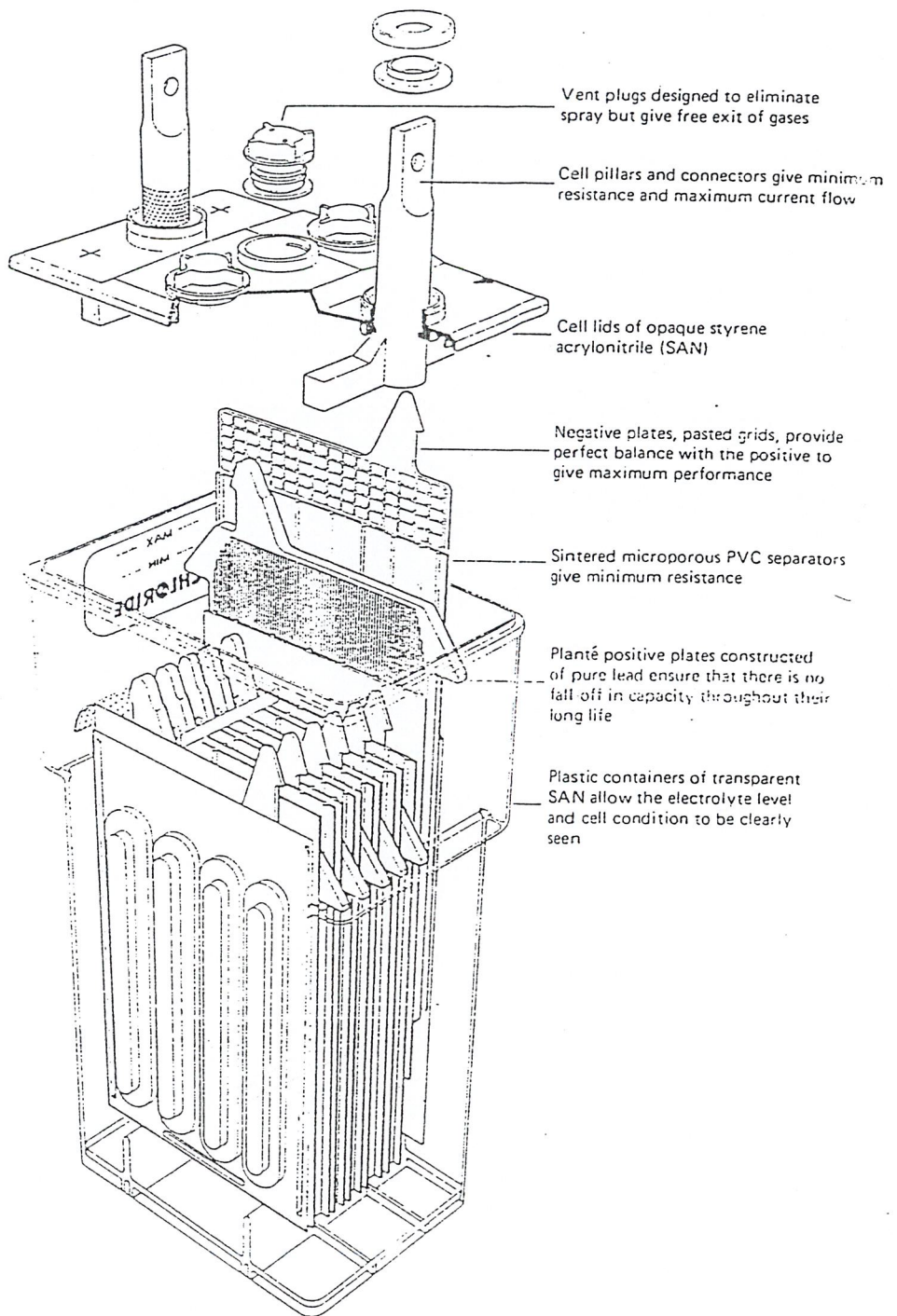
2.2.1 แบตเตอรี่แบบเพาเวอร์ดี (Power-D) ซึ่งแบตเตอรี่ชนิดนี้เป็นแบบที่ผลิตเองภายในประเทศเป็นส่วนมากเช่น ขององค์กรแบตเตอรี่ กระจกรวงกลาโหม เป็นต้น แบตเตอรี่ประเภทนี้เราเรียกกันว่า 1 ชุคหรือ 1 หม้อ ภายในของแบตเตอรี่ 1 หม้อจะประกอบไปด้วยช่องของกรู๊ปเซลล์แบตเตอรี่ ซึ่งมีขนาดต่างๆ ดังนี้คือ ขนาด 3 ช่องและขนาด 6 ช่อง ใน 1 ช่องแบตเตอรี่ชนิดนี้ประกอบด้วยกรู๊ปของแผ่นเพลท บวกและกรู๊ปของแผ่นเพลทลบ บรรจุลงในช่องเซลล์และในหนึ่งช่องเซลล์มีแรงเคลื่อนเท่ากับ 2 โวลต์ ดังนั้น 3 ช่องเซลล์ และ 6 ช่องเซลล์มีค่าแรงเคลื่อนเท่ากับ 6 และ 12 โวลต์ ตามลำดับ การบรรจุเซลล์ลงในชุดของแบตเตอรี่ทำได้โดยการนำเอากรู๊ปของเซลล์มาวางลงในหม้อเซลล์ แล้วนำกรู๊ปของเซลล์มาต่อกันในแบบอนุกรม (Series) กันแล้วเทยางมะตอยดีค้ำปิดด้านบน แต่จะมีขั้วบวกของเซลล์แรก และขั้วลบของเซลล์สุดท้ายโผล่ออกมาเพื่อเป็นจุดต่อนำเอาพลังงานของแบตเตอรี่นี้ไปใช้งาน ส่วนน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ที่ใช้เป็นค่าความถ่วงจำเพาะที่สูงมากหรือที่เราเรียกว่าเข้มข้นมาก แบตเตอรี่ชนิดนี้นิยมใช้กันเป็นส่วนมากในระบบที่ต้องการใช้กระแสสูงๆ ในระยะเวลาอันสั้นเช่น ในงานสตาร์ทเครื่องยนต์ในรถยนต์ เป็นต้น แบตเตอรี่ชนิดนี้มีอายุการใช้งานอยู่ระหว่าง 2-3 ปีเท่านั้น ทั้งนี้เพราะแบตเตอรี่ประเภทนี้ใช้น้ำยาอิเล็กโทรไลต์ที่เข้มข้นมาก ตลอดจนวัสดุที่นำมาทำแผ่นเพลท เป็นวัสดุที่ไม่ดีเท่าที่ควรดังนั้นเราจึงสรุปได้ว่าแบตเตอรี่ชนิดนี้ไม่เหมาะสมที่จะเป็นแหล่งจ่ายพลังงานที่มาตรฐาน เช่น ในระบบควบคุมกลไกต่าง ๆ และในระบบสื่อสาร เป็นต้น

2.2.2 แบตเตอรี่ชนิดสเตชันนารีแบตเตอรี่ (Stationary Battery) เป็นแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดเหมือนชนิดที่ 1 ทั้งสูตรของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์แต่แบตเตอรี่แบบนี้ใช้ค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ระหว่าง 1.200 เท่านั้น แบตเตอรี่ชนิดนี้ภายในหนึ่งชุดประกอบด้วยกรู๊ปของแผ่นเพลทบวกและลบ ที่บรรจุอยู่ในกล่องใส่เซลล์เมื่อประกอบกันแล้วเราเรียกว่า 1 เซลล์โดยในหนึ่งเซลล์มีค่าแรงเคลื่อนเท่ากับ 2 โวลต์ แบตเตอรี่ชนิดนี้มีอายุการใช้งานยาวนานมาก อยู่ระหว่าง 15-20 ปี ดังนั้นแบตเตอรี่ชนิดนี้จึงเหมาะที่จะใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานที่มาตรฐาน ทั้งในระบบควบคุมห้องกลไกและระบบสื่อสาร ดังนั้นแบตเตอรี่ชนิดที่ 2 นี้มีการใช้งานกันมากในการไฟฟ้าฝ่ายผลิตเพื่อที่

จะทำให้แบตเตอรี่ชนิดนี้มีอายุการใช้งานอย่างยาวนานและคุ้มค่าต่อราคาของแบตเตอรี่เนื่องจากมีราคาแพงมาก ถ้าหากผู้ใช้งานมีการบำรุงรักษาไม่ถูกต้องตามหลักการ จะทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ลดลง ในที่นี้ขอกล่าวเฉพาะแบตเตอรี่ชนิดสแตนด์นารีแบตเตอรี่เท่านั้น



รูปที่ 2.1 แสดงเซลล์แบตเตอรี่ชนิดสแตนด์นารีแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด

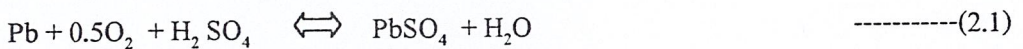


รูปที่ 2.2 แสดงชิ้นส่วนประกอบของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

## 2.3 หลักการทำงานของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

จากรูปที่ 2.1 และ 2.2 เป็นโครงสร้างของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด ชนิดตะกั่วกรดแบบธรรมดาแล้ว ต่อไปจากนี้เราจะได้ทำความเข้าใจในการทำงานของแบตเตอรี่ในทางเคมีในการทำปฏิกิริยาทางเคมีจนเกิดพลังงานนำไปใช้งาน เพื่อเป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์ปัญหาต่าง ๆ อันเกิดขึ้นกับแบตเตอรี่ตลอดจนเวลาที่แบตเตอรี่ใช้งานอยู่ ได้อย่างถูกต้องต่อไป

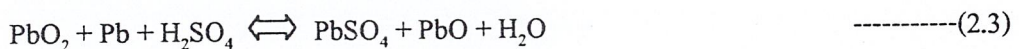
การเกิดพลังงานของแบตเตอรี่ในทางเคมีจนเกิดกระแสไฟฟ้าขึ้น เกิดจากการทำปฏิกิริยาระหว่างวัสดุ (Active Material) หรือที่เราเรียกกันว่า น้ำยาอิเล็กโทรไลต์ เมื่อจุ่มแผ่นเพลทลงในน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ จะเกิดการแยกตัวหรือแตกตัว ทำให้เกิดเป็นไอออนบวกและลบขึ้นภายในเซลล์ ไอออนนี้จากวัสดุแผ่นหนึ่ง ไปยังวัสดุอีกแผ่นหนึ่งโดยใช้น้ำยาอิเล็กโทรไลต์เป็นตัวกลางในขณะที่แบตเตอรี่ถูกคิซาร์จหรือที่เราเรียกว่าแบตเตอรี่คายประจุ ไอออนลบจะวิ่งจากแผ่นเพลทลบไปยังแผ่นเพลทบวก คังขบวนการปฏิกิริยาทางเคมีดังต่อไปนี้



ในขั้นตอนสุดท้ายของการประจุจะเกิดออกซิเจนที่ขั้วบวก



ออกซิเจน จะถูกดูดซับที่ขั้วลบ ซึ่งจะเกิดปฏิกิริยาดังนี้



ปฏิกิริยาการเกิดก๊าซและการดูดซับก๊าซ อธิบายโดยสมการ

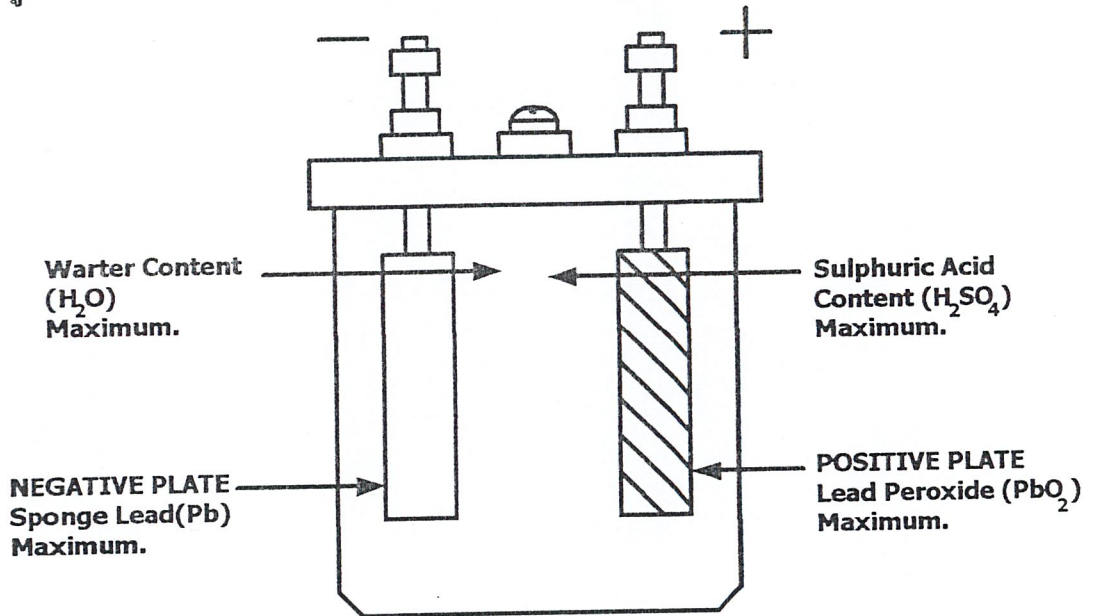


ออกซิเจนที่เกิดจากขั้วบวกจะถูกขั้วลบดูดซับแล้วเกิดปฏิกิริยาแต่ก๊าซออกซิเจน บางส่วนจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นจนความดันสูง แบตเตอรี่จะมีช่องระบายความดันก๊าซนี้เรียกว่า วาล์วระบายก๊าซ (Safety Valve) สำหรับก๊าซไฮโดรเจนก็เกิดขึ้นเช่นกัน เมื่อมีการอัดประจุเกินพิกัดที่ขั้วลบ

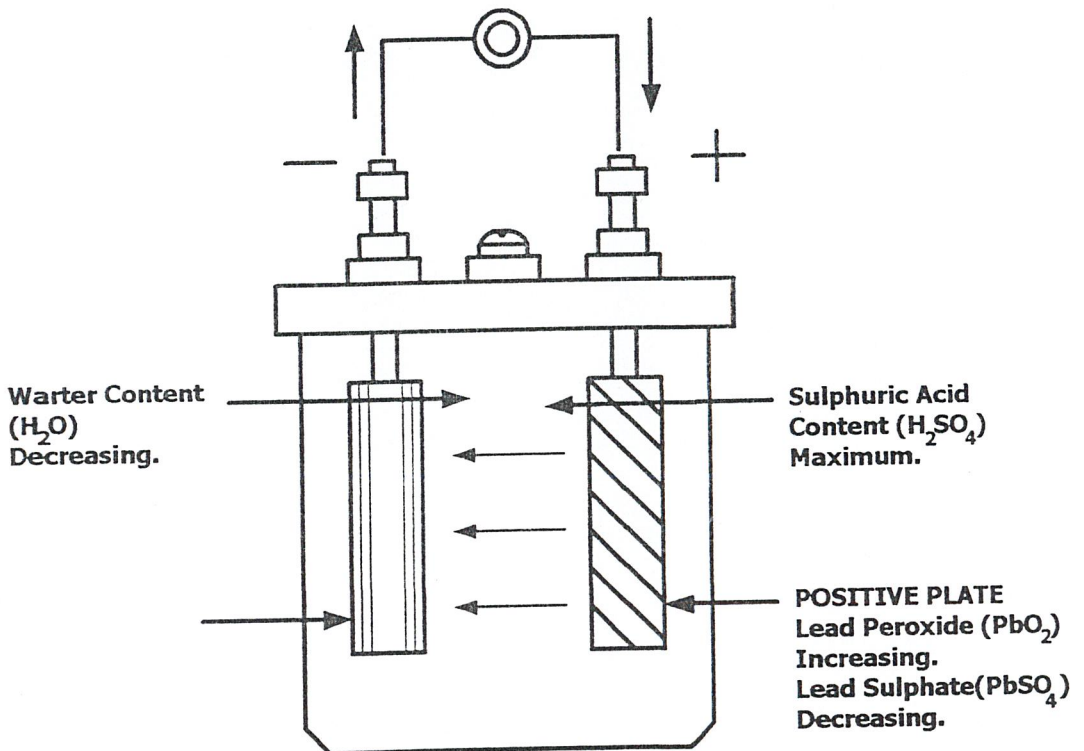


จากสมการ 2.3 แสดงการทำงานในทางเคมีของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด ในขณะที่แผ่นเพลทจุ่มอยู่ในน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ในลักษณะที่มีประจุเต็ม จากปรากฏการณ์ทางเคมีจะทำให้แผ่นเพลทแผ่นบวกเป็นลิคเปอร์ออกไซด์ (Lead per Oxide) หรือ  $\text{PbO}_2$  และแผ่นเพลทลบเป็นสปองลีด (Spong Lead) หรือ  $\text{Pb}$  จะทำให้ปริมาณเนื้อกรภายในเซลล์ของแบตเตอรี่หลุดออกมา รวมตัวกับน้ำซึ่งจะทำให้สภาพของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ภายในเซลล์ของแบตเตอรี่นี้มีเนื้อกรมากที่สุด จากปรากฏการณ์ที่กล่าวมานี้จึงสรุปได้ว่าขณะที่แบตเตอรี่มีประจุเต็ม ค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ภายในเซลล์จะมีค่าสูงสุด

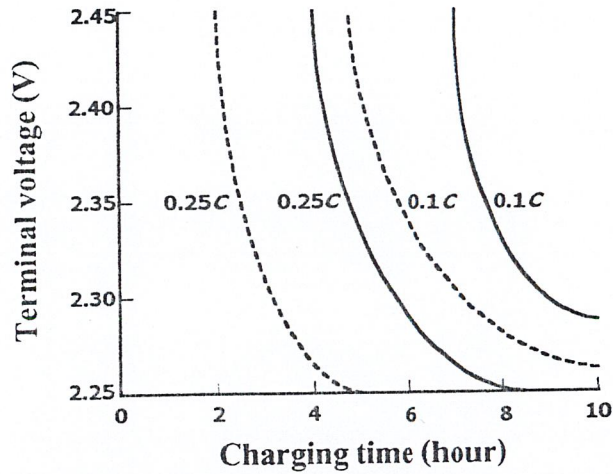
การที่จะทำให้แบตเตอรี่มีสภาพประจุเต็มตลอดเวลา ทำได้โดยการให้แบตเตอรี่ได้รับแรงดันหรือการชาร์จ โดยให้มีการไหลของกระแสภายในวงจรแบตเตอรี่จากแผ่นเพลทบวกไปยังแผ่นเพลทลบ อยู่ตลอดเวลา ในลักษณะนี้เราเรียกกันทั่วไปว่า การอัดประจุแบตเตอรี่ด้วยเครื่องชาร์จ



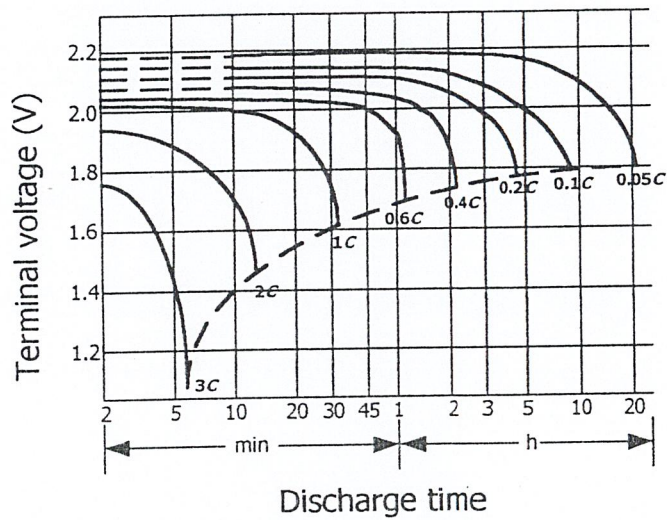
รูปที่ 2.3 แสดงเซลล์ของแบตเตอรี่ที่มีประจุเต็ม(Full Charge)



รูปที่ 2.4 แสดงเซลล์ของแบตเตอรี่ในขณะที่มีการชาร์จ

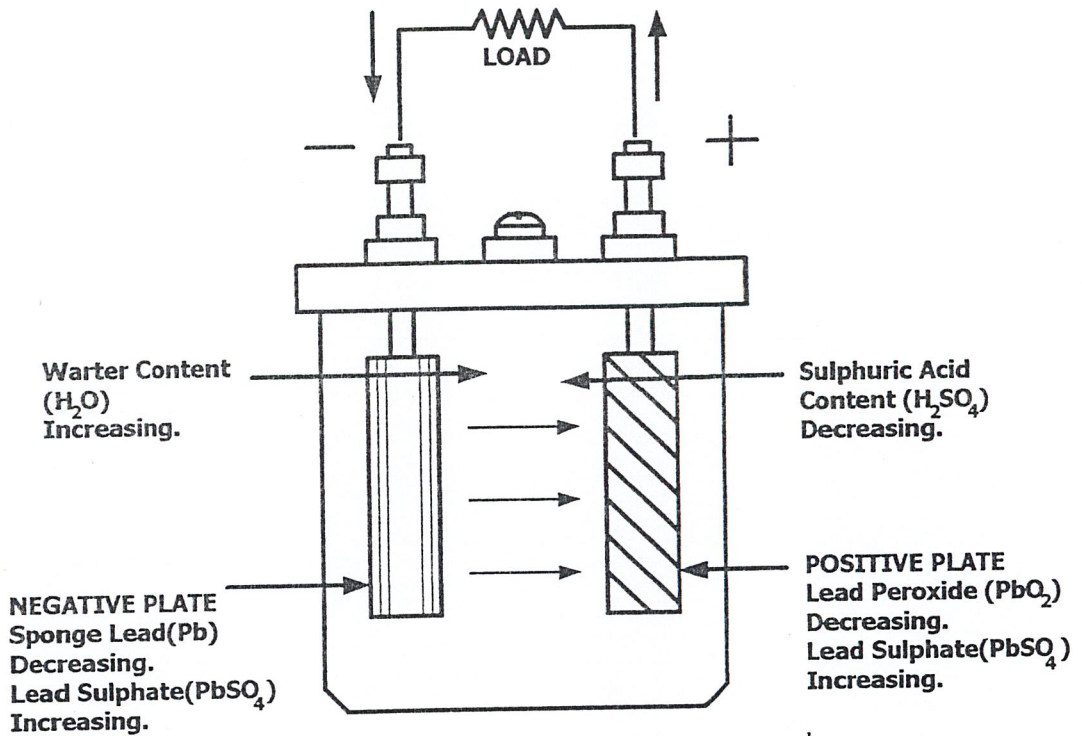


รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ของโวลต์ที่เตจของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดระหว่างที่มีประจุเต็ม



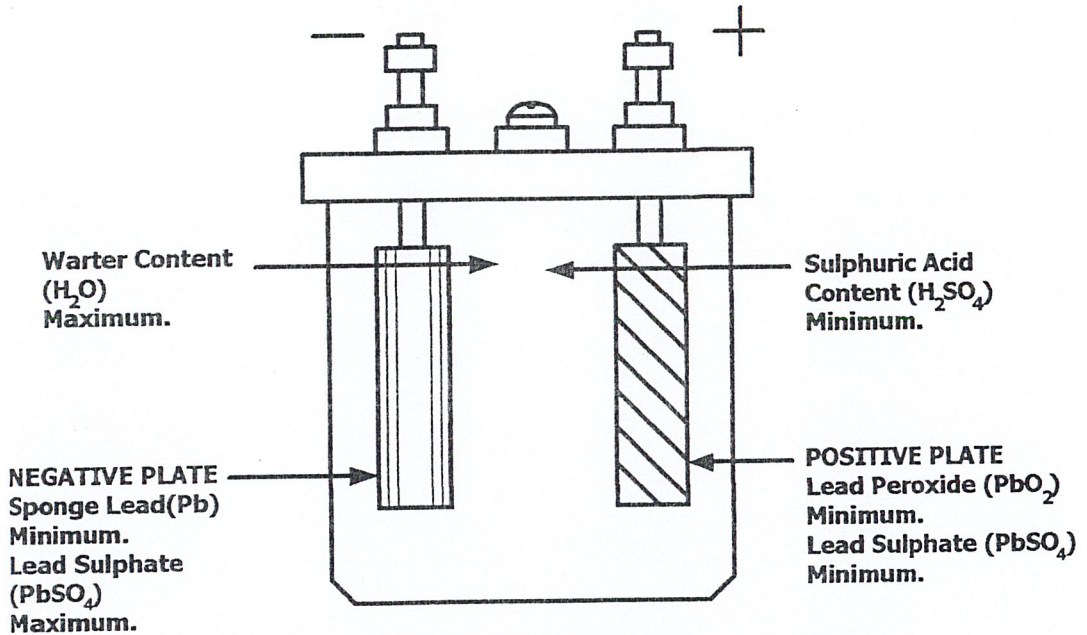
รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ของโวลต์ที่เตจในเซลล์แบตเตอรี่ในสถานะที่แบตเตอรี่ ถูกดิสชาร์จจนหมดพลังงาน

ในขณะที่เราทำการชาร์จแบตเตอรี่จะมีกระแสไหลในวงจรแบตเตอรี่ ทำให้เกิดปรากฏการณ์ขึ้นที่เรียกว่า Electrolysis นั่นคือ น้ำที่เป็นส่วนผสมของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ถูกแยกออกเป็นแก๊สไฮโดรเจนและแก๊สออกซิเจน โดยจะระเหยออกมาทางช่องระบายอากาศออกสู่ภายนอกเซลล์ การระเหยของแก๊สทั้งสองนี้ ทำให้เกิดการสูญเสียน้ำภายในเซลล์ ซึ่งส่งผลทำให้เราต้องมีการเติมน้ำกลั่นลงในช่องเซลล์ในระหว่างที่แบตเตอรี่ใช้งานอยู่



รูปที่ 2.7 แสดงการดิสรจของเซลล์แบตเตอรี่

จากรูปที่ 2.7 แสดงถึงเซลล์แบตเตอรี่ที่ถูกดิสรจหรือการที่ทำให้เกิดกระแสไหลในวงจร แบตเตอรี่ไหลจากแผ่นเพลทบวก ซึ่งจะทำให้ น้ำยาอิเล็กโทรไลต์แตกตัวออกไปเป็นไฮโดรเจนและซัลเฟต (Sulphate) หรือ ( $\text{SO}_4$ ) ไฮโดรเจนที่แตกตัวออกมานี้จะไปทำปฏิกิริยากับแผ่นเพลททั้งสองทำให้เกิดน้ำ ( $\text{H}_2\text{O}$ ) ส่วนซัลเฟตจะไปทำปฏิกิริยากับแผ่นเพลททั้งสองเช่นกัน ทำให้แผ่นเพลทกลายเป็นลีดซัลเฟต (Lead Sulphate) หรือ ( $\text{PbSO}_4$ ) และแผ่นเพลทบวกเป็นลีดซัลเฟตเช่นกัน หรือนั่นคือมีซัลเฟตเกาะจับที่แผ่นเพลททั้งสอง ปริมาณซัลเฟตนี้ จะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ เป็นลำดับตราบเท่าที่แบตเตอรี่มีการดิสรจอยู่ การดิสรจแบตเตอรี่จะไม่เกิดผลเสียก็ต่อเมื่อซัลเฟตที่เกาะจับแผ่นเพลทลบ และบวกมีปริมาณเท่ากัน นั่นคือการทำปฏิกิริยาระหว่างแผ่นเพลทกับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์จะหยุดทันทีในสถานะเช่นนี้ น้ำยาอิเล็กโทรไลต์จะมีสภาพเป็นน้ำ ในขณะที่เราทำการชาร์จแบตเตอรี่อยู่นั้น จะพบว่าโวลต์เตจภายในเซลล์แบตเตอรี่จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ในขณะเดียวกันค่าความถ่วงจำเพาะของแบตเตอรี่จะลดลงมาเช่นกัน ดังนั้นเราจึงพอที่จะสรุปได้ว่าขณะที่แบตเตอรี่ถูกดิสรจจนหมดตัว (Full Discharge) ค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์จะมีค่าต่ำสุดหรือมีสภาพกลายเป็นน้ำนั่นเอง



รูปที่ 2.8 แสดงถึงเซลล์แบตเตอรี่ที่ถูกคิสร่างจนหมดพลังงาน

ในการคิสร่างเซลล์แบตเตอรี่ในแต่ละครั้งจงพยายามอย่าให้โวลต์เตจตกคร่อมภายในเซลล์แบตเตอรี่โดยค่าเฉลี่ยแล้วต่ำกว่า 1.75 โวลต์ต่อเซลล์ ทั้งนี้เพราะจะทำให้ซัลเฟตที่เกาะจับแผ่นเพลทมีปริมาณซึ่งจะทำให้เป็นการยุ่งยาก ในเวลาที่เราจะทำการชาร์จ หรือใช้เวลาในการชาร์จนานนั่นเอง และอีกประการหนึ่งถ้าการคิสร่างแบตเตอรี่ต่ำกว่า 1.75 โวลต์ต่อเซลล์บ่อยครั้งจะส่งผลทำให้อายุการทำงานของแบตเตอรี่ลดลง

#### 2.4 ขนาดโวลต์เตจของเซลล์แบตเตอรี่

ขนาดโวลต์เตจสำหรับเซลล์แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดที่มาตรฐาน ไม่ว่าจะ เป็นบริษัทใด ๆ สร้างก็ตามจะมีค่าแรงเคลื่อนทางไฟฟ้าหรือโวลต์เตจปกติเท่ากับ 2 โวลต์ต่อเซลล์ เมื่อวงจรปิด

เราจะเห็นว่าโวลต์เตจขนาด 2 โวลต์นับว่าเป็นขนาดโวลต์เตจที่น้อยมาก ไม่เพียงพอที่จะนำไปใช้งานได้ ดังนั้นการที่เราจะนำแบตเตอรี่ไปใช้งานทำได้โดยการนำเอาแบตเตอรี่หลาย ๆ เซลล์มาต่อกันในลักษณะอนุกรม (Series) โดยการต่อแบบขั้วบวกของเซลล์ที่ 1 ต่อกับขั้วลบของเซลล์ที่ 2 และต่อกันในลักษณะเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนมีขนาดของโวลต์เตจเพียงพอกับความต้องการผลสุดท้ายจะเหลือขั้วบวกของเซลล์ที่ 1 และขั้วลบของเซลล์สุดท้าย ขั้วทั้งสองที่กล่าวมานี้เป็นจุดต่อที่จะนำเอาพลังงานไปใช้งาน ขนาดของเซลล์และปริมาณของโวลต์เตจให้ดูจากตารางข้างล่าง

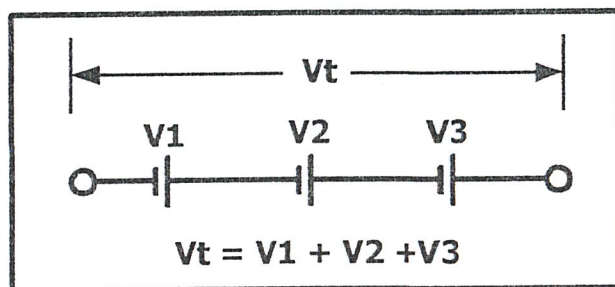
จำนวนเซลล์	ขนาดของโวลต์เตจ (Volts)
3	6
6	12
12	24
24	48
30	60
60	120
120	240

ตารางที่ 2.1 ขนาดของเซลล์แบตเตอรี่และขนาดของโวลต์เตจ

## 2.5 การนำเซลล์แบตเตอรี่ไปใช้งาน

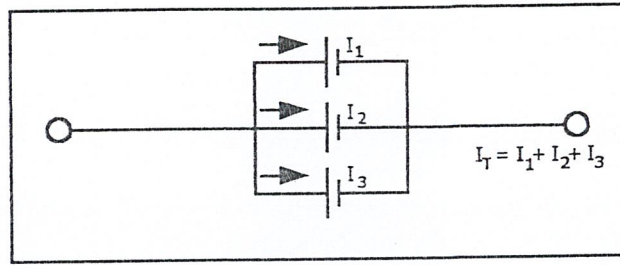
เซลล์แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด ไม่ว่าจะ เป็นบริษัทใด ๆ ผลิตรุ่นก็ตาม มีค่าแรงดันเท่ากับ 2 โวลต์ต่อเซลล์ ดังนั้นการนำเอาเซลล์แบตเตอรี่ไปใช้งานทำได้ดังนี้

1. ในกรณีที่เราต้องการเพิ่มค่าโวลต์เตจทางไฟฟ้าให้สูงขึ้นทำได้โดยการนำเอาเซลล์แบตเตอรี่หลาย ๆ เซลล์มาต่อกันในลักษณะอนุกรม ค่าโวลต์เตจทางไฟฟ้าที่ได้คือผลรวมของแรงดันหรือโวลต์เตจของทุก ๆ เซลล์รวมกัน ในการต่อแบบนี้จะใช้ขั้วบวกของเซลล์ที่ 1 ต่อเข้ากับขั้วลบของเซลล์ที่ 2 ต่อกันไปเรื่อย ๆ จนได้โวลต์เตจเพียงพอ กับความต้องการ ผลสุดท้ายจะเหลือขั้วลบของเซลล์ที่ 1 และขั้วบวกของเซลล์สุดท้าย ขั้วทั้งสองนี้เป็นจุดต่อที่จะนำเอาพลังงานของแบตเตอรี่ไปใช้งาน



รูปที่ 2.8ก

2. ในกรณีที่ต้องการค่ากระแสไฟฟ้าสูง ๆ ทำโดยการนำเอาเซลล์แบตเตอรี่หลาย ๆ เซลล์มาต่อกันในลักษณะขนานกัน ค่าของกระแสรวมที่ได้คือ ค่ารวมของกระแสในแต่ละเซลล์รวมกัน

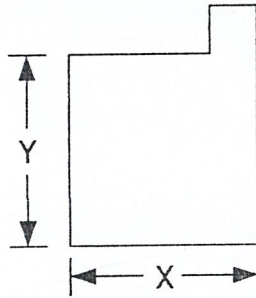


รูปที่ 2.8ข

## 2.6 ค่าความจุของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด

ค่าความจุของแบตเตอรี่หรือ Capacity หมายถึง อัตราการจ่ายกระแสสูงสุดจนแบตเตอรี่ไม่สามารถที่จะจ่ายกระแสได้อีกต่อไป ค่าความจุของแบตเตอรี่มีหน่วยเป็น แอมแปร์ต่อชั่วโมง (Ampere per Hours ; AH) ค่าความจุของแบตเตอรี่ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่าง ๆ ดังนี้

1. ปริมาณของแผ่นเพลท หรือความกว้างและยาวของแผ่นเพลท โดยเฉพาะแผ่นเพลทซึ่งมีความกว้างและยาวมากค่าความจุของแบตเตอรี่จะยิ่งสูงมาก



รูปที่ 2.8ค

X: ความกว้างของแผ่นเพลท

Y: ความยาวของแผ่นเพลท

2. จำนวนของแผ่นเพลท ที่นำมารวมกันเป็นเพลทกรู๊ปของเซลล์แบตเตอรี่ เช่น แบตเตอรี่ที่มีแผ่นเพลททบและลบบรรวมกันเท่ากับ 15 แผ่น แต่จำนวนแผ่นเพลทลบบจะมีค่ามากกว่าแผ่นเพลททบอยู่หนึ่งแผ่นเสมอดังนั้นเมื่อแยกกรู๊ปของแผ่นเพลททั้งสองจะได้จำนวนของแผ่นเพลทลบบเท่ากับ 8 แผ่นและแผ่นเพลททบเท่ากับ 7 แผ่น
3. น้ำหนักของตะกั่วกรด ที่นำมาทำแผ่นเพลท ฉะนั้นแผ่นเพลทของแบตเตอรี่ยิ่งมีน้ำหนักมากแสดงว่าปริมาณเนื้อตะกั่วกรดที่นำมาทำแผ่นเพลทมาก ฉะนั้นน้ำหนักแผ่นเพลทยิ่งมาก ค่าความจุของแบตเตอรี่ยิ่งสูง

## 2.7 การชาร์จแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด

การชาร์จแบตเตอรี่ คือ การนำไฟฟ้ากระแสตรงจากแหล่งจ่ายภายนอกมาประจุให้แบตเตอรี่เพื่อที่จะเปลี่ยนพลังงานทางไฟฟ้ามาเป็นพลังงานทางเคมี กระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้าไปนี้จะขับเคลื่อนกรดในแผ่นเพลททั้งลบและบวกให้หลุดออกมา ซึ่งส่งผลทำให้แผ่นเพลททั้งสองมีสภาพความเป็นโลหะที่แตกต่างกัน กรดที่ถูกลบออกมานี้จะกลับ ไปรวมตัวกับน้ำ ทำให้สภาพของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ของแบตเตอรี่มีความพร้อมที่จะจ่ายพลังงานออกมาในเวลาที่เราต้องการใช้งาน

ระบบการชาร์จแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด โดยทั่วไปเราจะใช้การชาร์จแบบ โวลต์ที่คงที่ การชาร์จแบบนี้คือการทำให้โวลต์ที่คงหรือแรงดันของเครื่องชาร์จคงที่อยู่ตลอดเวลาที่ทำการชาร์จ ส่วนปริมาณของกระแสในการชาร์จเข้าวงจรแบตเตอรี่ จะเริ่มต้นจากปริมาณกระแสสูงสุดในช่วงแรกของการชาร์จและเริ่มลดลงเรื่อยๆ จนแบตเตอรี่เต็ม

## 2.8 ระดับโวลต์ที่คงในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

ระดับโวลต์ที่คงในการชาร์จแบตเตอรี่กรดโดยทั่ว ๆ ไปจะแบ่งออกเป็น 2 ระดับคือ

1. ระดับโวลต์ที่คงปกติ (Float Charge)
2. ระดับโวลต์ที่คงรุนแรง (Equalize Charge)

2.8.1 ระดับโวลต์ที่คงปกติ (Float Charge) คือ การชาร์จระดับนี้นับว่ามีความสำคัญอย่างมากต่ออายุของแบตเตอรี่ เช่น ถ้าเราใช้โวลต์ที่คงในการชาร์จสูงเกินไป จะไม่เป็นผลดีกับแบตเตอรี่ เพราะจะทำให้แผ่นเพลทของแบตเตอรี่โป่งบวมและคองอในภายหลังตลอดจนการเกิดตะกอนร่วนหล่นที่ก้นเซลล์จะมีปริมาณมากกว่าปกติ จนเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้แบตเตอรี่เสียเร็วกว่าที่ควรจะเป็นในทำนองเดียวกันถ้าเราตั้งระดับโวลต์ที่คงในการชาร์จต่ำกว่าที่กำหนด จะทำให้แบตเตอรี่ได้รับโวลต์ที่คงในการชาร์จ ไม่เพียงพอ ไม่สามารถที่จะชดเชยกระแสที่สูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ของแบตเตอรี่ กระแสสูญเสียนี้เราเรียกว่า Self Discharge และ Local Action ดังนั้นถ้าเราปล่อยให้แบตเตอรี่ได้รับโวลต์ที่คงในระดับนี้นาน ๆ จะทำให้แผ่นเพลททั้งสองของแบตเตอรี่เกิดซัลเฟตเกาะจับ จนเป็นสาเหตุทำให้แบตเตอรี่เกิด Under Charge ขึ้นได้ การเกิด Self Discharge หรือ Local Action จะมีในแบตเตอรี่ทุก ๆ ชนิดอันเนื่องมาจากสารโลหะที่เป็นส่วนผสมของแผ่นเพลทและความชื้นของอากาศ ดังนั้นการชาร์จในระดับนี้จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องปรับระดับโวลต์ที่คงในการชาร์จ ให้ถูกต้องอยู่ตลอดเวลาที่แบตเตอรี่ใช้งานอยู่ การปรับระดับโวลต์ที่คงที่ Float Charge ของแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดจะใช้โวลต์ที่คงระหว่าง 2.15-2.20 โวลต์ต่อเซลล์ เช่น แบตเตอรี่ขนาด 24 เซลล์ โวลต์ที่คงที่ใช้ในการชาร์จจะเท่ากับ 2.15 คูณกับ 24 เท่ากับ 51.8 โวลต์ การหา

โวลต์เตจในระดับ Float Charge ในแต่ละชุดของแบตเตอรี่จะเท่ากับระดับโวลต์เตจในการชาร์จต่อเซลล์คูณด้วยจำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ในชุดนั้นๆ

2.8.2 ระดับโวลต์เตจรุนแรง(Equalize Charge) การที่เราชาร์จแบตเตอรี่ในระบบ Float Charge อย่างเดียวเป็นระยะเวลานาน ๆ ยังไม่เพียงพอที่จะรักษาแบตเตอรี่ ให้อยู่ในสภาพที่สมบูรณ์ ซึ่งพอที่พอที่จะสรุปเหตุผลย่อ ๆ ได้ดังนี้

ในระดับโวลต์เตจการชาร์จที่ Float Charge ไม่สามารถที่จะแก้ Self Discharge และ Local Action ได้ 100 เปอร์เซ็นต์ ทำให้โวลต์เตจที่ตกคร่อมเซลล์เกิดการแตกต่างกัน

เซลล์บางเซลล์ของแบตเตอรี่ได้รับความร้อน และความเย็นจากอุณหภูมิโดยรอบเซลล์ แบตเตอรี่ไม่เท่ากันซึ่งจะทำให้อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ภายในเซลล์ทุก ๆ ตารางนิ้วไม่เท่ากัน

ขั้วต่อแบตเตอรี่บางส่วนได้รับ โวลต์เตจที่ตกคร่อมไม่เท่ากัน อันเนื่องมาจากชั้นความตึงแน่นของขั้วแบตเตอรี่มีค่าไม่เท่ากัน

การทำ Equalize Charge คือการเพิ่มระดับโวลต์เตจในการชาร์จให้สูงกว่าระดับ Float Charge ซึ่งจะทำให้แบตเตอรี่มีการไหลของกระแสสูงขึ้น เพื่อเป็นการแก้การสูญเสียกระแสภายในวงจรแบตเตอรี่ทั้งหมดและจะทำให้แบตเตอรี่มีประจุเต็มพร้อมที่จะเป็นตัวจ่ายพลังงานในเวลาที่เราต้องการใช้งาน ระดับโวลต์เตจที่เราใช้ในการทำ Equalize Charge ใช้โวลต์เตจที่ 2.33 โวลต์ต่อเซลล์ เช่นแบตเตอรี่ 24 เซลล์ จะใช้โวลต์เตจในการชาร์จเท่ากับ 24 คูณ 2.33 จะมีค่าเท่ากับ 55.9 โวลต์

เพื่อไม่ให้มีการปรับระดับโวลต์เตจในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดเกิดการผิดพลาด และเกิดปัญหาขึ้นกับแบตเตอรี่ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ขอให้ดูตารางที่ 2. โวลต์เตจในการชาร์จนี้เป็นหลักในการปรับเครื่องชาร์จ

จำนวนเซลล์	ระดับโวลต์เตจในการชาร์จ (volts)	
	Float	Equalize
6	12.9	14.7
12	25.8	25.97
24	51.6	55.92
48	103.2	111.84
60	129.00	139.80
120	258.00	279.60

ตารางที่ 2.2 ระดับโวลต์เตจในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

หมายเหตุ      ระดับโวลต์เตจ Float Charge ใช้ในโวลต์เตจเท่ากับ 2.15 โวลต์ต่อเซลล์  
                   ระดับโวลต์เตจ Equalize Charge ใช้โวลต์เตจเท่ากับ 2.45 โวลต์ต่อเซลล์

#### 2.8.2.1 สภาวะการทำงานของ Equalize Charge

- ทุก ๆ วันสิ้นเดือน ๆ ละหนึ่งครั้ง  
 - หลังจากทีไฟ AC Line ที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่ชาร์จเจอร์คับนานกว่า 3 ชั่วโมง เพราะระหว่างไฟ AC คับแบตเตอรี่จะถูกจ่ายกระแสให้กับโหลดทั้งหมดที่วงจรแบตเตอรี่ต่ออยู่ ซึ่งจะทำให้แบตเตอรี่เสียพลังงานที่สะสมไว้ ฉะนั้นหลังจากทีไฟ AC เข้าสู่สภาวะปกติจะต้องทำการ Equalize Charge ทันที

- เมื่อตรวจพบว่าในชุดเซลล์แบตเตอรี่มีความแตกต่างในระดับโวลต์เตจเกินกว่า 0.05 โวลต์หรือมากกว่านี้

- เมื่อตรวจพบว่าค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ในชุดแบตเตอรี่ มีความแตกต่างกันมากกว่า 0.02

#### 2.8.2.2 ระยะเวลาในการทำ Equalize Charge

1. ระยะเวลาในการทำ Equalize Charge ขึ้นอยู่กับสภาวะของแบตเตอรี่และสามารถสังเกตได้ดังต่อไปนี้

- มีฟองอากาศผุดขึ้นภายในชุดเซลล์ของเซลล์ทุก ๆ เซลล์ใกล้เคียงกัน
- ระดับโวลต์เตจที่ตกคร่อมเซลล์แตกต่างกันไม่เกิน 0.01 โวลต์
- กระแสที่ไหลในวงจรแบตเตอรี่ที่อ่านได้จากแอมมิเตอร์ที่เครื่องชาร์จมีค่าต่ำที่สุด
- แผ่นเพลทลบบของเซลล์แบตเตอรี่มีสีส้ม

จากข้อมูลดังกล่าวมานี้จึงพอที่จะสรุประยะเวลาที่ใช้ในการทำ Equalize Charge ในแต่ละครั้ง และทำให้แบตเตอรี่มีประจุสมบูรณ์ที่สุด โดยจะใช้เวลาระหว่าง 8-12 ชั่วโมง ซึ่งนับว่าเป็นการเพียงพอที่จะแก้ปัญหาด่าง ๆ

2. การทำ Equalize Charge ในทุก ๆ ครั้งควรจะต้องใช้เวลาในการชาร์จให้เหมาะสมโดยมีคระวังอย่าให้การทำ Equalize Charge นานเกินไปเพราะจะทำให้แผ่นเพลทของแบตเตอรี่เกิดการคดงอ คดอคนเป็นการเปลืองน้ำโดยเปล่าประ โยชน์ด้วยระบบ Electrolysis หรือการแยกน้ำ ออกเป็นแก๊สไฮโดรเจนและแก๊สออกซิเจน

## 2.9 ระดับโวลต์ที่เจอกระทบกระเทือนต่ออายุของแบตเตอรี่

การปรับระดับโวลต์ที่เจอในการชาร์จแบตเตอรี่นับว่าเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างมาก ถ้าหากการปรับระดับโวลต์ที่เจอในการชาร์จไม่ถูกต้อง ในขณะที่มีการชาร์จปกติประจำวันทุก ๆ วันแบตเตอรี่จะได้รับโวลต์ที่เจอในการชาร์จโดยตรงจากแบตเตอรี่อยู่ตลอดเวลา จะทำให้แบตเตอรี่เกิดการเสียหายขึ้นใน 2 ลักษณะคือ

**2.9.1 Under Charge** คือการใช้โวลต์ที่เจอในการชาร์จแบตเตอรี่ในระดับ Float Charge ต่ำกว่า 2.15 โวลต์ต่อเซลล์ ถ้าหากใช้โวลต์ที่เจอในการชาร์จระดับนี้ไปนาน ๆ จะทำให้เกิดซัลเฟตเกาะจับที่บริเวณแผ่นเพลททั้งบวกและลบ หากทิ้งไว้นานวันปริมาณซัลเฟตนี้ จะเพิ่มมากขึ้นจนเป็นสาเหตุทำให้การทำปฏิกิริยาระหว่างแผ่นเพลทบวกและลบกับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ทั้งการชาร์จและคายชาร์จเป็นไปด้วยความยากลำบาก ซึ่งส่งผลทำให้ Capacity ของแบตเตอรี่ลดลงตามลำดับ ถ้าหากทิ้งไว้นานวันจะส่งผลกระทบต่ออายุของแบตเตอรี่ ดังนั้นหากตรวจพบว่าแบตเตอรี่เกิดอันเดอร์ชาร์จขึ้นต้องรีบแก้ไข การเกิดอันเดอร์ชาร์จสังเกตได้ดังนี้

- มีการปรับระดับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์น้อยครั้งที่สุด ในระยะเวลาอันยาวนานหรือไม่มี การเติมน้ำกลั่นเลยตลอดเวลาที่แบตเตอรี่ใช้งานอยู่
- มีฟองอากาศสุกภายในเซลล์น้อยที่สุดหรือน้อยกว่าปกติ
- สีของแผ่นเพลทแบตเตอรี่ที่แผ่นเพลทลบมีสีขาวเกาะจับ
- ค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ในเซลล์ต่ำกว่า 1.180
- วัดโวลต์ที่เจอตกคร่อมในแต่ละเซลล์ต่ำกว่า 2.15 โวลต์
- ความร้อนในเซลล์แบตเตอรี่ต่ำกว่าปกติ

**2.9.2 Over Charge** คือ การใช้โวลต์ที่เจอในการชาร์จแบตเตอรี่ในระดับ Float Charge สูงกว่า 2.15 โวลต์ต่อเซลล์ ซึ่งเป็นระดับโวลต์ที่เจอที่สูงกว่าปกติ ทำให้เกิดกระแสไหลในวงจรแบตเตอรี่สูงทำให้การทำปฏิกิริยาระหว่างน้ำยาอิเล็กโทรไลต์กับแผ่นเพลทเป็นไปอย่างรุนแรงและรวดเร็วกว่าปกติ ซึ่งทำให้แผ่นเพลททั้งสองเกิดการสึกกร่อนอย่างรวดเร็ว ทำให้อายุการใช้งานลดลง

## 2.10 การชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด

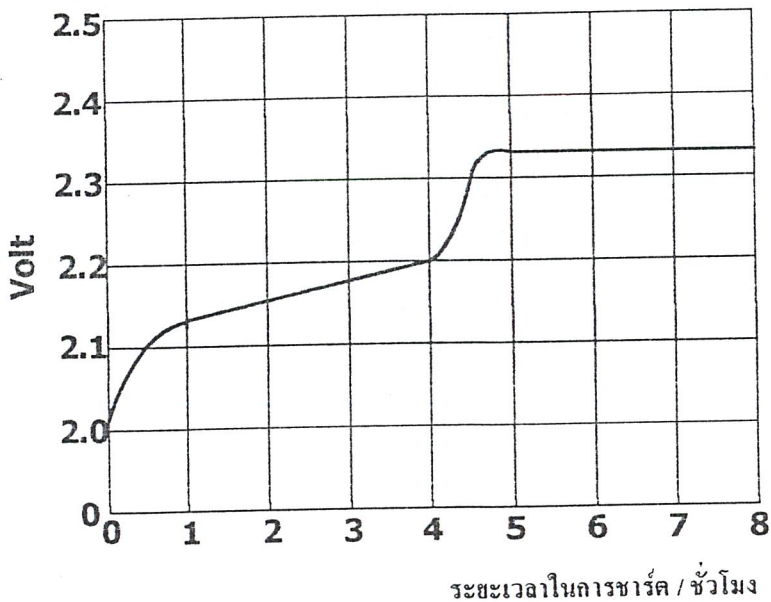
การชาร์จประจุแบตเตอรี่โดยทั่วไปเป็นการนำแหล่งจ่ายไฟ AC จากแหล่งจ่ายภายนอก เช่น เครื่องชาร์จ DC Generator มาอัดประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ เป็นต้น การชาร์จแบตเตอรี่มีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ คือ

### 2.10.1 การชาร์จแบบกระแสคงที่ (Constant Current Charge)

การชาร์จแบบนี้จะใช้เวลานานกว่าการชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่ที่ทั้งนี้ เพราะการชาร์จแบบกระแสคงที่ จะถูกจำกัดปริมาณการชาร์จของกระแสในการชาร์จ จากเครื่องชาร์จเข้าสู่แบตเตอรี่ เป็นจำนวนแอมแปร์ต่อชั่วโมง ดังนั้นแบตเตอรี่จะได้รับกระแสในการชาร์จเป็นไปตามที่กำหนด ซึ่งถ้าตั้งกระแสในการชาร์จให้สูงขึ้นแม้ว่าจะเป็นการลดระยะเวลาในการชาร์จลง แต่ก็จะทำให้เกิดผลเสียกับแบตเตอรี่คือจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นภายในเซลล์ของแบตเตอรี่ ซึ่งจะสูงขึ้นตามปริมาณของกระแสที่ทำการชาร์จและในที่สุดแผ่นเพลทของแบตเตอรี่ที่เป็น Active Material ของเซลล์แบตเตอรี่จะเกิดการคองแอกหรือเกิดการย่อยร้ายอันเนื่องมาจากความร้อนนี้ หรืออาจเกิดการระเบิดขึ้นได้ ส่วนการชาร์จแบบกระแสคงที่มีข้อดีที่เกิดขึ้นกับแบตเตอรี่คือ จะทำให้เซลล์ทุก ๆ เซลล์ในชุดของแบตเตอรี่ได้รับการประจุกระแสในการชาร์จที่มีสัดส่วนเท่ากันทุก ๆ เซลล์ตลอดชุดของแบตเตอรี่ เหตุผลที่ทำให้การชาร์จแบบกระแสคงที่ใช้เวลานานด้วยเหตุผลดังนี้

1. ขึ้นอยู่กับค่าความจุหรือขนาดของแบตเตอรี่ที่นำมาทำการชาร์จ
2. ขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสที่ทำการชาร์จ
3. ขึ้นอยู่กับสภาพของแบตเตอรี่ก่อนที่จะทำการชาร์จ

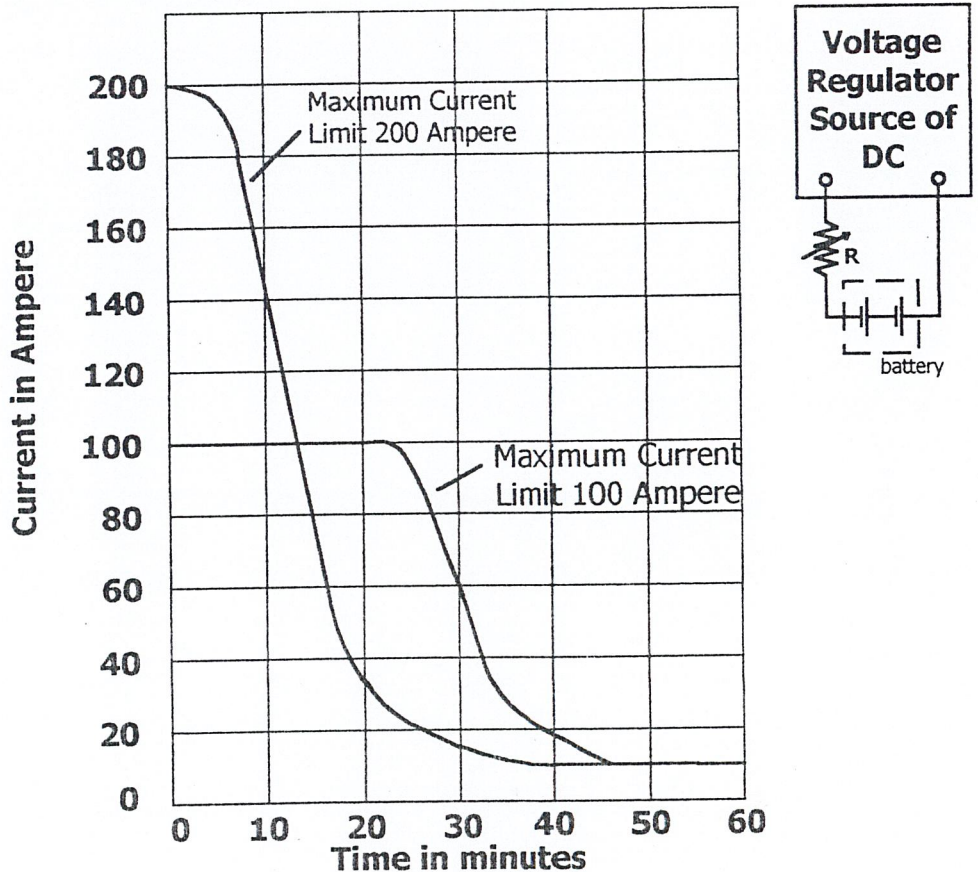
จากการชาร์จแบบกระแสคงที่ เราไม่ได้กล่าวถึงโวลต์เตจที่ชาร์จแบตเตอรี่เลยอย่างไรก็ตาม โดยทั่วไปในขณะที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่อยู่นั้น ระดับโวลต์เตจที่เซลล์ของแบตเตอรี่จะควบคุมจาก END OF CELL จนถึงประมาณ 2.33 โวลต์ต่อเซลล์ ซึ่งสามารถที่จะแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.9 แสดงการเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจในการชาร์จแบบกระแสคงที่

### 2.10.2. การชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่

จากที่เราได้ทราบมาแล้วว่าการชาร์จแบบกระแสคงที่ที่เราจะทำการชาร์จอย่างรวดเร็วไม่ได้ต่อไปนี้เราจะได้ศึกษาถึงการชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่ ในการชาร์จแบบนี้จะใช้ระยะเวลาในการชาร์จน้อยกว่าแบบแรก โดยระยะเวลาในการชาร์จจะเร็วกว่าเท่าไรนั้นขึ้นอยู่กับความสามารถของเครื่องชาร์จจะต้องจ่ายกระแสออกมาได้ 50% ของค่าความจุของแบตเตอรี่ที่นำมาทำการชาร์จ เช่น แบตเตอรี่ขนาด 100 แอมแปร์ต่อชั่วโมง จะใช้เวลาในการชาร์จประมาณ 2 ชั่วโมง ซึ่งการชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่ที่สามารถแสดงได้ดังรูป 2.10

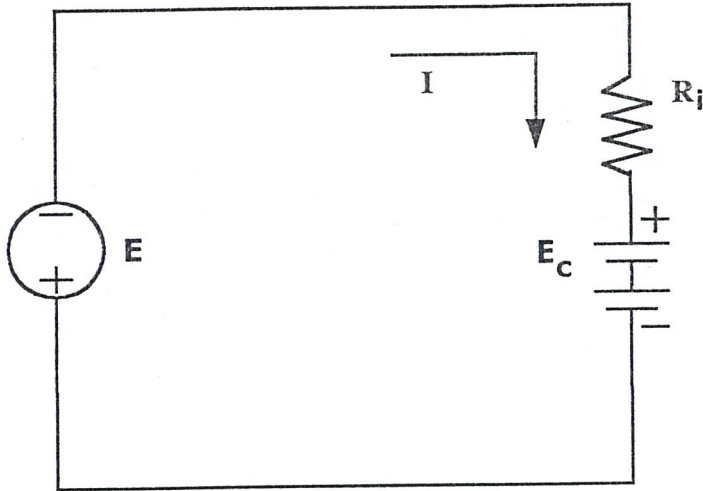


รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-เวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดแบบโวลต์เตจคงที่

การชาร์จแบตเตอรี่โดยระบบโวลต์เตจคงที่ทำได้โดยใช้เครื่องชาร์จหรือ Generator เป็นตัวกำหนดโวลต์เตจขึ้นมาแล้วป้อนเข้าแบตเตอรี่ แต่การกำเนิดโวลต์เตจจากเครื่องชาร์จหรือ Generator นั้นอาจจะมีโวลต์เตจที่ไม่คงที่ตลอดเวลาที่ทำการชาร์จ ดังนั้นเราต้องหาวงจรที่ทำหน้าที่ในการรักษาระดับการชาร์จที่คงที่ให้แก่แบตเตอรี่ ซึ่งวงจรนี้เราเรียกกันโดยทั่วไปว่า วงจรโวลต์เตจเรกูเลเตอร์ (Voltage Regulator) ซึ่งนับว่าเป็นวงจรที่มีความสำคัญมากในการชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่

## 2.11 ทฤษฎีและหลักการอัดประจุไฟฟ้าแบบเคอรี

เครื่องอัดประจุแบบเคอรีเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะให้ระดับแรงดันสูงกว่าระดับแรงดันของแบบเคอรีในขณะที่มีการเก็บประจุเต็ม ในการอัดประจุแบบเคอรีจะให้ขั้วบวกของเครื่องอัดประจุแบบเคอรีต่อเข้ากับขั้วบวกของแบบเคอรี โดยที่กระแสที่ทำการชาร์จประจุแบบเคอรี จะมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่แบบเคอรีจ่ายออกมา ดังแสดงในรูปที่ .13



รูปที่ 2.11 แสดงทิศทางการไหลของกระแสอัดประจุแบบเคอรี

โดยที่  $E$ : แรงดันที่ทำการอัดประจุ

$E_c$ : แรงดันที่ขั้วของแบบเคอรี

$R_i$ : ความต้านทานภายในเซลล์ของแบบเคอรี

$I$ : กระแสที่ใช้ในการอัดประจุแบบเคอรี

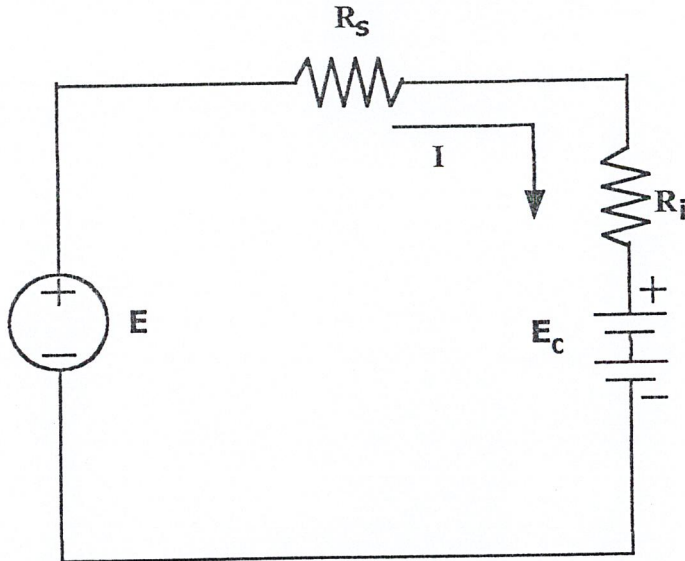
จากรูปที่ 13 จะได้สมการ

$$E = E_c + IR_i \quad \text{---(2.7)}$$

$$I = (E - E_c) / R_i \quad \text{---(2.8)}$$

เมื่อแรงดันที่แบบเคอรี ( $E_c$ ) มีค่าเท่ากับแรงดันที่อัดประจุ ( $E$ ) จะไม่มีกระแส ( $I$ ) ไหลในวงจรถ้าแรงดัน  $E_c$  ต่ำกว่าแรงดัน  $E$  จะทำให้มีกระแสไหลเพื่อเข้าไปทำการอัดประจุให้กับแบบเคอรี แต่ถ้าให้แรงดัน  $E_c$  สูงกว่าแรงดัน  $E$  กระแสจะถูกคิซาร์จออกจากแบบเคอรีค่าความต้านทานภายใน ( $R_i$ ) ของแบบเคอรีส่วนมากจะมีค่าน้อยซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์ม โดยจะมีการเปลี่ยนแปลงไปในขณะที่มีการอัดประจุแบบเคอรี โดยจะมีผลต่อปริมาณกระแสที่อัดประจุแบบเคอรีว่าจะมากหรือน้อย ถ้ากระแสในการอัดประจุแบบเคอรีมีปริมาณมากเกินไปที่แบบเคอรีจะทนได้ อาจจะทำให้แบบเคอรีชำรุดได้ การจะลดปริมาณกระแสการอัดประจุแบบเคอรีให้ต่ำลง ทำได้โดยเอาความต้าน

ทานต่ออนุกรมเข้าไป เพื่อที่จะกำจัดปริมาณกระแสที่ไหลได้ตามต้องการ ซึ่งวงจรจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงรูปวงจรที่ความต้านทานต่ออนุกรมเพื่อจำกัดกระแส ( $R_s$ )

จากรูปที่ 2.12 เราจะหาค่า  $R_s$  ได้ดังนี้

$$I = (E - E_c) / (R_s + R_i) \quad \text{---(2.9)}$$

$$R_s = \{ (E - E_c) / I \} - R_i \quad \text{---(2.10)}$$

แบตเตอรี่แบบทุติยภูมิ อัตราการอัดประจุหรือการคิซซาร์จจะขึ้นอยู่กับความจุของแบตเตอรี่ พิกัดของกระแสในการอัดประจุแบตเตอรี่จะบอกไว้เป็นชั่วโมง ฉะนั้นค่าของกระแสหาได้จากค่าของความจุซึ่งมีหน่วยเป็นแอมป์-ชั่วโมง (Ah) หารด้วยจำนวนชั่วโมง แต่ทั้งนี้และทั้งนี้ ค่าความสัมพันธ์ของกระแสและชั่วโมงในการคิซซาร์จนี้จะไม่แปรผันตามกันตลอด เช่น แบตเตอรี่ 100 Ah คิซซาร์จกระแส 5 แอมป์ ในเวลา 20 ชั่วโมง แต่ถ้าจ่าย 10 แอมป์ อาจจะใช้เวลาเพียง 7 ชั่วโมง หรือถ้าจ่ายกระแส 20 แอมป์ อาจจะใช้เวลาเพียง 3 ชั่วโมง เป็นต้น จะเห็นว่าถ้าจ่ายกระแสในปริมาณมาก ค่าพิกัดแอมป์-ชั่วโมง (Ah) ของแบตเตอรี่ อาจมีค่าน้อยลงซึ่งจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติการคิซซาร์จของแบตเตอรี่ (Rate of discharge) ซึ่งราคาของแบตเตอรี่ก็จะต่างกันไปด้วย

อีกสิ่งหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงว่าค่าของกระแสในการอัดประจุแบตเตอรี่ควรมีค่าเท่าใด นั่นก็คือค่ากำลังสูญเสียในแบตเตอรี่ซึ่งอาจเขียนในรูปของสมการ ได้ดังนี้คือ

$$P = I^2 * R_i \quad \text{---(2.11)}$$

เมื่อ  $P$  = กำลังสูญเสียในแบตเตอรี่

$I$  = กระแสในการอัดประจุแบตเตอรี่

$R_i$  = ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าเมื่อค่ากระแสในการอัดประจุมีค่าสูง จะทำให้มีค่าสูญเสียมาก ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดความร้อนขึ้นในแบตเตอรี่ ถ้ามีค่าสูงมากจะทำให้แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานน้อยลง หรืออาจทำให้เสียหายได้ ฉะนั้นในการอัดประจุแบตเตอรี่ต้องพิจารณาข้อจำกัดดังกล่าวนี้ด้วย

## 2.12 อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบแบตเตอรี่

อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบและติดตั้งแบตเตอรี่ ไม่ว่าจะเป็นแบตเตอรี่กรดหรือค่า ก็คือ อุปกรณ์ชนิดเดียวกันที่ประกอบด้วยชิ้นส่วนต่างๆ ดังนี้

1. เซอร์ริงวัดค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ( SP.GR. Syringe)
2. เทอร์มิเตอร์ (Thermometer)
3. เซอร์ริงปรับระดับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์
4. กระจ่างแบ่งน้ำยาหรือน้ำกลั่น
5. กรวย
6. คิวติคอลโวลท์มิเตอร์

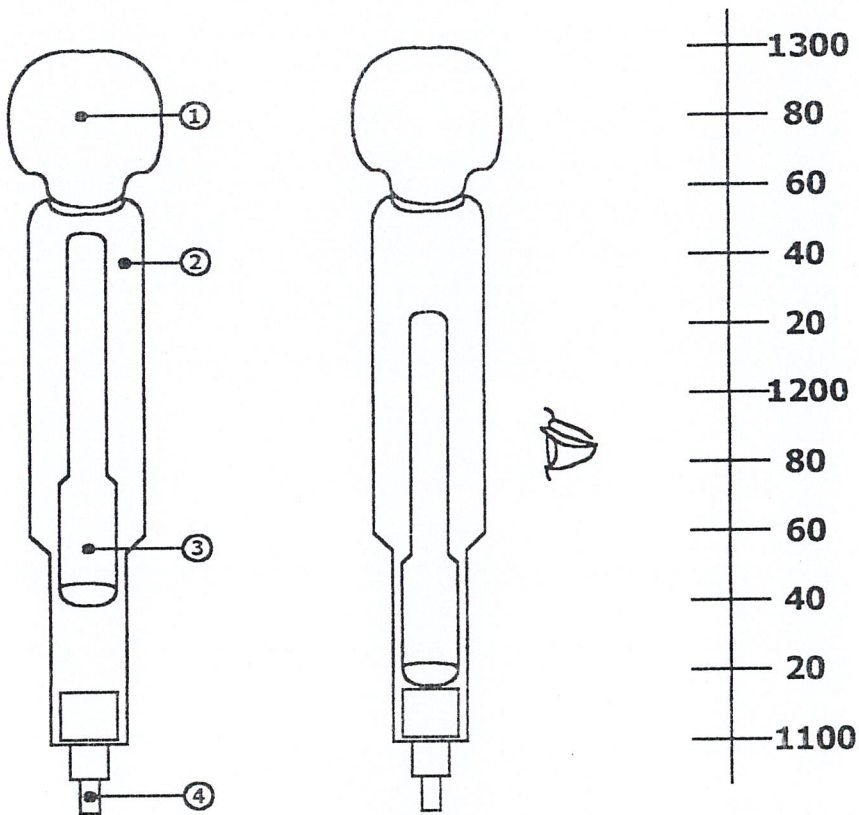
1. เซอร์ริงวัดค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ (SP.GR. Syringe) คืออุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบสภาพของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ที่อยู่ในเซลล์แบตเตอรี่หรือที่เรียกกันทั่ว ๆ ไปว่า การตรวจค่าความถ่วงจำเพาะจะมีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้คือ

1. ลูกยางปรับระดับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ในเซอร์ริง
2. ท่อเก็บน้ำยาอิเล็กโทรไลต์
3. ไฮโครมิเตอร์
4. ท่อแยกคูลน้ำยาอิเล็กโทรไลต์

1. ลูกยางปรับระดับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ เป็นลูกโป่งยางรูปทรงกลมภายในโป่ง เมื่อเราบีบลูกยางนี้แล้วปล่อยน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ในเซลล์แบตเตอรี่จะวิ่งเข้าสู่หลอดเก็บน้ำยา นอกจากนั้นลูกยางนี้จะทำหน้าที่ปรับระดับน้ำยาในหลอดแก้วเพื่อที่จะให้ตัวไฮโครมิเตอร์ลอยตัวและอยู่ในระดับที่เหมาะสม

2. ท่อเก็บน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ท่อนี้จะทำด้วยพลาสติกโป่งใสที่สามารถจะมองเห็นตัวเลขที่ติดอยู่กับตัวไฮโครมิเตอร์ได้ชัดเจนในขณะที่เดียวกันท่อเก็บน้ำยานี้จะเก็บน้ำยาไว้ชั่วคราวระหว่างที่เราอ่านค่าความถ่วงจำเพาะอยู่

3. ไฮโดรมิเตอร์ หรือที่เราเรียกกันทั่ว ๆ ไปว่า ลูกลอย ตัวไฮโดรมิเตอร์นี้จะถูกบรรจุอยู่ในท่อเก็บน้ำยา ที่ด้านล่างของลูกลอยนี้เป็นกะเปาะภายในจะบรรจุตะกั่วบริสุทธิ์โดยน้ำหนักเพื่อที่จะใช้เป็นตัวเปรียบเทียบกับน้ำหนักของน้ำยาอีเล็กโตรไลต์ ส่วนด้านบนของตัวไฮโดรมิเตอร์ภายในจะเป็นรูสำหรับบรรจุแผ่นกระดาษที่มีสเกลค่าความถ่วงจำเพาะที่บอกไว้เป็นตัวเลข ซึ่งมีสเกลตัวเลขระหว่าง 1.100-1.300



รูปที่ 2.13 แสดงตัวไฮโดรมิเตอร์และสเกลในตัวไฮโดรมิเตอร์

4. ท่อคูดน้ำยาอีเล็กโตรไลต์ เป็นท่อขงที่มีรูเล็ก ๆ ทำด้วยยาง ท่อนี้สำหรับจุ่มลงในเซลล์ของแบตเตอรี่และเป็นท่อที่ให้น้ำยาผ่านเข้าสู่ท่อเก็บน้ำยาอีเล็กโตรไลต์
- เทอร์โมมิเตอร์ คืออุปกรณ์ที่ใช้วัดอุณหภูมิภายในเซลล์แบตเตอรี่ระหว่างที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่ซึ่งในเทอร์โมมิเตอร์นี้เหมือนกับแบบที่ใช้วัดอุณหภูมิของอากาศทั่ว ๆ ไปนั่นเอง เทอร์โมมิเตอร์ชนิดนี้มีสเกลวัดอยู่ระหว่าง -20 ถึง 100 องศาเซลเซียส
  - เซอร์ริงปรับระดับน้ำยาอีเล็กโตรไลต์ คืออุปกรณ์สำหรับคูดน้ำกลั่นแล้วเก็บไว้ในเซอร์ริงเพื่อที่จะได้เติมลงไปภายในเซลล์ของแบตเตอรี่เมื่อเวลาที่เราต้องการปรับระดับของน้ำยาอีเล็กโตรไลต์

ไลต์ วัสดุที่ใช้การทำเซอร์ริงค์ส่วนมากจะทำด้วยยางนึ่งมีลักษณะคล้ายลูกโป่งสามารถที่จะบรรจุ น้ำกลั่น ได้ 380 ซี.ซี.

4. ครอบป้องกันน้ำไอเล็กโตรไลต์ หรือน้ำกลั่นบริสุทธิ์ ลักษณะของครอบเป็นรูปทรงกลม วัสดุที่ใช้ทำครอบจะเป็นพลาสติกใส ครอบนี้ใช้สำหรับแบ่งน้ำกลั่นจากครอบใหญ่ใน กรณีที่มีการปรับระดับน้ำไอเล็กโตรไลต์ ครอบนี้มีปริมาตรที่บรรจุน้ำได้ 2 ลิตร โดย ประมาณ
5. กรวย คือ อุปกรณ์ที่ใช้ในการเติมน้ำกลั่นลงในช่องเซลล์มีลักษณะที่ปากเป็นรูปทรงกลมและที่ ก้นกรวยมีลักษณะแหลมมีรูสำหรับน้ำไหลผ่าน ไปยังก้นกรวย
6. ดิจิตอลโวลท์มิเตอร์ คืออุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบโวลท์เตจของแบตเตอรี่ที่ตกร่วมเซลล์ ของแต่ละเซลล์หรือตลอดทั้งชุดของแบตเตอรี่ซึ่งมิเตอร์ชนิดนี้มีความแม่นยำและละเอียดมาก ที่สุดมิเตอร์ประเภทนี้การอ่านจะอ่านออกมาในรูปของตัวเลข ซึ่งดีกว่ามิเตอร์ที่เราใช้อยู่กัน โดย ทั่ว ๆ ไปเช่น มิเตอร์เข็มสั้นๆ เพราะมิเตอร์ประเภทนี้มีการอ่านสเกลที่หยาบและผิดพลาดมาก จึงไม่ควรที่จะใช้ในการวัด โวลท์เตจที่เซลล์ของแบตเตอรี่

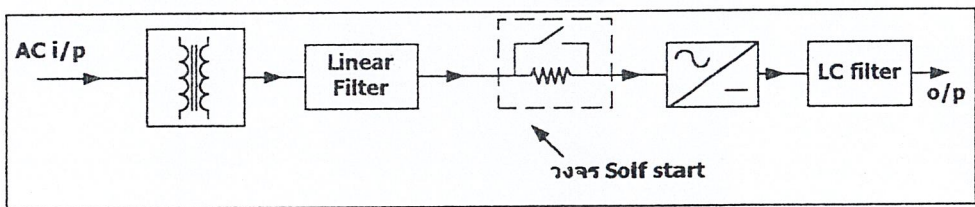
รูปที่ 2.14 อุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจสอบสภาพของแบตเตอรี่

### บทที่ 3

## ทฤษฎีและหลักการทำงานของเบตเตอร์ชาร์จเจอร์

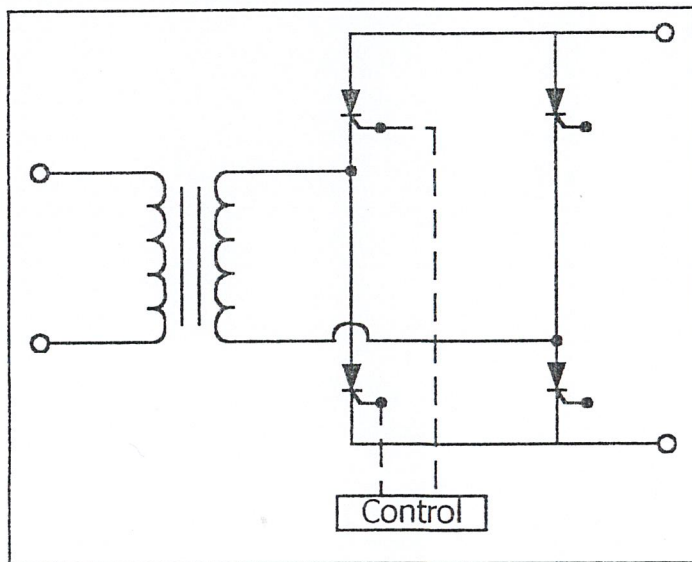
### 3.1 เครื่องประจุไฟฟ้าเบตเตอร์ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปมีอยู่ 3 แบบ ด้วยกัน

3.1.1 แบบเชิงเส้น (Linear) จะใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำเพื่อลดระดับกระแสไฟฟ้ากระแสสลับลงมาให้มีค่าเหมาะสม จากนั้นก็ผ่านวงจรเรียงกระแสให้เป็น ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งมีข้อเสียตรงที่เกิดความสูญเสียสูง ประสิทธิภาพต่ำ และมีขนาดและน้ำหนักมาก โดยมีวงจรดังรูป 3.1



รูปที่ 3.1 ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องอัดประจุแบบเชิงเส้น

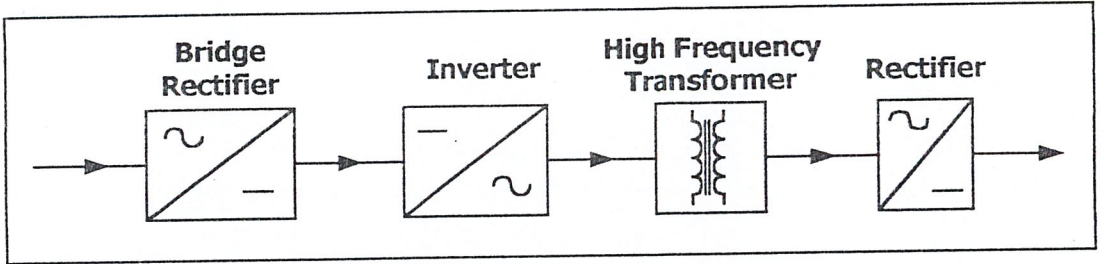
3.1.2 เฟสคอนโทรล (Phase Control) โดยอาศัยมุมทริกที่ขาเกตของไทรสเตอร์เพื่อควบคุมขนาดแรงดันไฟฟ้าและพลังงานที่ไหลเข้าสู่เบตเตอร์ แต่พบว่าการใช้ลักษณะการควบคุมแบบนี้มีผลทำให้เกิดฮาร์โมนิก (Harmonics) ขึ้นในระบบและตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ วงจรมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก เนื่องจากใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ ดังรูป 3.2



รูปที่ 3.2 ไดอะแกรมการทำงานของเครื่องอัดประจุแบบเฟสคอนโทรล

3.1.3 Switch-mode Power Supply จะทำงานในลักษณะของการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง โดยมีการรับ ไฟกระแสตรงเข้ามาที่เป็นแบบที่ซัดสวิตช์ซึ่ง ซึ่งอาจจะเป็นลักษณะของ Full-bridge,

Push-pull หรือ Forward เป็นต้น จะลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟสลับซึ่งทำงานที่ความถี่สูงในช่วงระหว่าง 20 kHz.-100 kHz. จากนั้นจะแปลงกลับมาเป็นไฟตรงเพื่อนำไปชาร์จแบตเตอรี่ในลักษณะต่างๆ เนื่องจากการทำงานที่ความถี่สูงขนาดของหม้อแปลงจึงมีขนาดเล็ก ส่งผลให้วงจรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา สามารถแสดงภาพรวมได้ดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 ไคอะแกรมการทำงานของเครื่องอัดประจุแบบ Switch-mode Power Supply

### 3.2 Power Battery Charger แบบ Switching Mode Supply

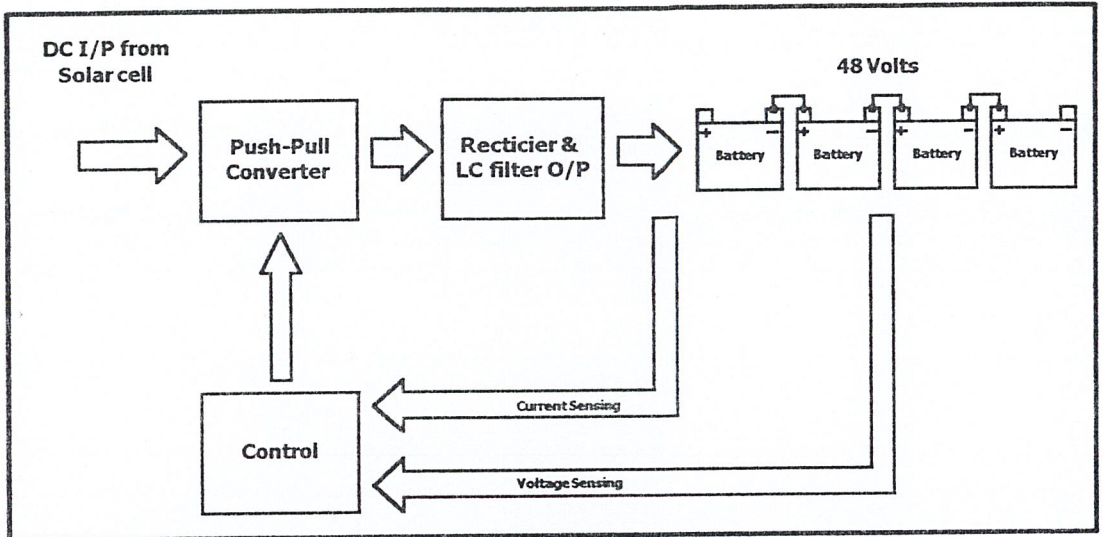
จากหลักการประจุแบตเตอรี่แบบต่าง ๆ ในโครงงานได้นำหลักการชาร์จทั้งสองลักษณะมาประยุกต์เพื่อใช้งานร่วมกัน โดยใช้หลักการของ Switching Mode Power Supply มาประยุกต์ใช้ในการประจุแบตเตอรี่ ซึ่งมีข้อดีอยู่หลายประการ คือ

- 1.สามารถควบคุมระดับแรงดันได้ตามต้องการ
- 2.โครงสร้างของวงจรมีขนาดเล็ก
- 3.น้ำหนักเบา
- 4.สามารถใช้วงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมลักษณะการประจุได้

#### 3.2.1 ลักษณะการทำงาน

เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่แบบสวิตซ์โหมด ประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก ๆ อยู่ 2 ส่วน คือ

- 1.ส่วนของวงจรกำลังในการอัดประจุแบตเตอรี่แบบสวิตซ์โหมด
  - 2.ส่วนของวงจรควบคุมการอัดประจุแบตเตอรี่และควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต
- วงจรทั้งหมดสามารถแสดงได้ตามบล็อกไคอะแกรมดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 Block Diagram ของโครงงานในส่วนเครื่องอัดประจุชนิดสวิตซ์โหมด

ซึ่งในโครงงานนี้ได้เลือกใช้วงจร Switching แบบ Push-Pull Converter

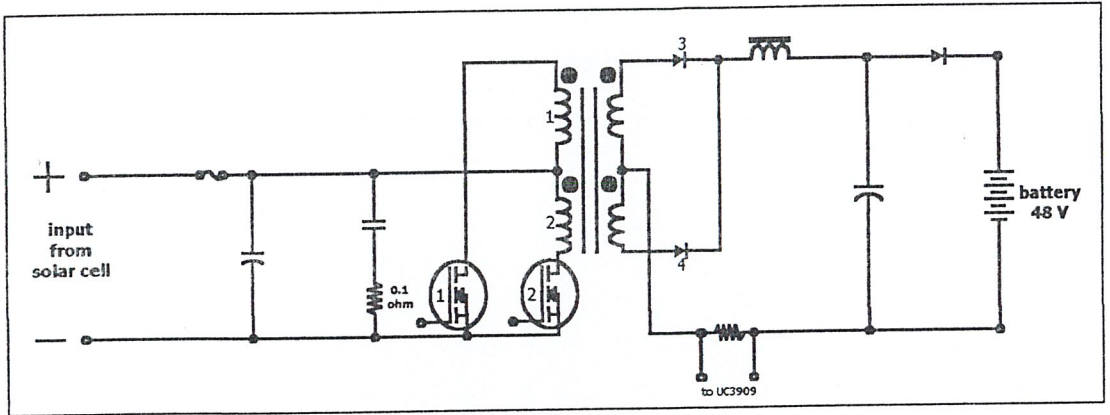
### 3.2.2 อธิบายการทำงานของบล็อกโคอะแกรม

1. ส่วน Push-Pull Switching Converter[1,4] เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟตรงทางค่านินพุตของคอนเวอร์เตอร์โดยรับพลังงานมาจาก Solar Cell ระดับ 13 โวลต์ให้มีค่าแรงดันไฟตรงที่สูงขึ้นทางค่านเอาท์พุตมากกว่า 48 โวลต์ และทำการแยกส่วนระหว่างภาคอินพุตและเอาท์พุต โดยทำงานที่ความถี่ 20 kHz
2. ส่วนของ Rectifier & L-C Filter O/P วงจรที่ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง
3. ส่วนของแบตเตอรี่ที่จะทำการอัดประจุ
4. ส่วนของการตรวจจับ ประกอบด้วย การ sense current และ sense voltage
5. ส่วนของวงจรควบคุมป้อนกลับใช้ ไอซีเบอร์ UC3909 เป็นตัวที่ทำหน้าที่ในการกำหนดสถานะการอัดประจุให้กับแบตเตอรี่

### 3.3 วงจรกำลังของ Switchmode Battery Charger

เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด แบบสวิตซ์โหมด มีพิกัดแรงดัน 48 โวลต์ กระแสที่ทำการอัดประจุมีค่าเท่ากับ 3 แอมป์ ซึ่งเหมาะสมกับโครงงานนี้ ซึ่งเป็นแบบ Push-Pull Converter สำหรับการพิจารณาในการเลือกใช้วงจรแปลงไฟตรง-ไฟตรงนั้น จะขึ้นอยู่กับความต้องการส่งผ่านพลังงานทางค่านาออก ว่าต้องการขนาดพิกัดของพลังงานมากน้อยเพียงใด ซึ่งใน

โครงการนี้เราเลือกใช้วงจรแปรผันไฟตรงแบบ Push-Pull Converter ที่มีความถี่ในการทำงานที่ 20 kHz แสดงวงจรได้ตามรูป



รูปที่ 3.5 วงจรกำลังที่ใช้ในวงจร (Push-Pull Converter)

### 3.3.1 หลักการทำงานของวงจร Push-Pull Converter

เพาเวอร์มอสเฟต จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลา  $T$  ขณะที่  $Q_1$  นำกระแสจะมีกระแส  $I_p$  ไหลผ่านขด Primary  $N_{p2}$  และไดโอด  $D_3$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด  $D_4$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขด Secondary ( $N_{s2}$ ) ผ่าน  $D_4$  และ  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุ  $C$  ในจังหวะนี้แรงดันคร่อม  $Q_2$  จะมีค่าเป็น  $2 V_m$  (ในกรณีที่  $N_{p1} = N_{p2}$  และ  $N_{s1} = N_{s2}$ ) ในทำนองเดียวกันขณะที่  $Q_2$  นำกระแส  $Q_1$  และ  $D_4$  จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ ส่วน  $D_1$  ที่อยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขด Secondary ( $N_{s1}$ ) ผ่าน  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุ  $C$  จะเห็นได้ว่าใน 1 คาบเวลาการทำงาน ของขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน  $L$  ได้ถึง 2 ครั้ง ซึ่งวงจร Push-Pull Converter จะสามารถที่จะจ่ายพลังงานได้เป็น 2 เท่า ของวงจร Forward Converter ที่ค่ากระแสสูงสุดของด้านไพรมารีมีค่าเท่ากัน

### 3.3.2 เหตุผลในการเลือกวงจรแปรผันไฟตรงแบบ push-pull converter

1. สามารถที่จะจ่ายพลังงานได้ระหว่าง 200-1000 วัตต์ ซึ่งเหมาะสมกับโครงการนี้ที่มีการส่งจ่ายพลังงานประมาณ 300 วัตต์
2. มีปัญหาในเรื่องการ Switching น้อย และจากการทำงานของวงจร Push-Pull Converter จะมีกระแสไหลคงที่อยู่ตลอดเวลาและกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรค่อนข้างเรียบ

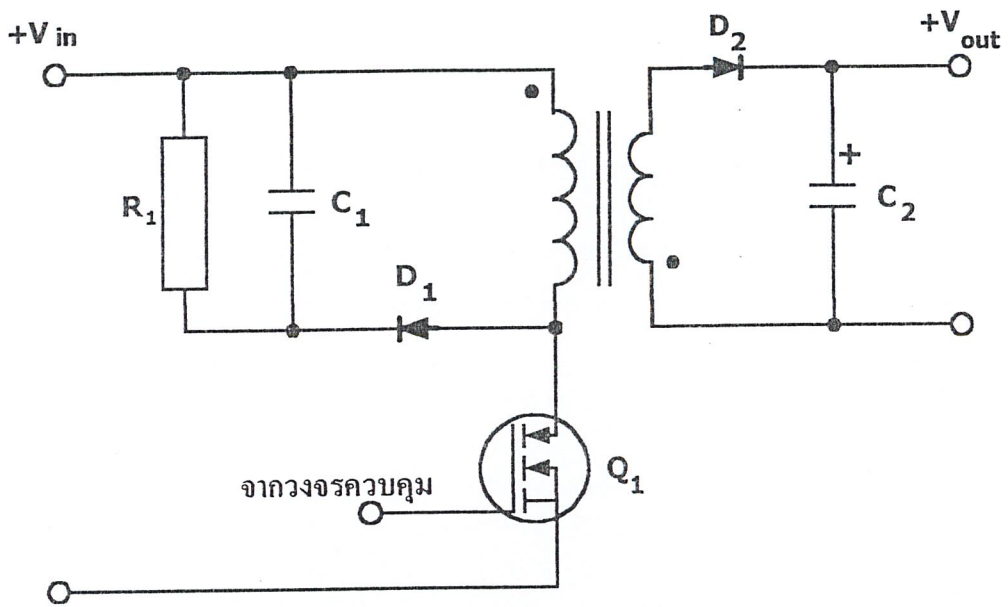
ส่วนข้อเสียของวงจรแปลงผันไฟตรงแบบ Push-Pull Converter คือ มอสเฟตยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันในขณะที่หยุดนำกระแสค่อนข้างสูง รวมทั้งปัญหาของการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียได้ง่าย

### 3.3.3 รายละเอียดส่วนประกอบของวงจร

1. พิวส์ใช้เป็นตัวจำกัดกระแสที่จะเข้าไปในวงจร
2. C-Filter ทำหน้าที่เป็นตัวกรอง ripple ที่อาจเกิดจากไฟตรงทางด้านอินพุตของวงจร เพื่อให้แรงดันมีค่าเรียบยิ่งขึ้น
3. ตัว R-C Filter ช่วยในการกรองสัญญาณรบกวนจากภายนอกวงจร
4. เพาเวอร์มอสเฟต ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูง เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนแปลงสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRF540 สำหรับโครงการนี้
6. วงจรสแน็บเบอร์ทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในขณะที่วงจรทำงานปกติ
7. หม้อแปลงความถี่สูง มีหน้าที่ในการยกระดับแรงดันของคอนเวอร์เตอร์
8. Power Diode ซึ่งใช้ไดโอดชนิด ultra fast diode ทำหน้าที่ในการเรียงไฟสลับที่เกิดจากหม้อแปลงสวิตซ์ให้เปลี่ยนเป็นไฟตรง
9. เอ้าท์พุทโซ้ค  $L_o$  เลือกใช้แกนชนิด Toroid
10. C Filter กรองแรงดัน output ให้เรียบ
11. Blocking Diode ป้องกันกระแสไหลย้อนกลับจากแบคเตอร์เข้าสู่เครื่องอัดประจุ ในสถานะที่ไม่ได้ทำการอัดประจุ

### 3.4 ส่วนของวงจรฟลายแบคที่ใช้ภายในวงจร

เนื่องจากโครงการทั้งหมดต้องใช้ไอซีเป็นส่วนประกอบในการทำงานของวงจรดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้ไฟเลี้ยงไอซีต่าง ๆ ในโครงการนี้โดยวงจรซึ่งเป็นวงจรสร้างไฟเลี้ยง คือวงจร ฟลายแบค ซึ่งเหตุผลในการเลือกวงจร ฟลายแบค คือเป็นวงจรที่จ่ายกำลังไฟฟ้าได้เหมาะสมคือสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ซึ่งมีลักษณะของวงจรเป็นดังรูป



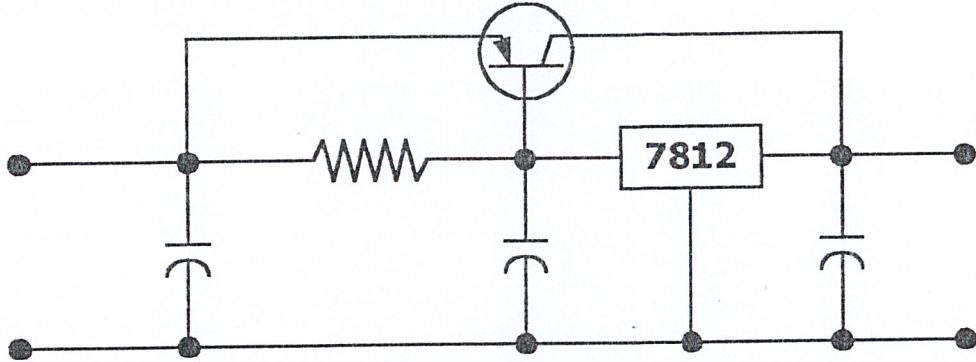
รูปที่ 3.6 วงจรพลาซมแบค คอนเวอเตอร์

โดยการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต ทำงานโดยจะนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไปโดยทำงานตามสัญญาณ PWM ที่เข้ามาขับเพาเวอร์มอสเฟต ที่ขาเกต ขณะที่เซคคันดารี นำกระแส (ON) จะมีกระแสไหลผ่านขดลวดไพมารี แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดไพมารี และขดลวดเซคคันดารี พันอยู่ในลักษณะที่กลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่เซคคันดารี นำกระแส ไดโอด (D) จะอยู่ในลักษณะถูกรีเวอร์สไบอัส (Reverse Bias) จึงไม่มีกระแสไหล พลังงานทั้งหมดจึงถูกสะสมอยู่ในขดลวดไพมารีของหม้อแปลง เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงจะเกิดการเปลี่ยนแปลงในทางที่ลดลง ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดลวดเซคคันดารี ดังนั้น ไดโอดจึงทำงานในลักษณะฟอร์เวิร์สไบอัส (Forward Bias) พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดไพมารี จะถูกถ่ายทอดส่งผ่านไปยังขดลวดเซคคันดารีและจะมีกระแสไหลผ่าน โดยมีตัวเก็บประจุ (C) เป็นตัวกรองสัญญาณด้านขาออก ให้เรียบเพื่อป้องกันการกระเพื่อมของสัญญาณ

โดยที่วงจรพลาซมแบคที่ใช้ในโครงการนี้ จะมีส่วนของวงจรสับเบอร์ที่ต่อเพิ่มเข้าไปคร่อมที่ขดลวดไพมารีของหม้อแปลงสวิตซิ่งความถี่สูง (High Frequency Transformer) เพื่อใช้ลดสไปค์ของแรงดัน (Voltage Spike) ที่จะเกิดขึ้นขณะที่วงจรทำงานและช่วยลดการสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสโดยที่จะกล่าวถึงหลักการการออกแบบในบทต่อไป

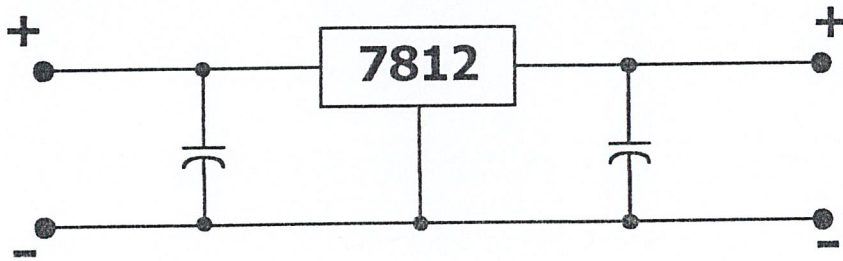
ในส่วนของหม้อแปลงความถี่สูง จะใช้ลักษณะการพันแบบอัตราส่วน (Ratio) 1:1 โดยโครงการนี้ใช้แรงดันขาเข้าด้านขดลวดไพมารีมีค่าเท่ากับ 12 โวลต์ โดยให้แรงดันขาออกมีค่าเท่ากับ 18 โวลต์ โดยใช้แกนเฟอร์ไรต์เป็นแกนแม่เหล็ก ซึ่งในโครงการนี้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ ขนาด

EI 50 ในส่วนของแรงดันขาเข้าจะรับมาที่ 12 โวลต์ โดยจะผ่าน ไอซี รักษาแรงดัน 12 โวลต์ โดยจะมีทรานซิสเตอร์ เบอร์ ช่วยจ่ายกระแสขาเข้า ดังรูป



รูปที่ 3.7 วงจรเรกกูเลเตอร์ที่มีทรานซิสเตอร์ช่วยจ่ายกระแส

ในส่วนของแรงดันขาออกจะรับไฟ 15 โวลต์มาผ่านไอซีรักษาแรงดันที่ 12 โวลต์ โดยมีแรงดันขาออกเป็น ศูนย์บวก 15 โวลต์ 4 ชุด และมีแรงดันขาออกเป็นบวกลบ 15 โวลต์ 1 ชุด ดังรูป



รูปที่ 3.8 วงจรเรกกูเลเตอร์

### ส่วนวงจรควบคุม Switch-mode Battery Charger

#### 3.5 วงจรควบคุม

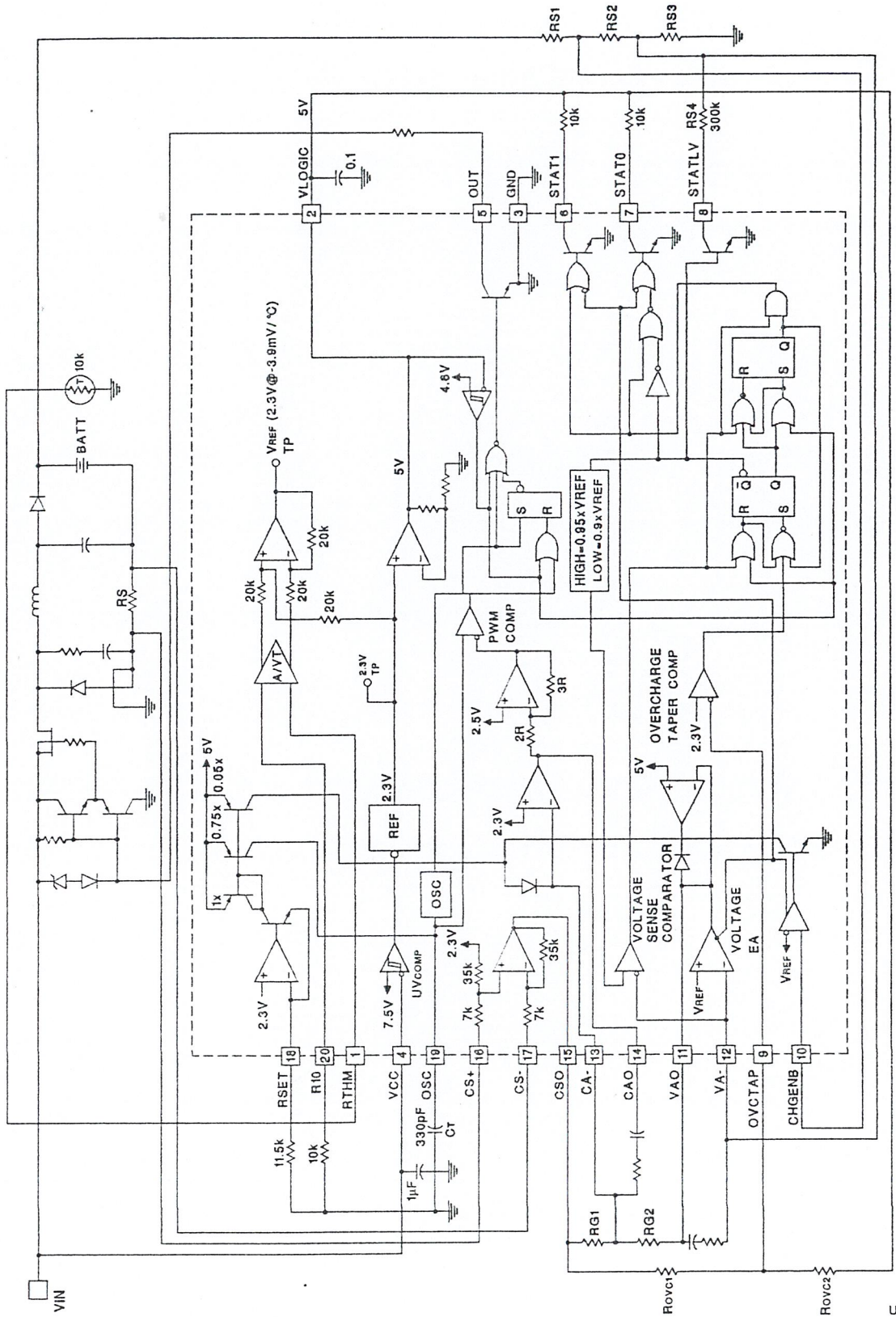
วงจรควบคุมเป็นอีกส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญมาก เพราะจะเป็นวงจรที่ควบคุมการทำงานของวงจรรวมให้เป็นไปตามที่กำหนด โดยสามารถแยกการทำงานเป็นส่วน ๆ ได้ดังนี้

1. ไอซี เบอร์ UC 3909 [2,3] ซึ่งเป็นหัวใจของการควบคุมทั้งหมดเพราะจะเป็นตัวที่สั่งทำงานทั้งหมดว่าขณะนั้นจะต้องทำการชาร์จในลักษณะใด โดยจะมีการตรวจจับกระแสการชาร์จที่ตัวต้านทาน  $R_s$  และมีการตรวจจับแรงดันของแบตเตอรี่ที่  $R_{s1}, R_{s2}, R_{s3}$  เมื่อ ไอซี เบอร์ UC3909 ได้รับสัญญาณการตรวจจับก็จะมีการกำหนดสถานะการทำงานออกมาเป็นลักษณะของ Logic มาที่ขา 6 และ 7 ซึ่งมีลักษณะการแจ้งการชาร์จเป็นลักษณะตามดังนี้

	ขาที่ 6 (stat 1)	ขาที่ 7 (stat 0)
Trickle Charge	0	0
Bulk Charge	0	1
Over Charge	1	0
Float Charge	1	1

ตารางที่ 3.1 แสดง Logic ที่บอกถึงสถานะการชาร์จของไอซีเบอร์ UC3909

ซึ่งจะมีการต่ออุปกรณ์สนับสนุน การทำงานของ UC 3909 ดังนี้



Pin numbers refer to J, N, DW packages.

รูปที่ 3.9 ไคอะแกรมของไอซี UC3909 ที่ต่อร่วมกับอุปกรณ์ต่างๆ

### ลักษณะเด่นของ ไอซี เบอร์ UC 3909

- มีความเที่ยงตรง และมีประสิทธิภาพในการควบคุมการอัปเดตของแบตเตอรี่
- สามารถที่จะทำการอัปเดตแบตเตอรี่ได้โดยการกำหนดค่าของตัวความต้านทาน
- ไอซีตัวนี้รวมขั้นตอนการอัปเดตแบตเตอรี่ พร้อมกับวงจร PWM
- มี Under Voltage Lockout Monitor ด้วย  $V_{cc}$  และ  $V_{ref}$
- มี Output State Bits แสดงเป็นสถานะการอัปเดต 4 สภาวะ

2. ไอซีเบอร์ 74LS139 ซึ่งการทำงานจะเป็นไปในลักษณะการถอดรหัสการทำงานของ ไอซี UC 3909 โดยการรับสัญญาณบอกสถานะการทำงานมาเข้าขาที่ 13 และ 14 โดยจะถอดรหัสออกมาเป็น 4 ระดับโดยมีลักษณะการทำงานตามตารางที่ 3.2

INPUT			OUTPUT			
ENABLE	SELECT					
G	13	14	12	11	10	9
H	X	X	H	H	H	H
L	L	L	L	H	H	H
L	L	H	H	L	H	H
L	H	L	H	H	L	H
L	H	H	H	H	H	L

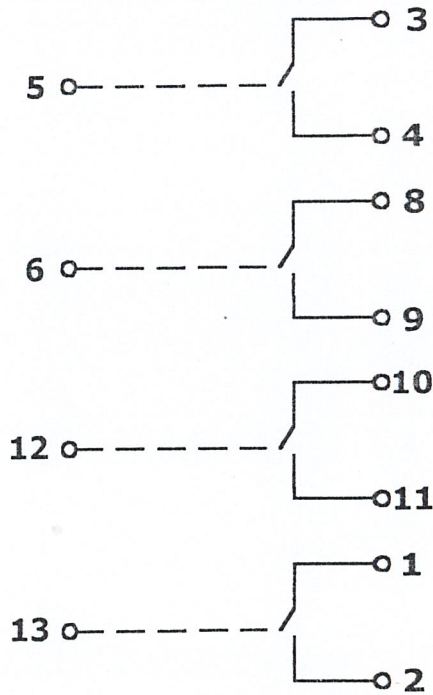
ตาราง 3.2 การทำงานของไอซีเบอร์ 74LS139

ซึ่งลักษณะของการทำงานที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณระดับต่ำ 1 ขา และออกเป็นสัญญาณระดับสูง (High) 3 ขา ซึ่งไม่เป็นไปตามต้องการจึงต้องทำการกลับลักษณะการทำงานของวงจรก่อน

3. ไอซีเบอร์ 74LS04 ซึ่งการทำงานจะเป็นในลักษณะของการอินเวอร์ตสัญญาณลอจิกที่ได้ให้ เป็นไปในลักษณะตรงกันข้าม ดังนั้นเมื่อได้รับสัญญาณระดับต่ำ 1 ขา และสัญญาณระดับสูง 3 ขา จากสัญญาณจาก ไอซีเบอร์ 74LS39 แล้วทำการอินเวอร์ตสัญญาณดังกล่าวให้มีลักษณะเป็นสัญญาณระดับสูง 1 ขา และเป็นสัญญาณในระดับต่ำ 3 ขา แล้วจึงนำสัญญาณระดับสูงไปควบคุมการทำงานของ ไอซีเบอร์ต่อไปได้

4. ไอซีเบอร์ MC4066 โดยไอซีเบอร์นี้จะทำงานในลักษณะของสวิตช์อัตโนมัติที่ควบคุมการทำงาน โดยใช้สัญญาณระดับสูงที่ได้รับจาก ไอซีเบอร์ 74LS04 โดย ไอซีเบอร์ MC4066 จะมี

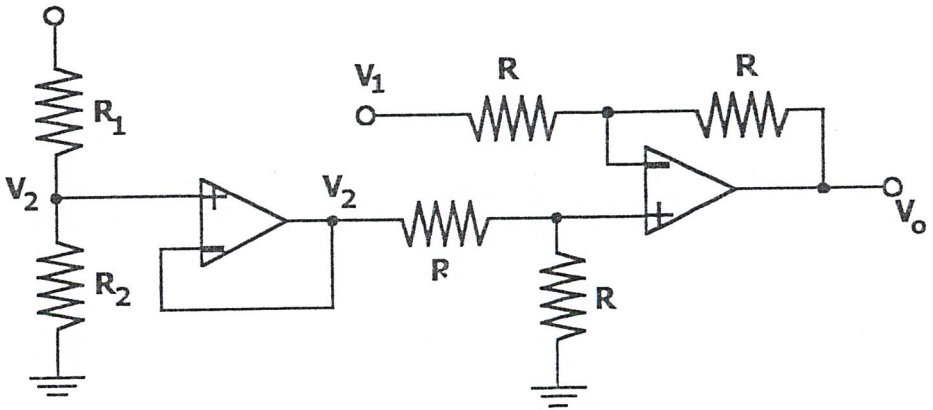
สะพานสวิตช์โหมด 4 ส่วน โดยแต่ละส่วนจะต่อกับวงจรแยกเป็น 2 ส่วน คือในส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันคงที่(Float charge, Over charge)และในส่วนของวงจรรักษากระแสคงที่ (Trickel charge , Bulk chage)โดยจะมีลักษณะการทำงานแสดงได้ตามรูป 3.10



รูปที่ 3.10 ลักษณะการทำงานของไอซีเบอร์ MC4066

ซึ่งในขณะที่ ไอซีเบอร์ MC4066 จะเป็นการทำงานโดยเลือกการทำงานใน 1 ระดับเท่านั้น

5. วงจรในการรักษาระดับแรงดันคงที่ ซึ่งจะทำงานในโหมคของ Float charge และ Over charge โดยเป็นการทำงานของวงจรในลักษณะ Differential Error Amplifies คือจะมีการลดทอนระดับแรงดัน(Divider) จากแบตเตอรี่ให้มีระดับแรงดันที่เหมาะสมเพื่อที่จะนำเข้าสู่ Error Amplifier โดยผ่านการแยกกราวด์ออกจากกันโดยใช้ Error Amplifier ดังรูปที่ 3.11



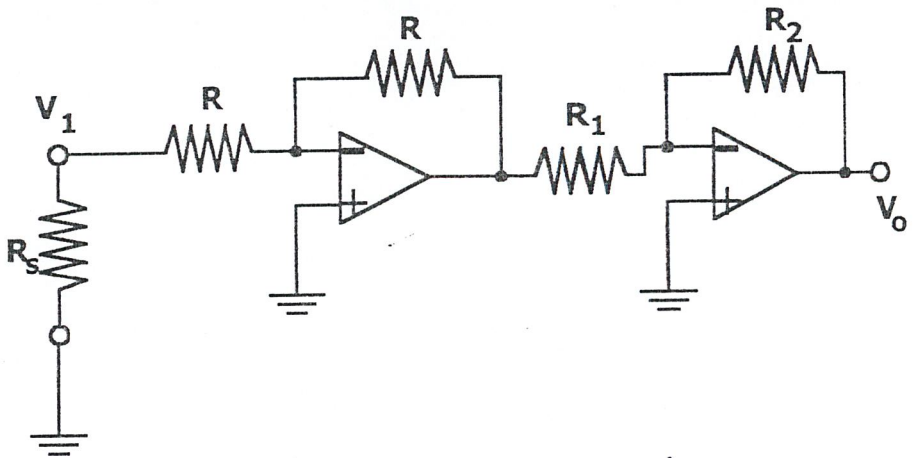
รูปที่ 3.11 วงจรชุดควบคุมแรงดันคงที่

โดยที่  $V_0$  ที่ได้จะมีลักษณะดังนี้

$$V_0 = V_2 - V_1 \quad \text{---(3.1)}$$

โดยที่ระดับแรงดัน  $V_0$  ที่ได้จะมีค่าระหว่าง 0-3 โวลต์และจะนำสัญญาณไฟตรงเข้าไปสู่อิซีเบอร์ TL494 เพื่อนำไปตัดกับสัญญาณ saw tooth จะได้สัญญาณ PWM ออกมาโดยผ่านไอซีเบอร์ MC4066 ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เลือกปิด-เปิด

6. วงจรในการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ซึ่งจะทำงานใน โหมดของ Bulk charge และ Trickle charge โดยเป็นการทำงานของวงจรในลักษณะของการขยายแรงดัน ดังรูป 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรชุดควบคุมกระแสคงที่

ซึ่งจะมีการทำงานดังนี้คือ จะมีการตรวจจับแรงดันจาก R โดยที่หากว่ามีกระแสชาร์จ แบตเตอร์มาก แรงดันที่ตกคร่อม R ก็จะมีสูงแต่ระดับแรงดันที่ได้จากการตรวจจับจาก R มีค่าต่ำมาก จึงต้องผ่านการขยายแรงดันโดยจะได้อัตราขยายตามสมการ

$$G = V_0/V_i = R_1/R_2 \quad \text{---(3.2)}$$

โดยที่ระดับแรงดัน V ที่ได้จะมีค่าระหว่าง 0-3 โวลต์ และจะนำสัญญาณไฟตรงที่ได้ผ่านเข้าไปสู่อิซิปเบอร์ TL494 เพื่อนำไปตัดกับสัญญาณ saw tooth และจะได้สัญญาณ PWM ออกมาโดยผ่าน ไอซิปเบอร์ MC4066 ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ปิด-เปิด

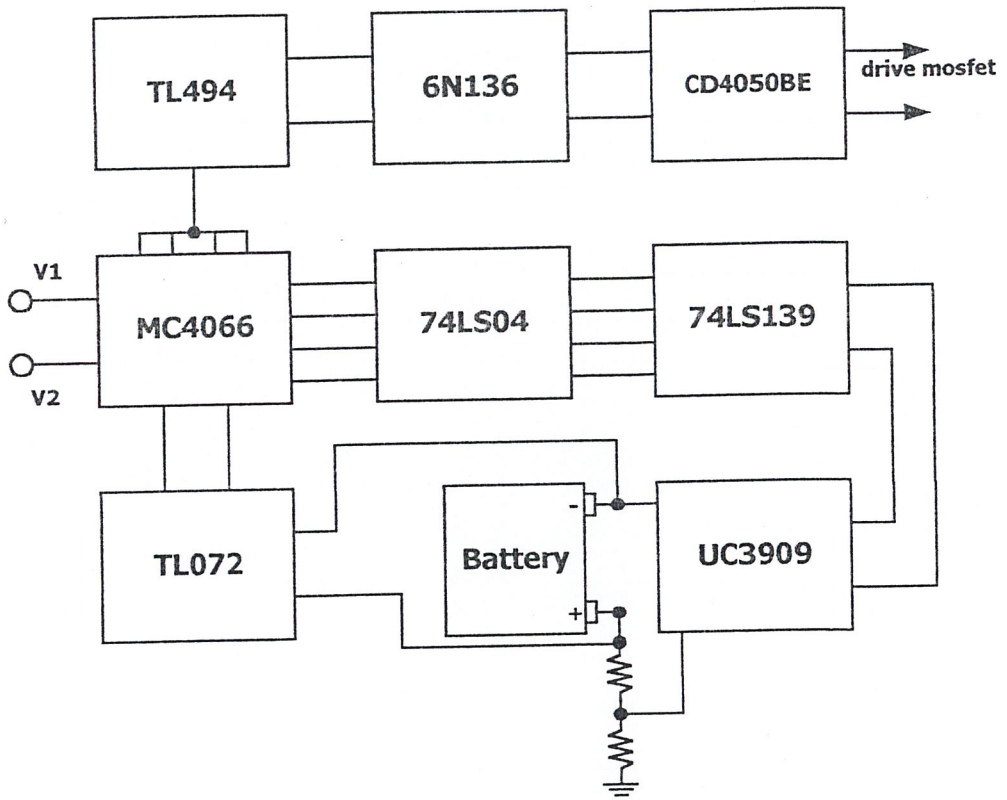
7. ไอซิปเบอร์ TL494 หน้าที่ในการสร้างสัญญาณ PWM เพื่อที่จะนำไปขับเพาเวอร์มอสเฟต โดยจะเริ่มการทำงานจากการรับสัญญาณไฟตรงที่มีระดับแรงดันอยู่ในระหว่าง 0-3 โวลต์โดยจะนำสัญญาณที่ได้ไปตัดกับสัญญาณ saw tooth โดยสามารถที่จะแยกได้ 2 ลักษณะคือ

- โหมดแรงดันคงที่เมื่อวงจรทำงานในโหมดแรงดันคงที่สัญญาณไฟตรงที่ลดทอนลงมาก็จะเปลี่ยนแปลงในทางที่เพิ่มขึ้นดังนั้นจึงเป็นผลทำให้สัญญาณไฟตรงที่ได้รับจาก Differential Error Amplifier มีค่าเพิ่มขึ้นดังนั้นจึงเป็นผลทำให้สัญญาณ PWM ที่ได้มีค่าลดลงจึงทำให้ระดับแรงดันลดลงมาเท่าเดิมจึงสามารถที่จะจัดการทำงานในส่วนนี้เป็นการทำงานในส่วนของโหมดแรงดันคงที่
- โหมดกระแสคงที่ เมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสคงที่ ถ้าหากกระแสในการชาร์จจะเปลี่ยนแปลงในทางที่ลดลงจะทำให้แรงดันที่ถูกขยายแล้วลดลงด้วยเมื่อนำไปตัดกับสัญญาณ saw tooth เปลี่ยนแปลงลดลงก็จะมีผลทำให้สัญญาณ PWM มีค่าเพิ่มขึ้นจึงทำให้มีกระแสเพิ่มขึ้นเท่าเดิม จึงเป็นการทำงานในโหมดกระแสคงที่เมื่อสัญญาณที่สร้างโดยไอซิปเบอร์ TL494 โดยสัญญาณที่ได้จะมีลักษณะกลับเฟสกันและจะนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรแยกกราวด์ในลำดับต่อไป

8. ไอซิปเบอร์ 6N136 จะทำหน้าที่ในการแยกกราวด์ออกจากกันเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่มากับวงจรควบคุมจากนั้นจึงส่งสัญญาณไปสู่อิซิปเบอร์ CD4050BE

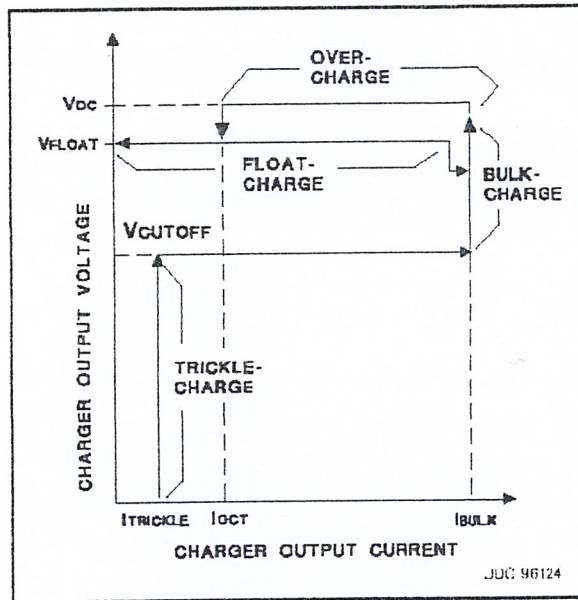
9. ไอซิปเบอร์ CD4050BE จะทำหน้าที่ในการตอบสนองสัญญาณ PWM ความถี่สูงให้ดีขึ้นจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปขับเพาเวอร์มอสเฟต

โดยมีภาพรวมของวงจรการควบคุมดังรูป



รูปที่ 3.13 ภาพรวมการเชื่อมต่อวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ

ลักษณะการอัดประจุแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดโดยใช้ ไอซี UC 3909 ในการควบคุมแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.14 State การทำงานของไอซีเบอร์ UC3909

สามารถอธิบาย state การอัดประจุได้ดังนี้

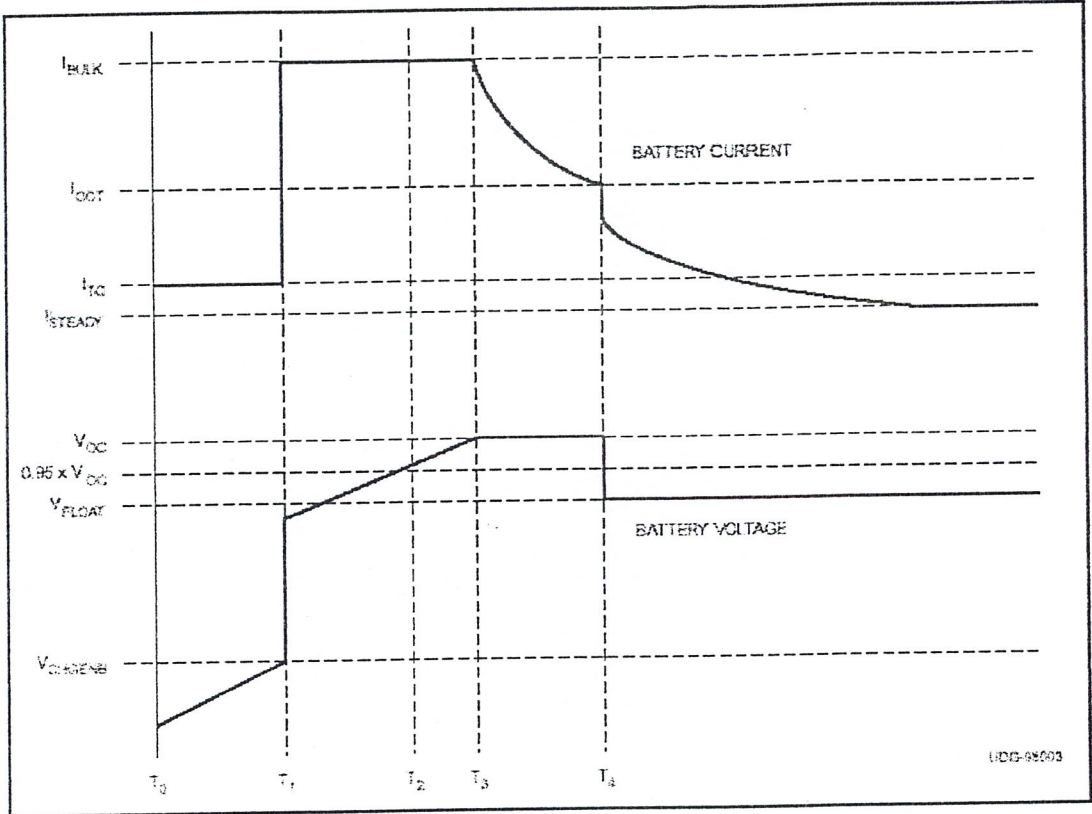
1. **Trickle Charge** คือสถานะการอัดประจุของแบตเตอรี่ในสถานะที่แบตเตอรี่ ซึ่งมีระดับแรงดันใกล้สถานะ End of cell ของแบตเตอรี่ ซึ่งมีค่าประมาณ 1.7 โวลต์ต่อเซลล์ ซึ่งในสถานะนี้จะคงค่ากระแสอัดประจุที่ระดับน้อย ๆ

2. **Bulk Charge** คือสถานะที่แบตเตอรี่มีระดับแรงดันเกินกว่าระดับแรงดัน Trickle Charge ที่กำหนดไว้แต่ไม่เกิน 95% ของแรงดันขณะเกิดแรงดันเกิน โดยในสถานะนี้ค่ากระแสจะมีค่าสูงสุด

3. **Over Charge** คือการควบคุมสถานะการอัดประจุของแบตเตอรี่ในขณะที่แรงดันเกินขนาดพิกัดของแรงดันแบตเตอรี่ ให้กลับสู่สถานะ Full Capacity ของแบตเตอรี่

4. **Float Charge** คือการรักษาสถานะแรงดันของแบตเตอรี่ให้อยู่ในสถานะ Full Capacity หรือที่แรงดันพิกัดของแบตเตอรี่ ซึ่งการรักษาในสถานะระดับนี้จนกระทั่ง แรงดันของแบตเตอรี่ลดลงไปประมาณ 90% ของ Float Charge ก็จะกลับไปสู่การอัดประจุแบบ Bulk Charge

จากสถานะการอัดประจุแบตเตอรี่ที่กล่าวมาทั้งหมดจะสังเกตเห็นได้ว่า ในสถานะ Trickle Charge และที่สถานะ Bulk Charge จะใช้หลักการของ current mode control ส่วนในสถานะ Over Charge และในสถานะ Float Charge จะใช้หลักการของ Voltage mode control



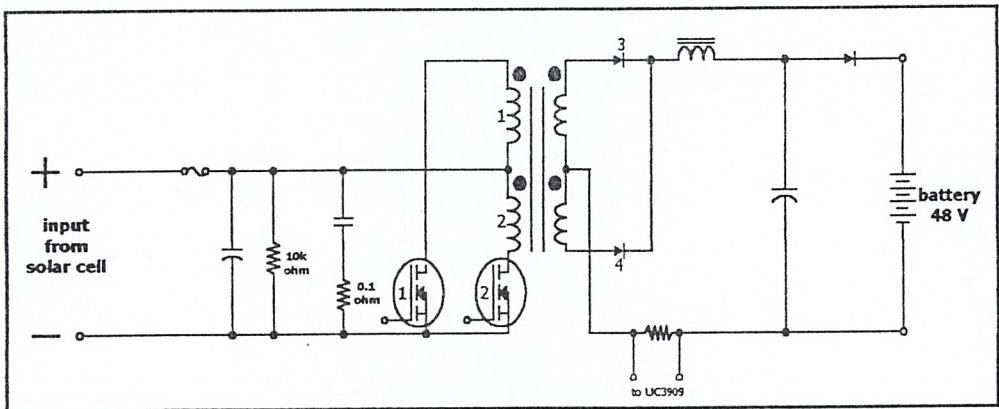
รูปที่ 3.15 ภาพแสดงระดับแรงดันและกระแสในวัฏจักรการอัดประจุ

## บทที่ 4

### หลักการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ภายในวงจร

หลักการออกแบบในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและคำนวณค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรต่าง ๆ ของโครงการนี้ ซึ่งจะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องรวมทั้งสมการในการคำนวณค่าต่าง ๆ โดยจะแบ่งได้เป็น 3 ส่วนย่อยดังต่อไปนี้

#### 4.1 วงจรกำลัง



รูปที่ 4.1 วงจรกำลังที่ใช้โครงการ

สามารถแสดงการต่อวงจรกำลังทั้งหมดได้ดังรูปที่ 4.1 แสดงส่วนของวงจรกำลังในส่วน of วงจรแปลงผันไฟตรงแบบ พูช - พูล (Push - Pull Converter) ในแต่ละส่วนของวงจรเราสามารถให้หลักดังต่อไปนี้ในการเลือกอุปกรณ์ที่จะใช้ในวงจร

1. พิวส์ พิวส์มีหน้าที่หลักอยู่ 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนของวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้พิวส์เพื่อใช้ในส่วน of วงจรกำลังมีข้อพิจารณาดังต่อไปนี้

##### 1.1 ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ค่าอัตราทนแรงดันของพิวส์ที่ใช้จะมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์กในตัวพิวส์ขณะลัดวงจร ถ้าอัตราทนแรงดันของพิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดการอาร์กภายในตัวพิวส์อาจเป็นไปอย่างรุนแรง และตัวพิวส์แตกออกได้ ซึ่งเสี่ยงต่อการลัดวงจร

##### 1.2 ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

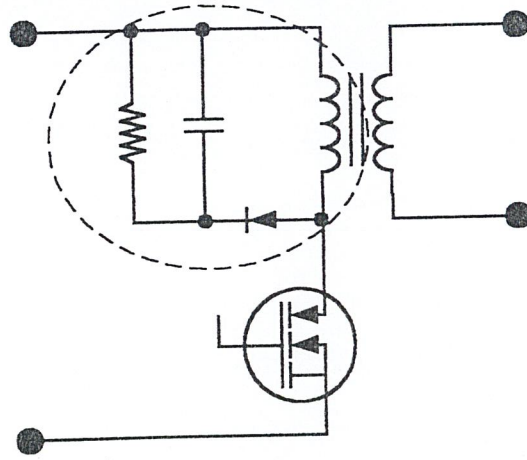
สามารถที่จะกำหนดได้จาก ค่ากระแสด้านอินพุต ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าโหลด ค่าความต้านทานจำกัดกระแส และค่าตัวเก็บประจุฟิวดเจอร์ การพิจารณาอัตราทนกระแสของพิวส์จึงกำหนดได้จากค่า

กระแสของวงจรกำลังนั่นเอง โดยให้เพื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 % เพื่อเพิ่มอายุการใช้งานซึ่งในวงจรเลือกใช้ฟิวส์ขนาด 15 แอมป์

2. C-Filterทำหน้าที่เป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากแรงดันไฟตรงทางด้านอินพุตของวงจรในมีค่าเรียบขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามความต้องการ

3. การคำนวณหาค่าและออกแบบ วงจรสแน็บเบอร์ (snubber) โดยที่วงจรสแน็บเบอร์ใช้ในโครงการนี้ เป็นลักษณะของสแน็บเบอร์ที่ลดสไปค์แรงดัน ซึ่งอาจเป็นผลทำให้แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และอาจเกิดการพังเสียหายขึ้นได้แบ่งออกเป็น 2 แบบคือ วงจรสแน็บเบอร์ของวงจรฟลายแบค และวงจรสแน็บเบอร์ของวงจรกำลัง พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์ (push-pull converter)

1. วงจรสแน็บเบอร์ของวงจรฟลายแบคมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 4.2 วงจรสแน็บเบอร์ของฟลายแบค

โดยการทำงานของวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในขดลวดไพรมารีอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน

ซึ่งค่า R อาจหาได้จากสมการ

$$R(\min) = t_{off}(\min)/2*3C \quad \text{---(4.1)}$$

โดยที่  $t_{off}$  คือ ช่วงเวลาที่หยุดทำงานต่ำสุด

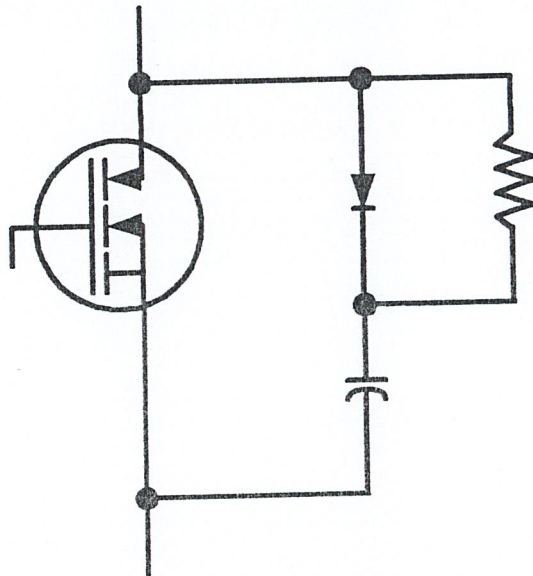
ซึ่งในโครงการนี้เลือกการคงที่ค่า C มีค่าเท่ากับ  $1 \mu\text{F}$  จากนั้นจึงหาค่า R จากสูตร ที่ 4.1  
ค่า  $T_{off}$  มีค่าเท่ากับ  $30 \times 10^{-6}$  วินาที

$$R(\min) = 30 * 10^{-6} / 2 * 3 * 10^{-6} \text{f}$$

$$R(\min) = 13.05 \Omega$$

ดังนั้นจึงเลือกใช้ R มีขนาดเท่ากับ  $82 \Omega$  20 วัตต์

2. วงจรสับเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต โดยมีการต่อวงจรตามรูป



รูปที่ 4.3 วงจรสับเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต

โดยมีการทำงานดังนี้ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส สมมุติให้กระแสเพาเวอร์มอสเฟตลดลงเป็นเชิงเส้นกระแสจะผ่าน D เข้ามาชาร์จประจุที่ C โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C มีค่า  $V_{cd}$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{cd} = 0.5 (I_L * T_f) / C \quad \text{---(4.2)}$$

โดยที่  $I_L$  คือ ค่ากระแสโหลด  
 $T_f$  คือ ค่า fall time

C คือ ค่าตัวเก็บประจุ

ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในการออกแบบควรมีค่า

$$C \geq (I_L * T_r) / 2V_{cd} \quad \text{---(4.3)}$$

หลังจากปล่อยให้เวลาผ่านไป  $T_r$  ไปแล้ว C ยังคงถูกชาร์จด้วยกระแสไหลคงที่ต่อไปทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าสูงกว่าแหล่งจ่าย  $V_d$  เพราะเนื่องจากมีอินดักแตนซ์ในวงจรและในที่สุดก็จะตกลงมาเท่ากับแหล่งจ่าย เมื่อมอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง พลังงานจะถูกสลายที่ตัวต้านทาน R ในการใช้งานของมอสเฟต ค่าพลังงานที่ถูกสลายด้วยความต้านทาน R คือ

$$P = 0.5C (V_d)^2 f \quad \text{---(4.4)}$$

โดยที่  $V_d$  คือ แรงดัน Dc link

$f$  คือ ความถี่ในการใช้ในการขับมอสเฟต

ในขณะที่มอสเฟตนำกระแส นั้น ความต้านทาน R จะจำกัดค่ากระแส ดิสชาร์จค่าหนึ่งให้อยู่ในช่วงที่ปลอดภัย ถ้าให้ R เท่านั้น ที่จำกัดค่ากระแสดิสชาร์จของตัวเก็บประจุ ดังนั้นค่า R หาได้จาก

$$R \geq V_d / (I_M - I_L) \quad \text{---(4.5)}$$

โดยที่  $I_M$  คือ กระแสสูงสุดที่มอสเฟตทนได้

$I_L$  คือ กระแสไหล

ซึ่งสมการที่ (4.5) ที่หาค่าน้อยที่สุดของ R โดยประมาณสำหรับค่า R ที่มากที่สุด สามารถหาได้จากช่วงคาบเวลาของการนำกระแสที่น้อยที่สุด  $T_{on(min)}$  ของทรานซิสเตอร์ โดยไม่คิดผลของค่าของอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่ การออกแบบคาบเวลานำกระแสที่น้อยที่สุดควรมีอย่างน้อยเป็น 3 เท่าของค่าคงที่เวลา  $R * C$  ดังสมการ

$$T_{on(min)} \geq 3R * C \quad \text{---(4.6)}$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$R \leq T_{on(min)} / 3C \quad \text{---(4.7)}$$

นั่นคือการออกแบบ R ควรมีค่าอย่างน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุใน C เกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อรวมสมการ (4.5) กับ (4.7) จะได้ว่า

$$V_d / (I_M - I_L) \leq R \leq T_{on(min)} / 3C \quad \text{---(4.8)}$$

จากสมการ (4.5) กับ (4.7) แสดงให้เห็นว่าค่า R ควรเป็นค่าที่เหมาะสมเพื่อที่จะจำกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟต ทั้งนี้เราสามารถหาค่า R และ C ได้รวมทั้งหาค่ากำลังที่สูญเสียใน R ได้จากสมการ (4.8)

ดังนั้นในการทำโครงการนี้ กำหนดให้

$$\begin{aligned} V_d &= 13 \text{ โวลต์} & , V_{cd} &= 10 \text{ โวลต์} \\ I_L &= 10 \text{ แอมป์} & , I_M &= 28 \text{ แอมป์} \\ T_r &= 43 \text{ นาโนวินาที} & , T_{off}(\min) &= 53 \text{ นาโนวินาที} \end{aligned}$$

สามารถคำนวณหาค่าตัวต้านทาน  $R_s$  และตัวเก็บประจุ C ของวงจรสับเบอร์ดี้ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{จากสมการที่ (4.3)} \quad C &> 10 \cdot 43 \cdot 10^{-9} / 2 \cdot 10 \\ C &> 22.5 \cdot 10^{-9} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นในโครงการจึงเลือกใช้ C มีค่าเท่ากับ  $1000 \cdot 10^{-9}$  ชนิด WIMA และทนแรงดัน 2200 V เพราะหาง่ายในท้องตลาด

จากสมการที่ (4.8)

แทนค่าข้อมูลที่กำหนดให้จะได้

$$\begin{aligned} 33 / (28 - 10) &\leq R \leq 53 \cdot 10^{-8} / 3 \cdot 22.5 \cdot 10^{-9} \\ 0.12 &\leq R \leq 7.85 \ \Omega \end{aligned}$$

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิทช์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ประมาณ 20 KHz ดังนั้นการคำนวณหาค่ากำลังสูญเสียที่สลายใน R ได้จากสมการที่ (4.4)

$$\begin{aligned} P &= 0.5 \cdot 1000 \cdot (33)^2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \\ P &= 10.89 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกใช้ R มีค่าเท่ากับ  $5 \ \Omega$  วัตต์

4. การคำนวณและการออกแบบของขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจร พูซ - พลู คอนเวอร์เตอร์ โดยหลักการ การกระเพื่อมของกระแสได้ คือ ค่าเหนี่ยวนำยิ่งมากค่ากระแสกระเพื่อมจะลดลง ซึ่งการหาค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจร พูซ - พลู คอนเวอร์เตอร์ เป็นไปตามสมการ

$$L_{\min} > (1/2) \cdot R_{\max} \cdot T \cdot (1 - D_{\min}) \quad \text{---(4.9)}$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } R_{\max} &= \text{ค่าความต้านวงจรด้านขวา} \\ T &= \text{คาบเวลาของสัญญาณ P W M} \\ V_{\text{outputmin}} &= \text{โวลต์เฉลี่ยด้านขาออก} \\ I_{\text{outputmin}} &= \text{กระแสต่ำสุดที่ยอมให้ไหล} \\ D_{\min} &= \text{ค่า Duty cycle ต่ำสุด} \end{aligned}$$

$$R_{max} = V_{output} / I_{output} \text{ (min)} \quad \text{---(4.10)}$$

เนื่องจากโครงการานนี้ใช้ค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

$$T = 50 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

$$V_{output} = \text{ประมาณ } 60 \text{ โวลต์}$$

$$I_{output} \text{ (min)} = 0.4 \text{ แอมป์}$$

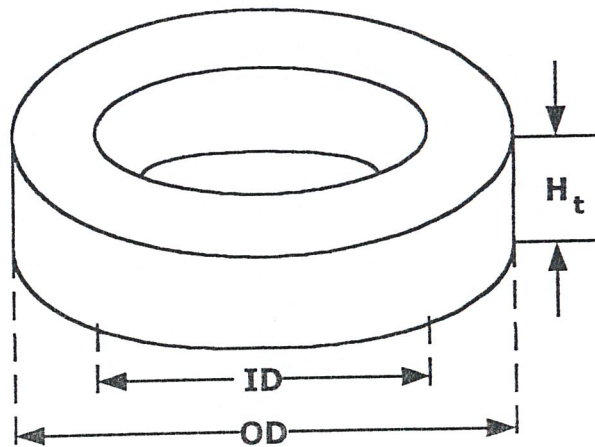
$$R_{max} = 60 / 0.4 = 150 \ \Omega$$

$$D_{min} = 0.8 \%$$

$$L > (1/2) * (150) * (50 \times 10^{-6}) * (1 - 0.8) \quad \text{---(4.11)}$$

$$L > 0.75 \text{ mH}$$

ดังนั้นในโครงการานนี้เลือกใช้ค่าความเหนี่ยวนำ 1.5 mH โดยใช้แกนเทอร์รอยด์ โดยที่จะมีลักษณะดังนี้



รูป 4.4 ลักษณะของแกนเทอร์รอยด์

ซึ่งจำนวนรอบที่จะพันได้จาก

$$N = [L / A_L]^{1/2} \quad \text{---(4.12)}$$

โดยที่ L = ค่าความเหนี่ยวนำ (mH)

AL = ค่าคงที่ของแกน

N = จำนวนรอบที่ต้องพัน

โดยที่เลือกใช้เบอร์ T184-26 ซึ่งจะมีค่าต่างๆ ดังนี้

$$ID = 24.1 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$OD = 46.7 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\begin{aligned} H_t &= 18.0 \text{ มิลลิเมตร} \\ A_L &= \text{ค่าคงที่ของแกน} \\ &= 169 \text{ nH} / N^2 \end{aligned}$$

แทนค่าในสมการจะได้

$$\begin{aligned} N &= [1500000 / 169]^{1/2} \\ N &= 94.21 \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงต้องพันลวดรอบแกนเทอร์รอยด์ทั้งหมด 95 รอบ

5. การออกแบบและคำนวณ หม้อแปลงสวิตชิงความถี่สูง นับเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมาก เพราะจะเป็นอุปกรณ์จะยกระดับแรงดันจาก 33 โวลต์ เพื่อชาร์จแบตเตอรี่ 48 โวลต์ให้ได้ โดยจะต้องยกระดับแรงดันขึ้นได้ไม่ต่ำกว่า 60 โวลต์ โดยหาค่ากำลังวัตต์ที่เหมาะสม ในการส่งผ่านพลังงานกับขนาดของแกนเหล็ก สำหรับวงจร พุช – พลู คอนเวอร์เตอร์

โดยที่  $B_{max}$  = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ (เกาส์)

ซึ่ง 1 เทสลา = 10000 เกาส์

$f$  = ค่าความถี่ในการสวิตชิงของวงจร (เฮิรตซ์)

$A_c$  = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ (ตารางเซนติเมตร)

$A_w$  = พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบ๊อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร)

$D$  = ค่าความหนาแน่นกระแสในขด primary (เซอร์คูลุ่มิล/แอมป์)

$P$  = กำลังงานสูงสุดที่ส่งผ่านแกนเฟอร์ไรต์ (วัตต์)

โดยในโครงการนี้เลือกใช้แกน EE 55 ซึ่งมีค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

$$B_{max} = 200 \text{ เกาส์}$$

$$f = 20 \times 10^3 \text{ เฮิรตซ์}$$

$$A_c = 3.53 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_w = 4 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$D = 254.5 \text{ เซอร์คูลุ่มิล / แอมป์}$$

$$P = 200 \times 20 \times 10^3 \times 3.53 \times 4 \times 10^{-3} / 254.5$$

$$= 221.9 \text{ วัตต์}$$

จากการคำนวณพบว่าแกนนี้มีความเหมาะสมเพราะว่าใช้ส่งผ่านพลังงานประมาณ 200 – 240 วัตต์

การออกแบบจำนวนรอบทาง primary ของหม้อแปลงสวิตชิง ความถี่สูง

- สัญญาณ  $A_c$  เป็นรูปของ sinc

$$E = 4.44fNB_{max}A \quad \text{---(4.13)}$$

- สัญญาณ  $A_c$  เป็นรูปของ P W M

$$E = 4fNB_A \quad \text{---(4.14)}$$

- โดยที่  $E$  = แรงดันทางด้าน primary  
 $F$  = ความถี่ของไฟกระแสสลับ  
 $N$  = จำนวนลวดของขดลวด  
 $B_{max}$  = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด  
 $A$  = พื้นที่หน้าตัดแกนกลางของแกน EE

สามารถหารอบได้จาก

$$N = DV_1/V_2 = I_2/I_1 = N_1/N_2 \quad \text{---(4.15)}$$

ในโครงการนี้เลือกใช้

$$\begin{aligned} V_1 &= 33 \text{ โวลต์} \\ V_2 &= 80 \text{ โวลต์} \\ F &= 20 \cdot 10^3 \text{ Hz.} \\ B &= 0.2 \text{ เทสลา} \\ A &= 353 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \end{aligned}$$

จากสมการ

$$\begin{aligned} 33 &= 4 \cdot (20 \cdot 10^3) N_1 (353 \cdot 10^{-6}) (0.2) \\ N_1 &= 33 / [4 \cdot (20 \cdot 10^3) (353 \cdot 10^{-6}) (0.2)] \\ &= 5.84 \\ N_1 &= 6 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เราเลือกใช้ Duty max ประมาณ 80 %

$$\begin{aligned} V_1 &= 33 \text{ V.} \\ V_2 &= 80 \text{ V.} \\ N_1 &= 6 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

จากสมการที่ (4.15) จะได้

$$\begin{aligned} 0.8 (33) / 80 &= 6/N_2 \\ N_2 &= 18.18 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

จะได้  $N_2$  ประมาณ 19 รอบ

พันรอบ primary 6 รอบ

พื้นที่ลวดค้ำ secondary 19 รอบ ใช้ลวดคนละเบอร์ซึ่งทางด้านไพรมารี เลือกใช้ลวดเบอร์ 20 โดยตีเกลียว 5 เส้น พร้อมกัน ส่วนทางด้านเซคคันดารี เลือกใช้ลวดเบอร์ 24 โดยตีเกลียว 3 เส้น

#### 4.2 หลักการออกแบบและเลือกแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้

เนื่องจากโครงการนี้เป็นการใช้งานในลักษณะจ่ายให้แก่ มอเตอร์ 1.5 Kw เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนรถไฟฟ้าซึ่งจุดมุ่งหมายของโครงการมีความต้องการให้มีการวิ่งต่อเนื่องได้โดยประมาณ 4-5 ชั่วโมง โดยที่แบตเตอรี่สามารถจ่ายได้โดยขณะที่วงจรของมอเตอร์ทำงานอยู่โดยมีความต้องการให้แบตเตอรี่สามารถที่จะจ่ายพลังงานโดยเฉลี่ยอยู่ระหว่าง 500-700 วัตต์ดังนั้นจึงต้องมีการเลือกใช้แบตเตอรี่ที่เหมาะสมในการใช้งานกับโครงการนี้โดยพิจารณาจากความจุของพลังงานและระดับแรงดันที่ใช้งานดังจะกล่าวในส่วนต่อไป

1. การเลือกชนิดของแบตเตอรี่ ในการชาร์จแบตเตอรี่สำหรับ โครงการนี้ เลือกที่จะใช้ไอซีเบอร์ UC3909 ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับการควบคุมการชาร์จของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด รวมทั้งแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรดเป็นชนิดที่มีราคาไม่แพงจนเกินไปเมื่อเทียบกับความจุของแบตเตอรี่ และสามารถหาซื้อได้ทั่วไปตามท้องตลาด มีให้เลือกหลายขนาด
2. การเลือกระดับแรงดัน เนื่องจากลักษณะของโครงการมีโซลาร์เซลล์เป็นแหล่งพลังงาน ซึ่งเป็นการใช้วงจร MPPT ในการรักษาระดับแรงดันให้มีค่าอยู่ที่อยู่ประมาณ 33 โวลต์ และจะมีการเก็บพลังงานโดยการชาร์จลงแบตเตอรี่ และมีการดึงพลังงานจากแบตเตอรี่ที่ระดับดังกล่าว เพื่อไปขยับระดับแรงดันให้มีค่า 380 โวลต์ ดังนั้นจึงเลือกการเก็บพลังงานให้อยู่ที่ระดับแรงดัน 48 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าที่ไม่สูงและต่ำเกินไป สำหรับการขยับระดับแรงดันจาก 33 โวลต์ เพื่อมาเก็บในแบตเตอรี่ และในการขยับระดับแรงดันจาก 48 โวลต์ขึ้นไปสู่ 380 โวลต์ ประกอบกับการเลือกใช้แบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด ซึ่งมีระดับแรงดัน 2 โวลต์ต่อเซลล์ รวมระดับแรงดันจะมีค่าประมาณ 12 โวลต์ต่อแบตเตอรี่ 1 ลูก จึงต้องใช้แบตเตอรี่จำนวน 4 ลูก นำมาต่ออนุกรมกัน เพื่อให้ค่าของระดับแรงดันอยู่ที่ 48 โวลต์
3. การเลือกความจุของแบตเตอรี่ โดยทั่วไปความจุของแบตเตอรี่มักจะบอกมาในหน่วยของ Ah โดยที่แบตเตอรี่แต่ละลูกจะระบุจำนวนชั่วโมงที่สามารถจ่ายกระแสได้ เช่น 5 Amps per 10 hour ซึ่งหมายถึงแบตเตอรี่ลูกนี้สามารถจ่ายกระแสได้ 5 แอมป์เป็นระยะเวลา 10 ชั่วโมง แต่ถ้าจ่ายที่กระแสต่ำกว่ากระแสที่กำหนดไว้ แบตเตอรี่ก็จะสามารถจ่ายพลังงานได้มากกว่า 10 ชั่วโมง โยส่วนรวมแล้วโครงการนี้ต้องการพลังงานอยู่ในช่วงระหว่าง 400-

600 วัตต์ แบตเตอรี่ที่ 48 โวลท์จะต้องจ่ายกระแสให้กับโหลดประมาณ 10 แอมป์ เราจึงเลือกใช้แบตเตอรี่ชนิด 50 Ah per 5 hours แต่เนื่องจากในท้องตลาดไม่มีแบตเตอรี่พิกัดนี้ จึงเลือกใช้พิกัด 60Ah per 20 hours ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ที่สามารถจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้ตามต้องการ

#### 4.3 ค่าที่ต้องคำนวณเพื่อใช้การต่อร่วมกับไอซีเบอร์ UC3909

- ค่า  $R_{s1}$ ,  $R_{s2}$ ,  $R_{s3}$

สามารถคำนวณได้จากสูตร

$$V_{oc} = [V_{ref} (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3}/R_{s4})] / [R_{s3} // R_{s4}] \quad \text{---(4.16)}$$

$$V_t = [V_{ref} (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3}/R_{s4})] / [R_{s2} + R_{s3} // R_{s4}] \quad \text{---(4.17)}$$

$$V_f = [V_{ref} (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3})] / [R_{s3}] \quad \text{---(4.18)}$$

จากสมการสามารถหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้คือ

$$V = \text{แรงดัน ณ สภาวะ Over Charge}$$

$$V = \text{แรงดัน ณ สภาวะ Trickle Charge}$$

$$V = \text{แรงดัน ณ สภาวะ Float Charge}$$

จาก data sheet ของไอซีเบอร์ UC3909 กำหนดให้ค่า  $R_{s4} = 300 \text{ kohm}$ .

$$57 = [2.3 (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3}/300)] / [R_{s3} // 300]$$

$$43 = [2.3 (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3}/300)] / [R_{s2} + R_{s3} // 300]$$

$$53 = [2.3 (R_{s1} + R_{s2} + R_{s3})] / [R_{s3}]$$

ให้  $R_{s1} // R_{s4} = V$  จะได้สมการต่างๆ ดังนี้

$$24.78 = [(R_{s1} + R_{s2} + V)] / [V] \quad \text{---(4.19)}$$

$$18.7 = [(R_{s1} + R_{s2} + V)] / [R_{s2} + V] \quad \text{---(4.20)}$$

$$23.04 = [(R_{s1} + R_{s2} + R_{s3})] / [R_{s3}] \quad \text{---(4.21)}$$

จากสมการที่ (4.19) จะได้  $23.78V = R_{s1} + R_{s2}$  ---(4.22)

จากสมการที่ (4.20) จะได้  $17.7R_{s2} + 17.7V = R_{s1}$  ---(4.23)

จากสมการที่ (4.21) จะได้  $R_{s1} + R_{s2} = 22.04R_{s3}$  ---(4.24)

จะเห็นว่า สมการที่ (4.22) เท่ากับสมการที่ (4.24) จะได้  $23.78V = 22.04R_{s3}$

$$R_{s3} = 1.08V$$

หา  $R_{s3}$  จาก  $V = 300/R_{s3}$

$$V = 300 * 1.08V / [300 + 1.08V]$$

$$V = 21.93$$

$$\begin{array}{ll}
 & R_{S_3} = 23.68 \text{ kohm.} \\
 \text{จากสมการที่ (4.24) จะได้} & R_{S_1} = 521.9 - R_{S_2} \quad \text{---(4.25)} \\
 \text{นำไปแทนค่าในสมการที่ (4.23) จะได้} & R_{S_2} = 503.2 \text{ kohm.} \\
 \text{จากสมการที่ (4.25) จะได้} & R_{S_1} = 18.7 \text{ kohm.}
 \end{array}$$

- คำนวณหาค่า  $R_{G1}$  จากสูตร

$$2.7R_{G1} = R_{G2} * 5V_{RS} \quad \text{---(4.26)}$$

จากสมการสามารถกำหนดค่าต่างๆ ได้ดังนี้

จาก data sheet ของไอซีเบอร์ UC3909 เรากำหนดให้  $R_{G2}$  มีค่าเท่ากับ 10 kohm. เราจะได้ค่า

$$\begin{array}{ll}
 V_{RS} & = I_{BULK} * R_S \quad \text{---(4.27)} \\
 & = 3 * 0.01
 \end{array}$$

ดังนั้นค่า

$$\begin{array}{ll}
 V_{RS} & = 0.03 \text{ โวลท์} \\
 R_{G1} & = 0.56 \text{ kohm.}
 \end{array}$$

- คำนวณหาค่า  $R_{OVC1}$  จากสูตร

$$R_{OVC1} = 1.8518 * I_{OCT} * R_S * R_{OVC2} \quad \text{---(4.28)}$$

จากสมการสามารถกำหนดค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{array}{ll}
 \text{จาก data sheet ของไอซีเบอร์ UC3909 ค่า } I_{OCT} & = 10\% \text{ ของ } I_{BULK} \quad \text{---(4.29)} \\
 & = 0.1 * 3 \\
 & = 0.3 \text{ แอมป์}
 \end{array}$$

ส่วนค่าของ  $R_{OVC2}$  ตาม data sheet ของไอซีเบอร์ UC3909 กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 100 kohm.

$$\text{เพราะฉะนั้นจะได้ค่าของ } R_{OVC1} = 0.56 \text{ kohm.}$$

## บทที่ 5

### การทดสอบและผลการทดลอง

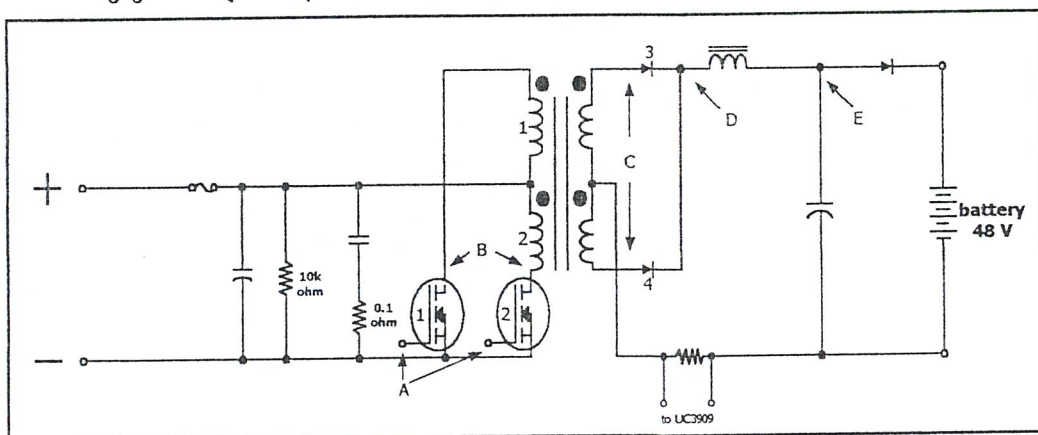
#### 5.1 ผลการทดสอบวงจร

การทำงานของ ไอซี เบอร์ UC 3909 นั้นเราสามารถที่จะทราบถึงสถานะการอัดประจุแบบต่าง ๆ ได้โดยขาที่แสดงสถานะของการอัดประจุแบบเคอร์รี่ที่สถานะต่าง ๆ นั้น คือ ขาที่ 6 และขาที่ 7 ของ UC3909 ซึ่งสถานะต่าง ๆ นั้นจะมีค่าของระดับแรงดันที่ทำการชาร์จแตกต่างกัน โดยสามารถที่จะแสดงได้ตามตารางดังต่อไปนี้

สถานะการอัดประจุ	ระดับแรงดันที่ทำให้การอัดประจุ	สถานะของ ขา 6	สถานะของ ขา 7
Trickle charge	น้อยกว่า 42 โวลท์	0	0
Buck charge	42-54 โวลท์	0	1
Over charge	54 โวลท์	1	0
Float charge	52 โวลท์	1	1

ตารางที่ 5.1 แสดงระดับแรงดันในการ charge ในสถานะต่าง ๆ

การวัดสัญญาณ ณ จุดต่างๆ ภายในวงจร



รูปที่ 5.1 การบอกตำแหน่งการจับสัญญาณในวงจรกำลัง

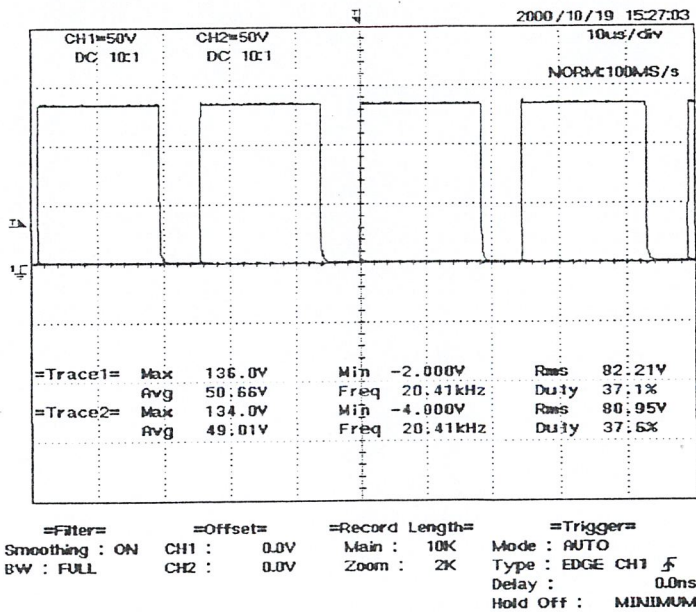
ตารางแสดงรูปสัญญาณรวมถึงที่ทำการตรวจจับสัญญาณ

รูปที่	ค่าของตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณ				
	สัญญาณ PWM ที่นำไปขับมอเตอร์เฟด (โวลต์)	แรงดันตกคร่อม $V_{DS}$ ของmosfet (โวลต์)	แรงดันที่ออกจากหม้อแปลงทางด้าน secondary ของหม้อแปลง (โวลต์)	แรงดันที่ออกจากไดโอดความถี่สูง (โวลต์)	แรงดัน output ที่ได้หลังผ่าน C (โวลต์)
รูปที่4.1	X	-	-	-	-
รูปที่4.2	X	-	-	-	-
รูปที่4.3	-	X	-	-	-
รูปที่4.4	-	-	X	-	-
รูปที่4.5	-	-	-	X	-
รูปที่4.6	-	-	-	-	X

ตารางที่ 5.2 อธิบายรูปสัญญาณที่ได้จากการตรวจจับในตำแหน่งต่างๆ

สัญญาณการทำงานต่างๆ ของเครื่องอัดประจุไฟฟ้า สามารถแสดงได้ดังรูป

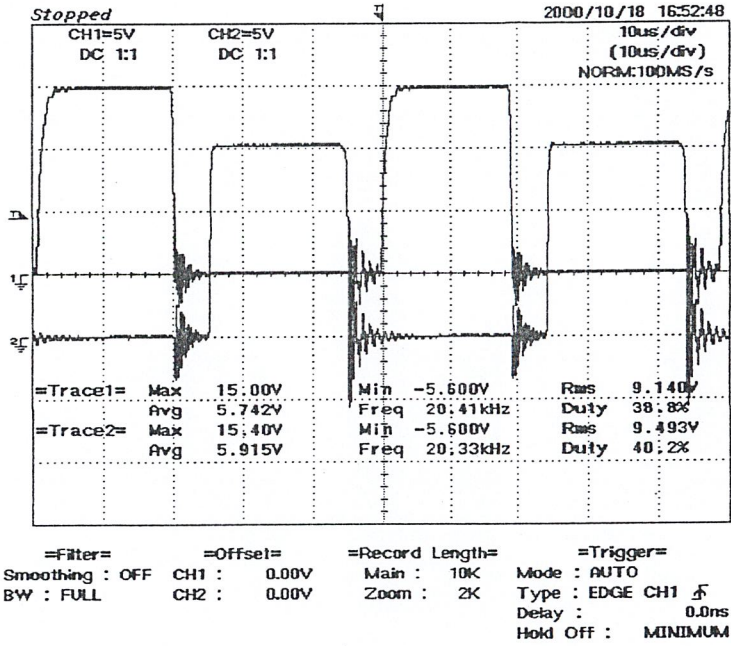
- สัญญาณที่วัดได้ ณ จุด A



รูปที่ 5.2 สัญญาณ pulse ที่ได้จากการทำงานของ TL494 สามารถที่จะสร้างสัญญาณ PWM

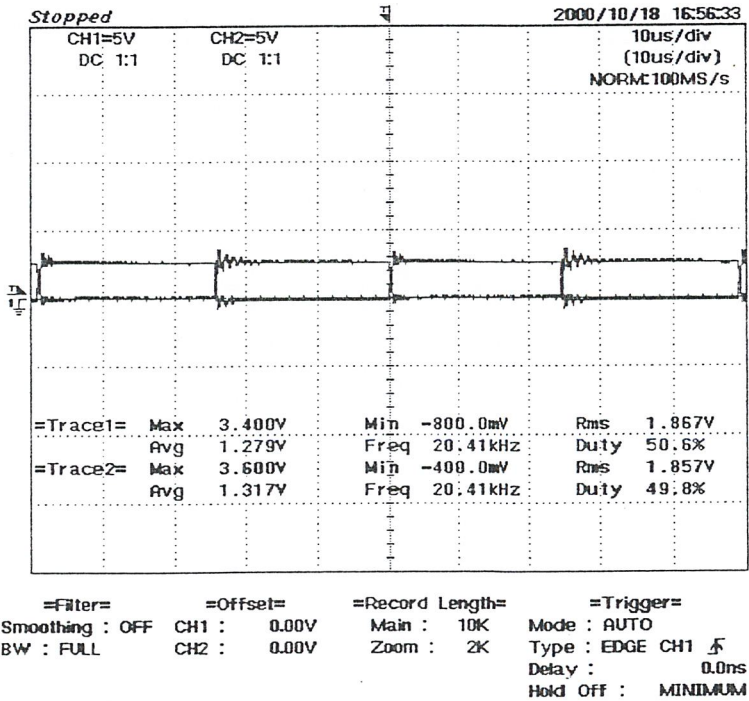
2 สัญญาณ

- สัญญาณที่วัดได้ ณ จุด A



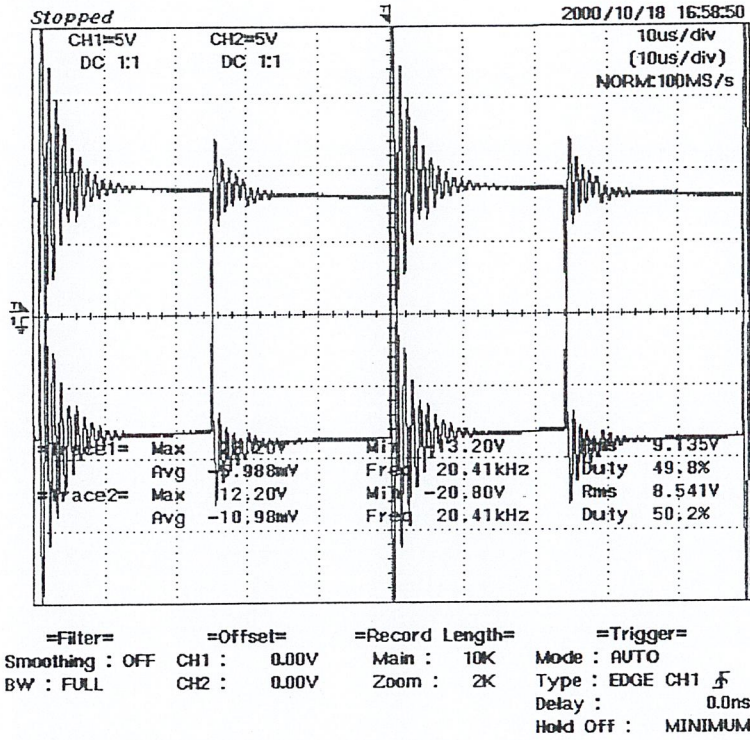
รูปที่ 5.3 สัญญาณ pulse ขณะที่ขั้วมอสเฟตของวงจร Push-Pull โดยมีแรงดันขาเข้าของวงจร Push-Pull

- สัญญาณที่วัดได้ ณ จุด B



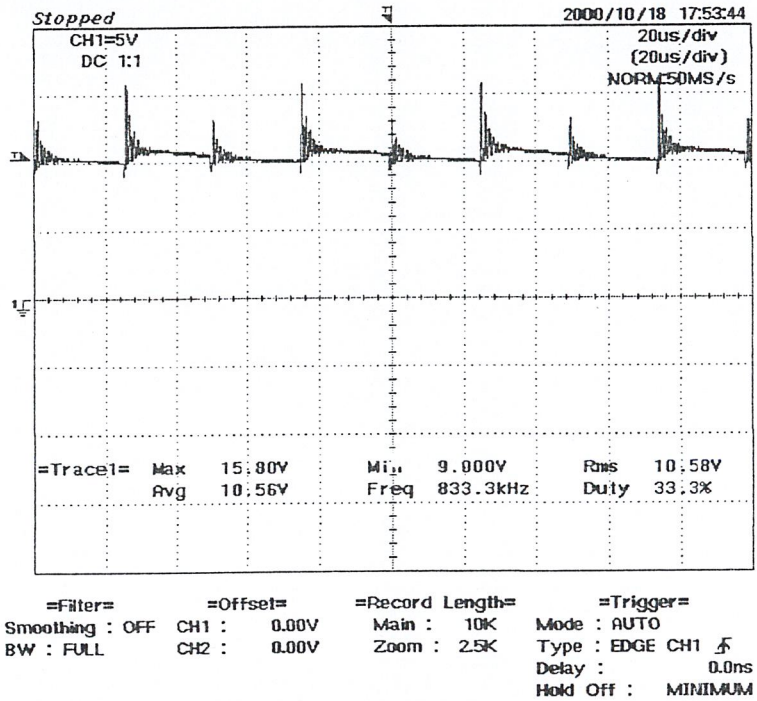
รูปที่ 5.4 สัญญาณที่วัดได้จากขา Drain และ ขา Source ของ power mosfet

- สัญญาณที่วัดได้ ณ จุด C



รูปที่ 5.5 สัญญาณที่วัดได้จากทางด้าน Secondary ของหม้อแปลงความถี่สูง

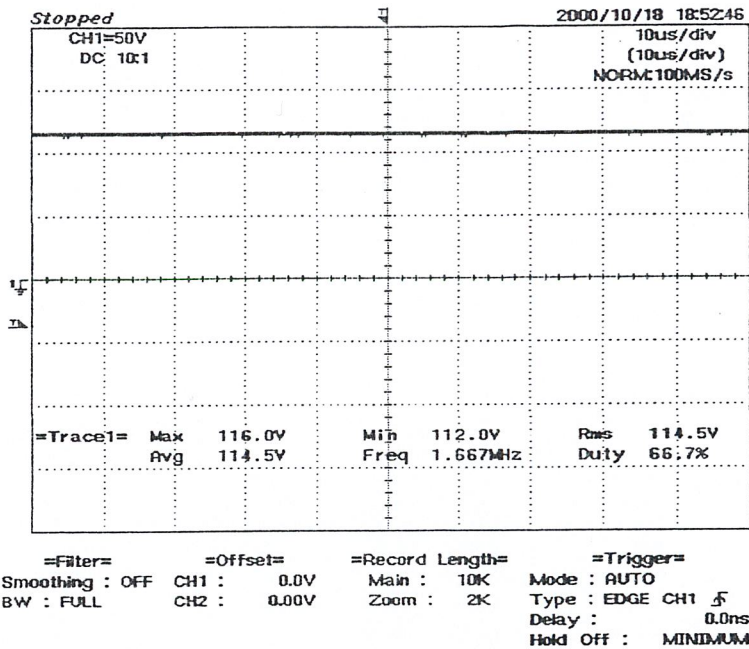
- สัญญาณที่วัดได้ ณ จุด D



รูปที่ 5.6 สัญญาณที่วัดได้หลังจากออกจากไดโอดที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับเป็นกระแสตรงในวง

จร Push-Pull Converter

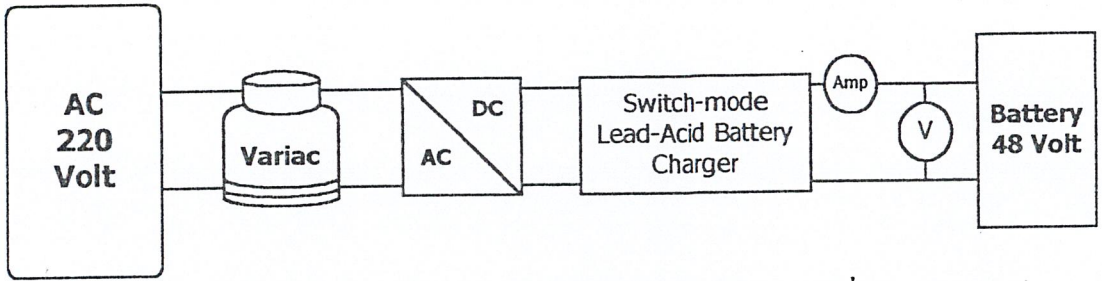
- สัญญาณที่วัดได้ ณ จุด E



รูปที่ 5.7 ระดับแรงดันไฟ output จากวงจร Push-Pull converter หลังผ่าน C กรอง ripple

## 5.2 ผลการทดลอง

จากตารางผลการทดลองที่ได้จากการอัดประจุโดยเครื่องประจุไฟฟ้าแบบเคอร์รี่ ชนิดตะกั่วกรด ขนาด 12 โวลท์ 60 Ah จำนวน 4 ลูก ยี่ห้อ 3K ซึ่งนำมาต่ออนุกรมกัน โดยทำการอัดประจุในลักษณะของ constant current และ constant voltage ในช่วงแรกจะทำการอัดประจุในลักษณะของ constant current โดยอยู่ในโหมด trickle charge ซึ่งระดับแรงดันจะอยู่ในระดับไม่เกิน 42 โวลท์ ซึ่งเป็นระดับที่เกิด End of cell โดยจะรักษาระดับกระแสให้คงที่อยู่ที่ 400 mA. ในสภาวะนี้จากการทดลอง เนื่องจากแรงดันในแบตเตอรี่เริ่มต้นจะอยู่ที่ 46 โวลท์ แต่จากการนำไปทดลองจ่ายกระแสพบว่าแรงดันระดับนี้ไม่สามารถจ่ายกระแสได้ ดังนั้นจึงต้องทำการอัดประจุใหม่ ซึ่งทำให้การอัดประจุไม่อยู่ในโหมดของ trickle charge แต่จะเข้าสู่ในโหมดของ bulk charge โดยมีระดับแรงดันอยู่ในช่วง 42-54 โวลท์ โดยรักษาระดับกระแสให้มีค่าเท่ากับ 3 แอมป์ ซึ่งเป็นไปตามพิกัดของแบตเตอรี่ เมื่อทำการอัดประจุจนกระทั่งระดับแรงดันเท่ากับ 54 โวลท์ ก็จะเข้าไปสู่โหมดการอัดประจุแบบ over charge โดยในสภาวะนี้กระแสที่ใช้ในการอัดประจุจะมีค่าลดลงเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าเท่ากับ 1 แอมป์ ซึ่งจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงโหมดการอัดประจุอีกครั้งคือ เข้าสู่โหมด float charge เครื่อง charge จะรักษาให้มีระดับแรงดันที่ 52 โวลท์ ซึ่งกระแสที่อัดประจุจะมีค่าน้อยมาก ในสภาวะนี้จะถือว่า แบตเตอรี่เต็มแล้วจึงหยุดทำการอัดประจุต่อไป กระแสไหลจะมีค่าน้อยมาก ซึ่งสามารถแสดงบล็อควงจรการทดสอบได้ดังรูป



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทดสอบอัดประจุไฟฟ้าแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์

ผลการวัดประจุ							
Time (hour)	กระแส input (amp)	แรงดัน input (volt)	กระแส output (amp)	แรงดัน output (volt)	P(in) (watt)	P(out) (watt)	ประสิทธิ ภาพ (%)
0.00	5.70	32.57	3.00	50.60	185.65	151.80	81.77
0.10	5.70	31.50	3.00	50.70	179.55	152.10	84.71
0.20	5.71	31.20	3.00	50.80	178.15	152.40	85.54
0.30	5.71	31.60	3.00	50.80	180.44	152.40	84.46
0.40	5.70	31.60	3.00	50.80	180.12	152.40	84.61
0.50	5.71	31.50	3.00	50.80	179.87	152.40	84.73
1.00	5.73	31.55	3.00	50.90	180.78	152.70	84.47
1.10	5.73	31.72	3.00	50.90	181.76	152.70	84.01
1.20	5.72	31.67	3.00	50.90	181.15	152.70	84.29
1.30	5.72	31.74	3.00	51.00	181.55	153.00	84.27
1.40	5.72	31.84	3.00	51.00	182.12	153.00	84.01
1.50	5.72	32.03	3.00	51.00	183.21	153.00	83.51
2.00	5.72	31.72	3.00	51.10	181.44	153.30	84.49
2.10	5.72	31.80	3.00	51.10	181.90	153.30	84.28
2.20	5.72	31.54	3.00	51.20	180.41	153.60	85.14
2.30	5.72	31.60	3.00	51.20	180.75	153.60	84.98
2.40	5.72	31.68	3.00	51.20	181.21	153.60	84.76
2.50	5.72	31.74	3.00	51.30	181.55	153.90	84.77
3.00	5.72	31.84	3.00	51.30	182.12	153.90	84.50
3.10	5.72	31.77	3.00	51.40	181.72	154.20	84.85
3.20	5.75	31.90	3.00	51.40	183.43	154.20	84.07
3.30	5.75	32.13	3.00	51.50	184.75	154.50	83.63
3.40	5.75	32.20	3.00	51.50	185.15	154.50	83.45
3.50	5.75	31.91	3.00	51.60	183.48	154.80	84.37
4.00	5.76	31.45	3.00	51.70	181.15	155.10	85.62

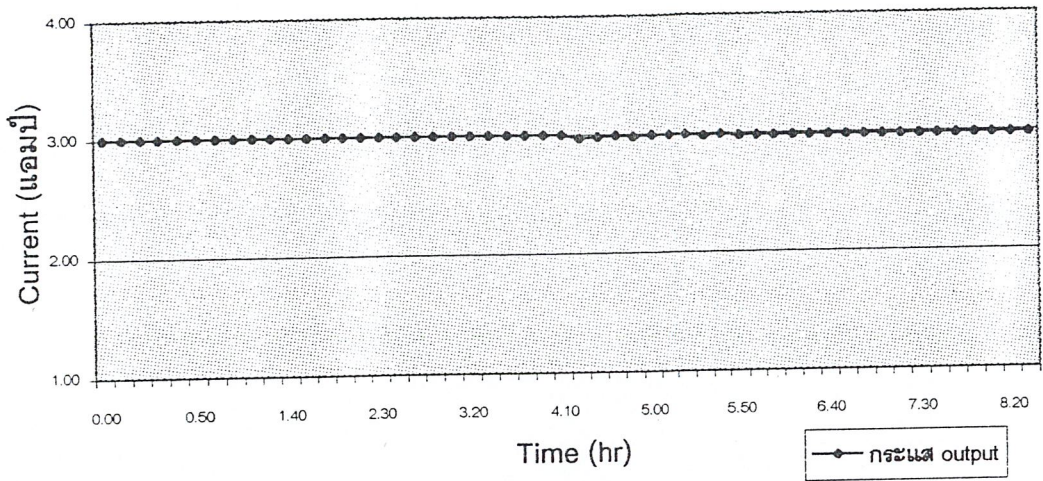
ผลการอัดประจุ							
Time (ชั่วโมง)	กระแส input (แอมป์)	แรงดัน input (โวลต์)	กระแส output (แอมป์)	แรงดัน output (โวลต์)	P(in) (วัตต์)	P(out) (วัตต์)	ประสิทธิ ภาพ (%)
4.10	5.75	31.68	3.00	51.70	182.16	155.10	85.14
4.20	5.75	31.60	2.97	51.80	181.70	153.85	84.67
4.30	5.75	31.95	2.98	51.80	183.71	154.36	84.02
4.40	5.75	31.82	2.99	51.90	182.97	155.18	84.81
4.50	5.75	32.05	2.98	52.00	184.29	154.96	84.09
5.00	5.75	32.03	2.99	52.00	184.17	155.48	84.42
5.10	5.75	32.10	2.99	52.10	184.58	155.78	84.40
5.20	5.75	32.16	2.99	52.10	184.92	155.78	84.24
5.30	5.75	32.11	2.98	52.20	184.63	155.56	84.25
5.40	5.76	32.30	2.99	52.20	186.05	156.08	83.89
5.50	5.75	32.26	2.98	52.30	185.50	155.85	84.02
6.00	5.75	32.29	2.98	52.40	185.67	156.15	84.10
6.10	5.75	32.43	2.98	52.40	186.47	156.15	83.74
6.20	5.77	31.94	2.98	52.50	184.29	156.45	84.89
6.30	5.77	31.85	2.98	52.60	183.77	156.75	85.29
6.40	5.79	31.83	2.98	52.60	184.30	156.75	85.05
6.50	5.79	32.00	2.98	52.70	185.28	157.05	84.76
7.00	5.79	31.98	2.98	52.80	185.16	157.34	84.98
7.10	5.79	32.15	2.98	52.90	186.15	157.64	84.69
7.20	5.79	32.06	2.98	53.00	185.63	157.94	85.08
7.30	5.79	32.09	2.98	53.10	185.80	158.24	85.17
7.40	5.79	32.15	2.98	53.20	186.15	158.54	85.17
7.50	5.79	32.32	2.98	53.30	187.13	158.83	84.88
8.00	5.79	32.25	2.98	53.40	186.73	159.13	85.22
8.10	5.79	32.34	2.98	53.60	187.25	159.73	85.30
8.20	5.78	32.39	2.98	53.70	187.21	160.03	85.48

ผลการอัดประจุ							
Time (ชั่วโมง)	กระแส input (แอมป์)	แรงดัน input (โวลต์)	กระแส output (แอมป์)	แรงดัน output (โวลต์)	P(in) (วัตต์)	P(out) (วัตต์)	ประสิทธิ ภาพ (%)
8.30	5.79	32.28	2.98	53.90	186.90	160.62	85.94
8.40	5.80	32.20	2.96	54.10	186.76	160.14	85.74
8.50	5.77	32.35	2.93	54.10	186.75	158.51	84.88
9.00	5.45	32.37	2.78	54.00	176.26	150.12	85.17
9.10	5.11	32.36	2.60	54.10	165.33	140.66	85.08
9.20	4.98	32.30	2.52	54.10	160.98	136.33	84.69
9.30	4.51	32.40	2.29	54.20	146.06	124.12	84.98
9.40	4.05	32.59	2.07	54.10	132.12	111.99	84.76
9.50	3.68	32.71	1.89	54.10	120.22	102.25	85.05
10.00	3.32	32.78	1.72	54.00	108.90	92.88	85.29
10.10	3.15	32.94	1.63	54.10	103.88	88.18	84.89
10.20	2.99	32.86	1.55	54.00	98.31	83.70	85.14
10.30	2.91	32.81	1.49	54.00	95.47	80.46	84.28
10.40	2.76	32.87	1.42	53.90	90.59	76.54	84.49
10.50	2.62	32.80	1.33	53.90	85.83	71.69	83.52
11.00	2.43	32.89	1.25	54.10	80.07	67.63	84.46
11.10	2.27	32.91	1.17	54.20	74.84	63.41	84.73
11.20	2.22	32.93	1.15	54.20	73.21	62.33	85.14
11.30	2.16	32.92	1.10	54.00	71.13	59.40	83.51
11.40	2.09	32.95	1.07	54.10	68.90	57.89	84.01
11.50	1.98	32.94	1.02	54.10	65.10	55.18	84.76
12.00	1.94	33.10	1.01	54.10	64.37	54.64	84.88
12.10	1.92	33.07	1.00	54.10	63.54	54.10	85.14
12.20	0.54	34.57	0.30	52.30	18.70	15.69	83.89
12.30	0.23	34.61	0.13	52.20	8.05	6.79	84.25

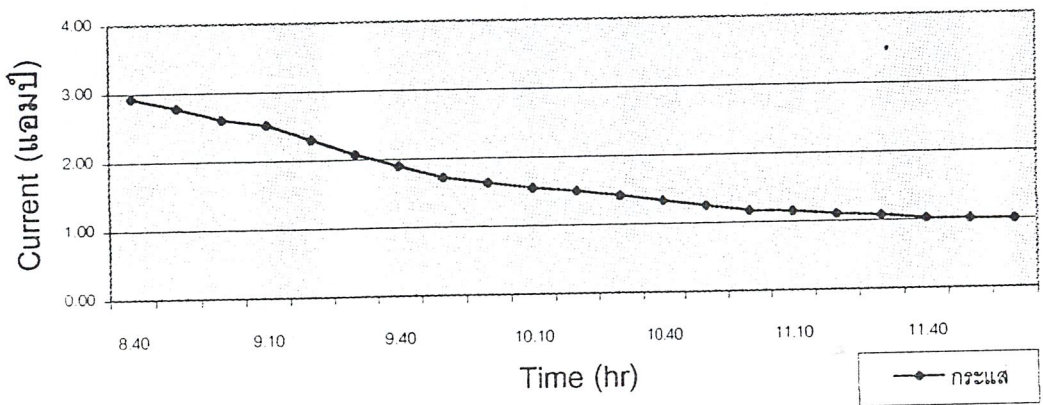
ตารางที่ 5.3 ตารางการอัดประจุไฟฟ้าแบตเตอรี่ 48 โวลต์

สถานะการอัดประจุ แบตเตอรี่	จากผลการทดลองจริง		
	แรงดัน	กระแส	รูปที่
Trickle charge	ไม่มีการอัดประจุใน โหมคนี	ไม่มีการอัดประจุใน โหมคนี	-
Buck charge	มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึง สถานะ Over charge	กระแสเริ่มต้นจะถูก จำกัดที่ 3 แอมป์คงที่	รูปที่ 5.9 รูปที่ 5.12 รูปที่ 5.15
Over charge	มีค่าแรงดัน 54 โวลต์คงที่	กระแสจะค่อย ๆ ลด ลงจนถึงระดับ 1 แอมป์	รูปที่ 5.10 รูปที่ 5.13 รูปที่ 5.16
Float charge	แรงดันคงที่ ณ ระดับ 52 โวลต์	ที่สถานะนี้กระแสจะ ค่อย ๆ ลดลงและเมื่อ แบตเตอรี่ถูกใช้ไปจน แรงดันของแบตเตอรี่ ลดลงก็จะกลับเข้าสู่ สถานะ Buck charge	รูปที่ 5.11 รูปที่ 5.14 รูปที่ 5.17

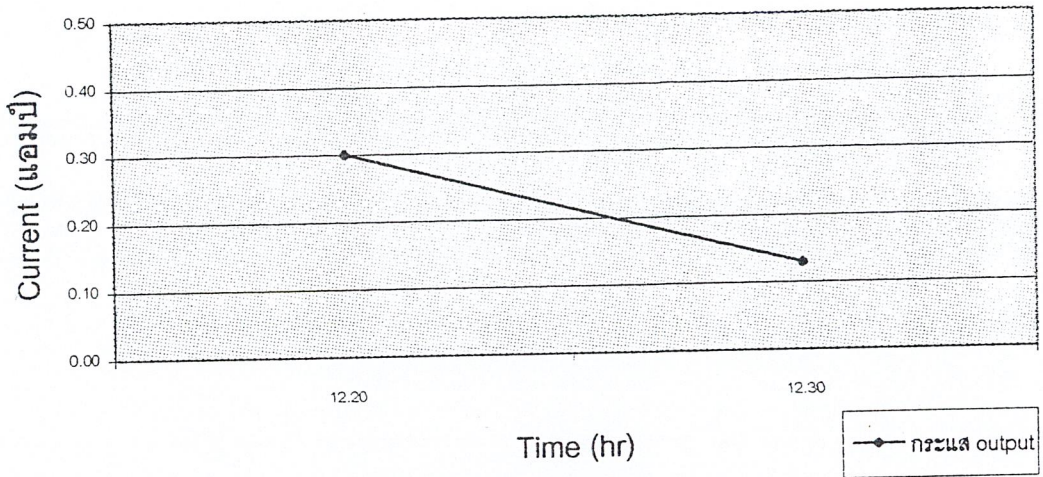
ตารางที่ 5.4 อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างกราฟกับสถานะต่างๆ ของการอัดประจุ



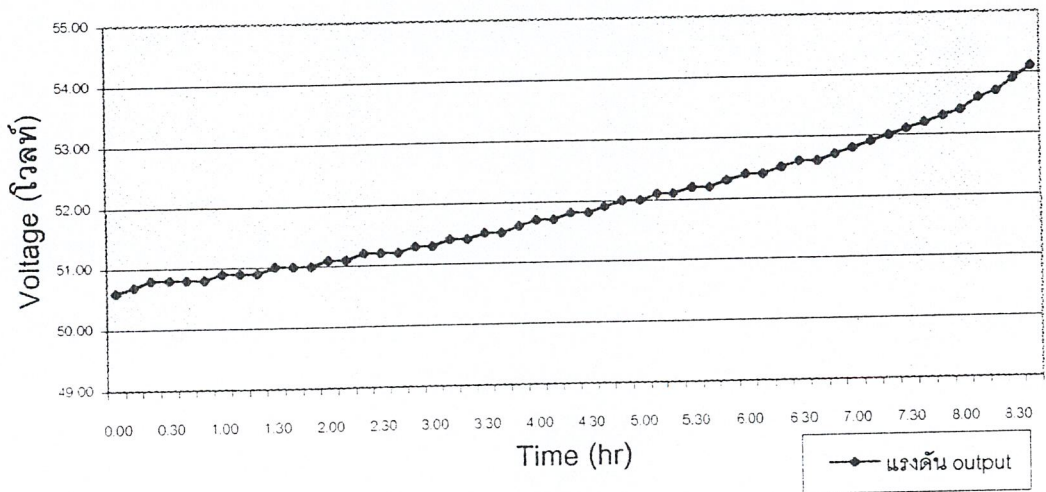
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงกระแสไอท์พุทในโหมด Bulk Charge



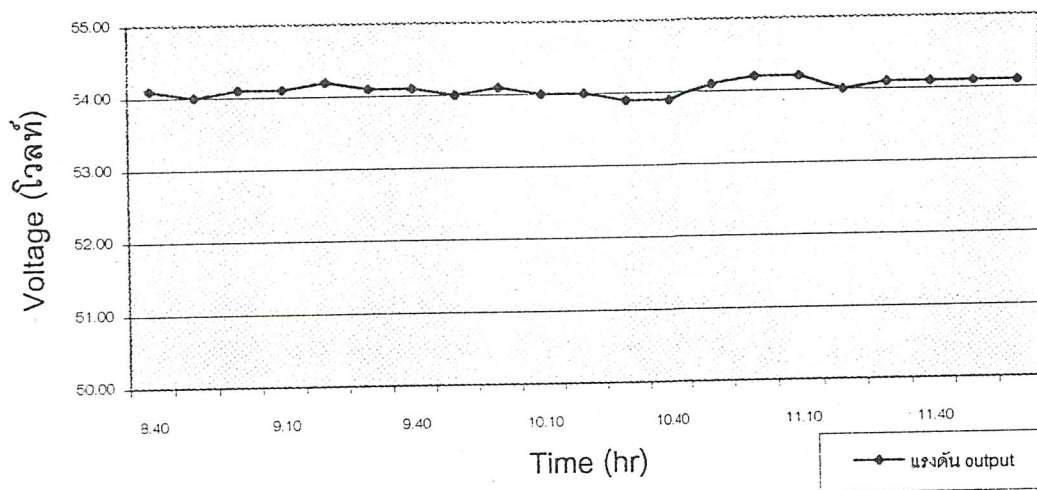
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงกระแสไอท์พุทในโหมด Over Charge



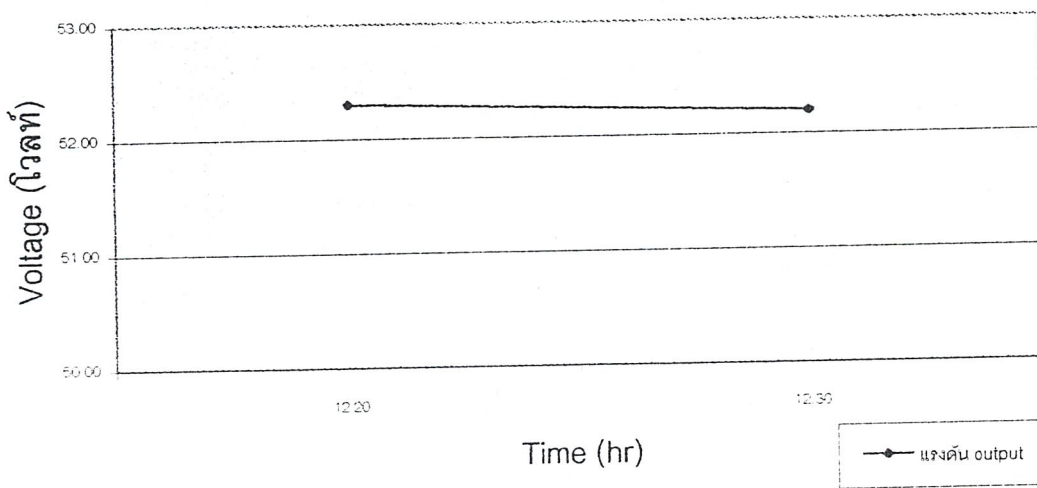
รูปที่ 5.11 กราฟแสดงกระแสเอ๊าท์พุทในโหมด Float Charge



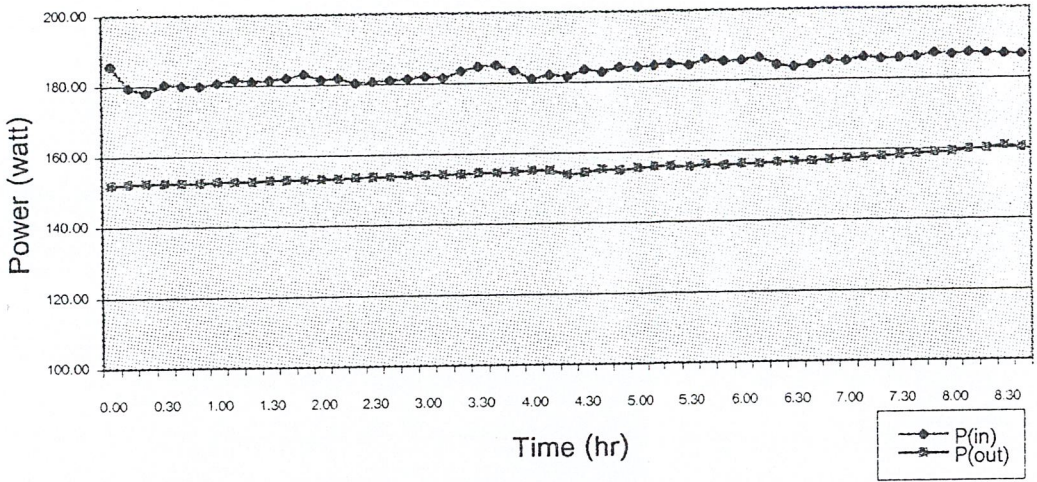
รูปที่ 5.12 กราฟแสดงแรงดันเอ๊าท์พุทในโหมด Bulk Charge



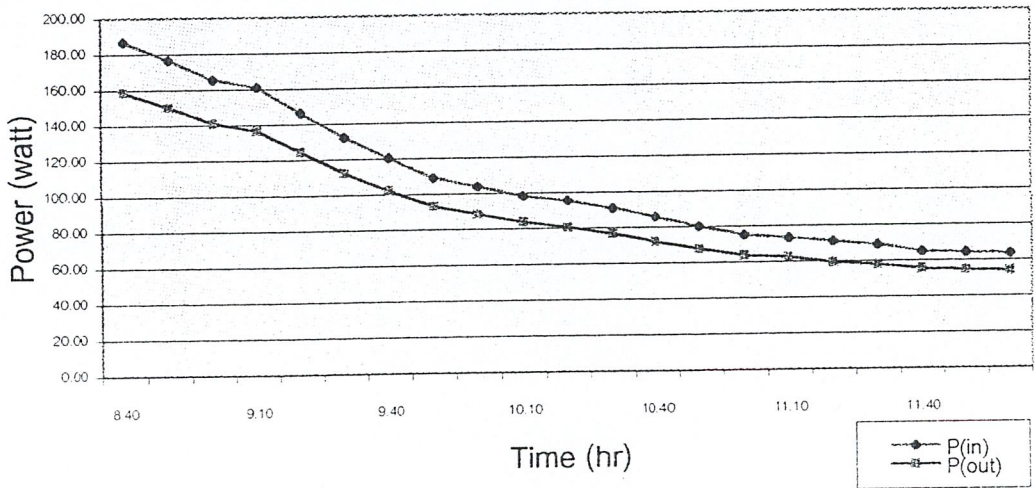
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงแรงดันเอ๊าท์พุทในโหมด Over Charge



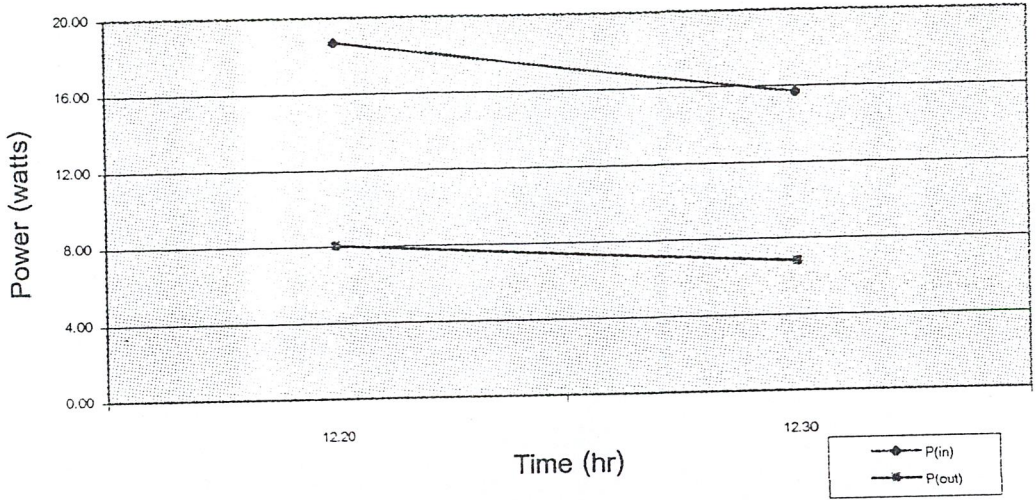
รูปที่ 5.14 กราฟแสดงแรงดันเอ๊าท์พุทในโหมด Float Charge



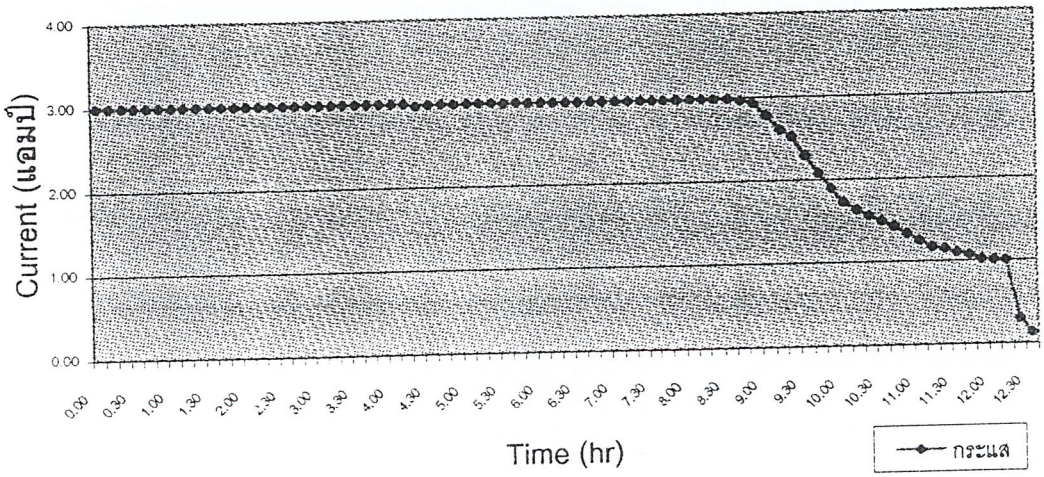
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าเข้าที่พูนในโหมด Bulk Charge



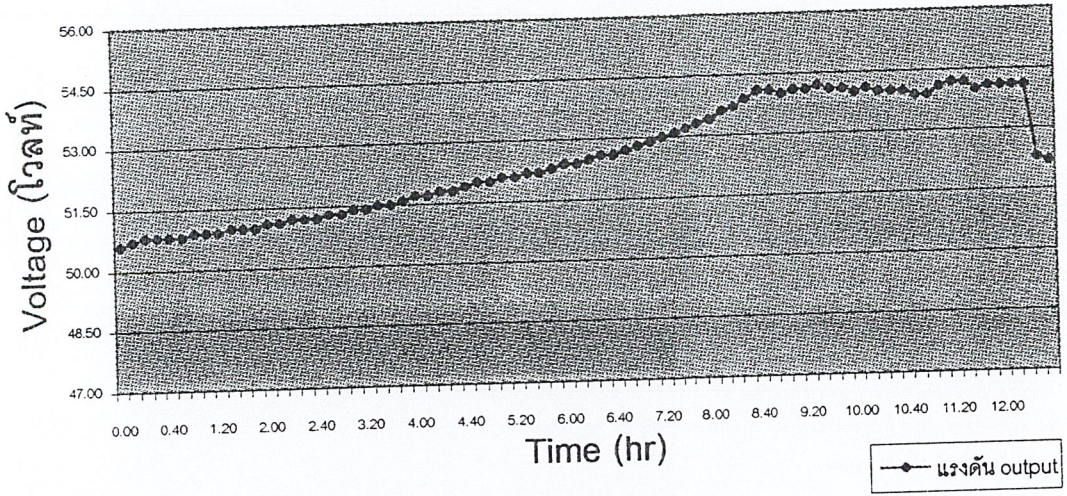
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าเข้าที่พูนในโหมด Over Charge



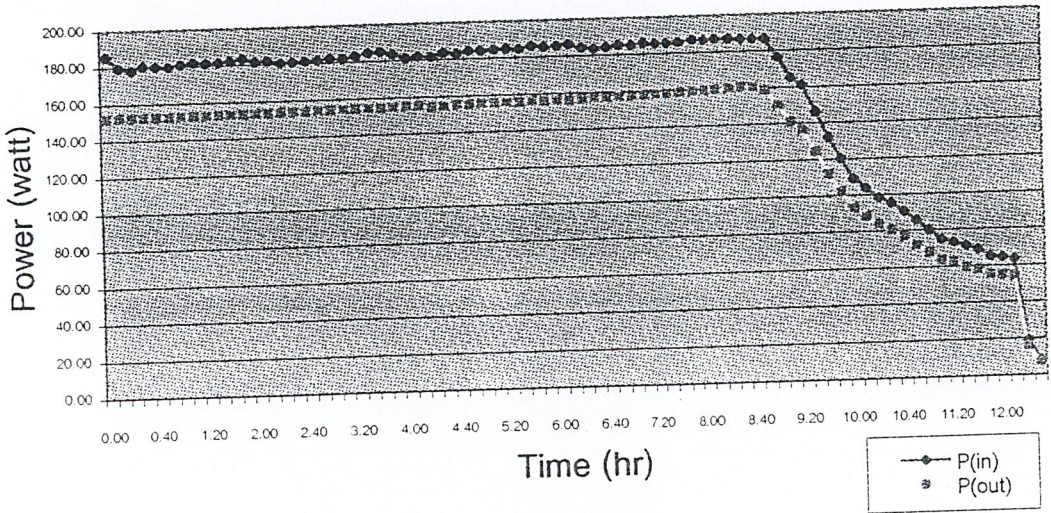
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าเข้าที่ทุทในโหมด Float Charge



รูปที่ 5.18 กราฟแสดงกระแสประจุทุกช่วงเวลา



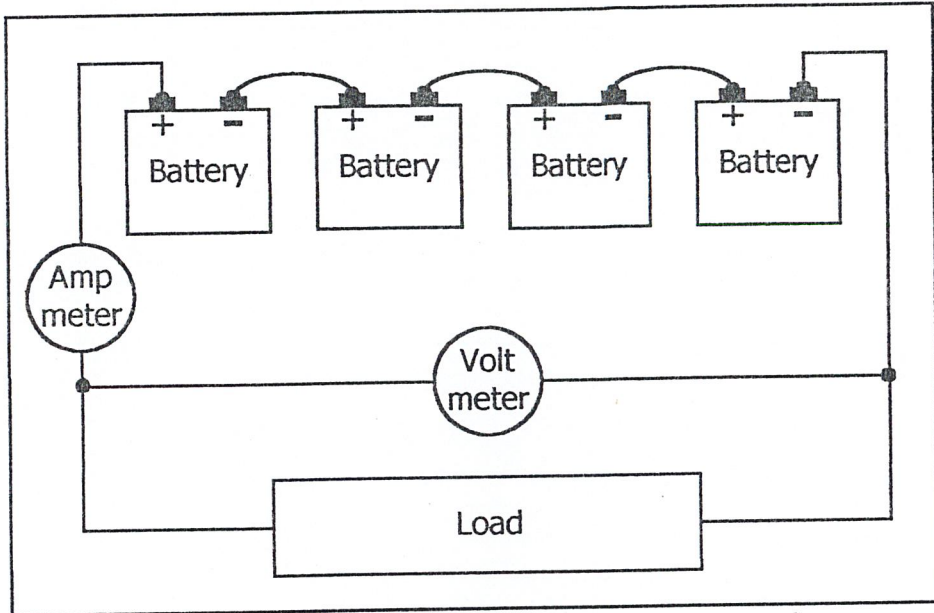
รูปที่ 5.19 กราฟแสดงแรงดันทุกช่วงเวลา



รูปที่ 5.20 กราฟแสดงกำลังไฟฟ้าทุกช่วงเวลา

## ผลการทดลองการคายประจุของแบตเตอรี่

ได้ทำการทดลองการคายประจุของแบตเตอรี่ตามภาพที่แสดงไว้ทางด้านล่าง



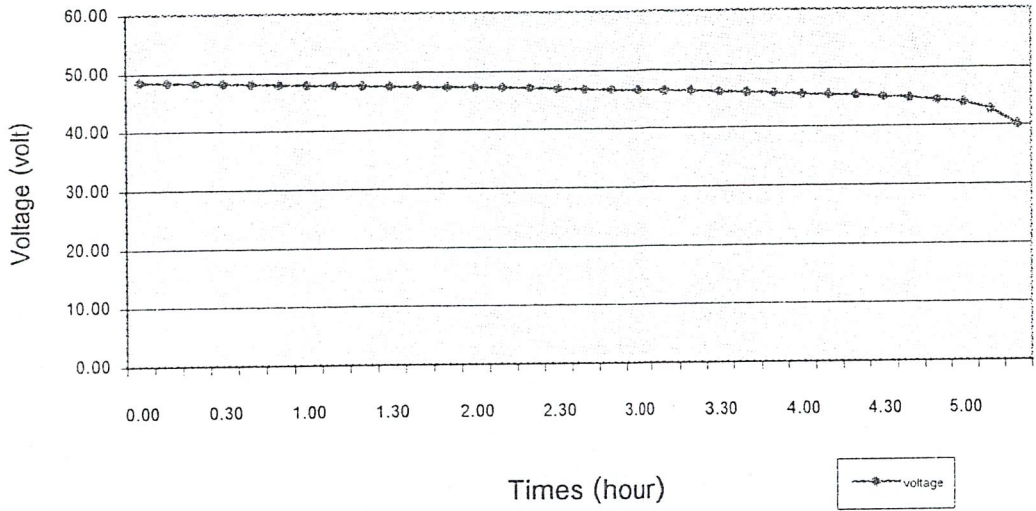
รูปที่ 5.15 การต่อวงจรในขณะที่ทำการคายประจุแบตเตอรี่

มีข้อมูลดังต่อไปนี้

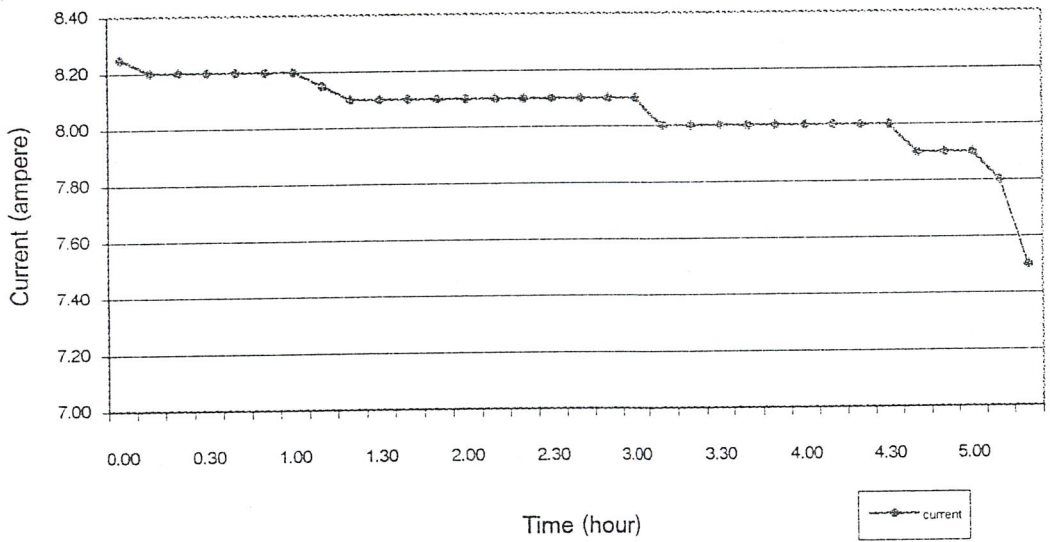
Time (hour)	ระดับแรงดัน (volt)	กระแส (amp)	กำลังไฟฟ้า (watt)
0.00	48.5	8.25	400.13
0.10	48.4	8.2	396.88
0.20	48.3	8.2	396.06
0.30	48.2	8.2	395.24
0.40	48.1	8.2	394.42
0.50	48.0	8.2	393.6
1.00	47.9	8.2	392.78
1.10	47.8	8.15	389.57
1.20	47.7	8.10	386.37
1.30	47.6	8.10	385.56
1.40	47.5	8.10	384.75
1.50	47.4	8.10	383.94

Time (hour)	ระดับแรงดัน (volt)	กระแส (amp)	กำลังไฟฟ้า (watt)
2.00	47.3	8.10	383.13
2.10	47.2	8.10	382.32
2.20	47.1	8.10	381.51
2.30	46.9	8.10	379.89
2.40	46.8	8.10	379.08
2.50	46.7	8.10	378.27
3.00	46.6	8.10	377.46
3.10	46.5	8.00	372.00
3.20	46.4	8.00	371.20
3.30	46.1	8.00	368.80
3.40	46.0	8.00	368.00
3.50	45.8	8.00	366.40
4.00	45.6	8.00	364.80
4.10	45.5	8.00	364.00
4.20	45.4	8.00	363.20
4.30	45.1	8.00	360.80
4.40	44.8	7.90	353.92
4.50	44.4	7.90	350.76
5.00	44.0	7.90	347.60
5.10	42.8	7.80	333.84
5.20	40.2	7.50	301.50

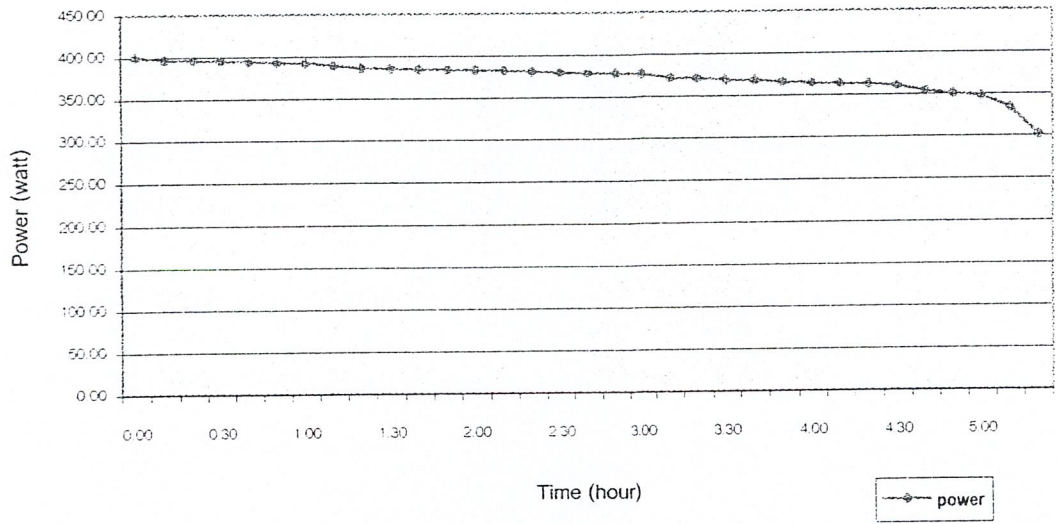
ตารางที่ 5.5 ข้อมูลการคายประจุของแบตเตอรี่



รูปที่ 5.22 กราฟแรงดันของแบตเตอรี่ขณะทำการคายประจุ

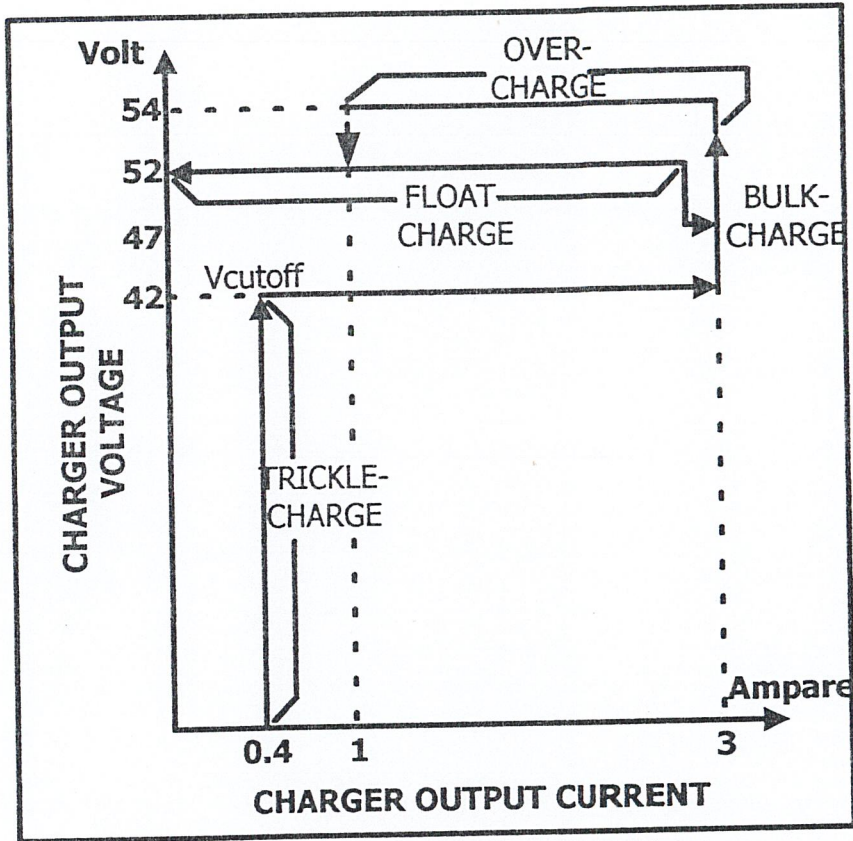


รูปที่ 5.23 กราฟกระแสของแบตเตอรี่ขณะทำการคายประจุ



รูปที่ 5.24 กราฟกำลังงานของแบตเตอรี่ขณะทำการคายประจุ





รูปที่ 6.1 ระดับกระแสและแรงดันในการอัดประจุที่สถานะต่างๆ

จากการที่มีการดำเนินการทำงานทั้งหมด โดยมีผลดังรูปและตารางที่แสดงผ่านมาทั้งหมด นั้นวงจรสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของโครงการทุกส่วน ซึ่งสามารถทดสอบการทำงานทั้งหมดโดยทดสอบการทำงานร่วมกับส่วนของ MPPT มีผลเป็นไปตามเป้าหมายที่วางไว้ ขณะที่มีการทดลองแบบ No-load ไม่พบปัญหาใดๆ และสามารถทำงานได้ตามปกติ เมื่อมีการทดสอบในขณะ On-load ร่วมกับส่วนของ MPPT เป็นการทดสอบขณะแสงที่ค่อนข้างมาก เช่น ตอนเที่ยงวัน ยังไม่พบปัญหาที่เกิดขึ้น แต่ถ้าในขณะทำการชาร์จหากมีการดึงกำลังงานจากแบตเตอรี่ไปจ่ายโหลดที่มีปริมาณสูงมาก ก็จะทำให้วัฏจักรการชาร์จใช้เวลานานมากกว่าจะเต็ม ถ้าขณะที่ทำการทดลองที่ระดับแสงต่ำ เช่น ในช่วงเช้า ช่วงตอนเย็น หรือช่วงที่แสงถูกบัง วงจรก็จะไม่สามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้ คือบางระดับไม่สามารถรักษาระดับการชาร์จได้ เช่น ในระดับกระแสคงที่ คือไม่สามารถรักษากระแสให้มีค่าคงที่ จึงต้องใช้เวลานานขึ้นจึงจะครบวัฏจักรการชาร์จ แต่ถ้าหากมีการทดสอบกับระบบไฟของการไฟฟ้า ก็จะสามารถทำงานได้ครบทั้งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งเป็นผลทำให้ช่วงระยะเวลาในการอัดประจุ ใช้ชั่วโมงการทำงานที่สั้นคือประมาณ 12 ชั่วโมง

จากการทำงานจริงที่ทำการทดสอบกับระบบทำให้พบว่าประสิทธิภาพการทำงานไม่สูงมากนัก ประกอบกับวงจรกำลังในโครงการนี้ใช้เป็นลักษณะของ Switch-mode Power Supply ซึ่งมีประสิทธิภาพ ประมาณ 85 – 90 % ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพการทำงานรวมของวงจรไม่สูงมากนัก รวมทั้งวัฏจักรการชาร์จที่ต้องใช้เวลายาวนานจึงจะสมบูรณ์

โดยสรุป ภาพรวมของทุกระบบวงจรในส่วนของโครงการนี้ได้ ผลตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ เป็นที่น่าพอใจ แต่หากว่าต้องการประสิทธิภาพการทำงานที่ดียิ่งขึ้นกว่านี้ ก็ต้องมีการปรับปรุงเพิ่มขึ้นอีก

## 6.2 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงเพิ่มเติมในอนาคต

1. เนื่องจากจัดทำโครงการนี้เราได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ UC3909 เป็นหัวใจสำคัญในการควบคุมแต่เนื่องจากว่าไอซีเบอร์ดังกล่าวหาซื้อได้ยากในประเทศและจะมีราคาแพงถ้าทำการสั่งซื้อจากต่างประเทศดังนั้นถ้าหากเกิดการเสียหายจะหาซื้อมาทดแทนได้ยากจึงควรเลือกใช้ไอซีเบอร์อื่นที่มีลักษณะฟังก์ชันการทำงานที่คล้ายกันมาใช้เป็น ไอซีควบคุมการทำงานแทน
2. ควรเพิ่มวงจรป้องกันแบตเตอรี่ไม่ให้มีการคายประจุเกินสภาวะ End of Cell เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับแบตเตอรี่
3. ควรมีการแสดงผลสภาวะการทำงานของวงจรอัดประจุแบตเตอรี่ว่าในขณะนั้นวงจรทำงานอยู่ในสภาวะใด
4. ควรมีสวิตช์ที่จะทำการตัดต่อวงจรขณะส่งพลังงานจากวงจร MPPT ของ Solar Cell มายังวงจรชาร์จของแบตเตอรี่ คือ ถ้าหากว่าแบตเตอรี่เต็มแล้ว ก็ให้มีวงจรตัดวงจรชาร์จแบตเตอรี่ออกแล้วให้จ่ายพลังงาน ไปสู่อุปกรณ์ไฟฟ้าโดยตรง(ในขณะที่พลังงานที่จาก Solar Cell เพียงพอในการจ่ายไฟ)
5. ควรเพิ่มแหล่งกำเนิดให้มีมากขึ้นเพื่อที่จะสามารถเก็บเป็นพลังงานสำรองมากขึ้นด้วย

## 6.3 วิจารณ์โครงการที่จัดทำขึ้น

ในสภาวะการทำงานในยามที่เกิดปัญหาในส่วนของวงจรต่าง ๆ ได้ฝึกให้มีรู้จักหาวิธีการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น ไม่ว่าจะเป็นในเรื่องของการหาอุปกรณ์ที่เสียหายเนื่องจากการทดสอบวงจร หรือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจร ซึ่งต้องมีการคุยกันเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น การเข้าไปถามจากผู้ที่เกี่ยวข้องก่อนในการทำงานมากก่อน การแบ่งงานกันระหว่างผู้ร่วมงานเพื่อทำให้การทำงานเร็วขึ้น โดยภาพรวมแล้วผลงานที่ได้จัดทำขึ้นนับว่าเป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่งแต่หากจะมีการพัฒนาวงจรที่ใช้ในโครงการให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นก็จะเป็นการดีมาก

### กิตติกรรมประกาศ

โครงการเรื่องเครื่องอัดประจุไฟฟ้าชนิดสวิตซ์โหมคคงจะไม่สามารถสำเร็จลงได้หากปราศจากความช่วยเหลือจากบุคคลหลายท่าน ซึ่งทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณบุคคลต่อไปนี้อันประกอบไปด้วย ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วีระเชษฐ จันเงิน ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านการให้คำปรึกษาทางด้านวิชาการ รวมถึงงบประมาณในการวิจัยและการติดตามผลการทำงานอย่างต่อเนื่อง ตั้งแต่เริ่มดำเนินงานเป็นอย่างดีตั้งแต่เริ่มต้นจนแล้วเสร็จ รวมถึงบุคคลอื่นซึ่งประกอบไปด้วย นายชัยทัต มณีอินทร์ และนายกำพล สิริจันทร์พงศ์ รุ่นพี่ปริญญาโทที่ให้ความช่วยเหลือในยามที่เกิดปัญหาขณะการจัดทำโครงการรวมถึงเพื่อนทุก ๆ คน ที่คอยให้กำลังใจ ตลอดจนความบันเทิงต่าง ๆ จนเป็นผลทำให้การจัดทำโครงการและวิทยานิพนธ์ชิ้นนี้สามารถสำเร็จลุล่วงลงด้วยดี

ท้ายที่สุดนี้คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังและคณาจารย์ในคณะวิศวกรรมศาสตร์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ คุณธรรม และจริยธรรม ให้กับผู้จัดทำจนประสบความสำเร็จในการศึกษา

คณะผู้จัดทำ

### เอกสารอ้างอิง

- [1] สุวัฒน์ คั่น, เทคนิคและการออกแบบสวิทช์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, สำนักพิมพ์ เอนเทดไทย, พิมพ์ครั้งที่ 2, มิถุนายน 2538 ,หน้าที่ 72-121
- [2] Laszlo Balogh, Implementing Multi-State Charge Battery Charger Controller, U-155 Application Note, Unirode Applications Handbook, 1997, P. 3-488-3-3-516.
- [3] Kurt Hesse, Application Note U-166, An Off-Line Lead Acid Battery Charger Based On The UC3909, 1997
- [4] N.Mohan, T.M. Underl And W.P. Robbins, Power Electronics (Chapter7), Wiley
- [5] POWER CONVERSION & LINE FILTER APPLICATIONS, Micrometals, Inc. Issue ภาคผนวกที่ 1 Data sheet UC3909, TL494, CD4050BE, 6N136, IRF540, TL072, MC4066, 74LS139, 74LS04

ภาคผนวก

# Switchmode Lead-Acid Battery Charger

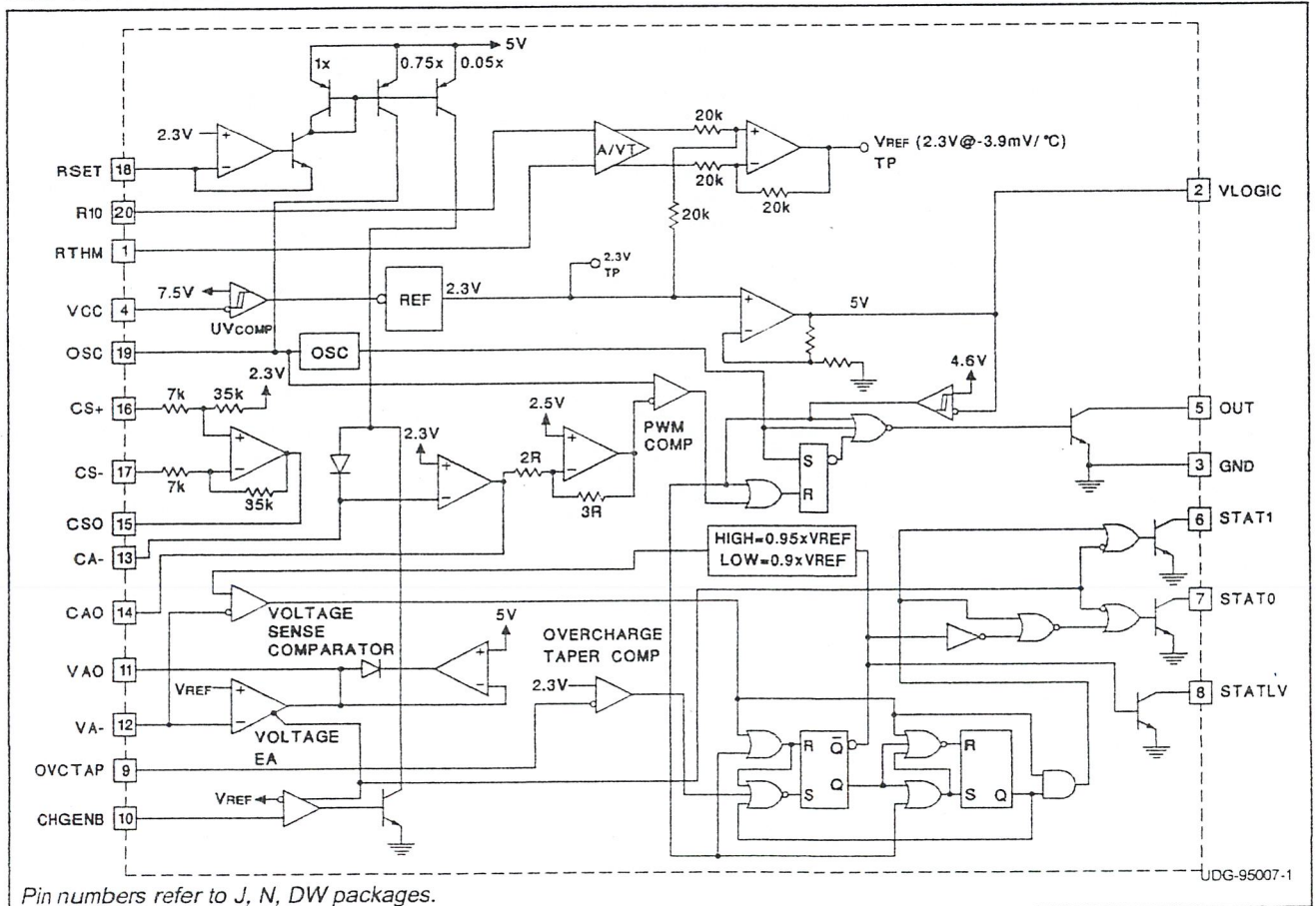
## FEATURES

- Accurate and Efficient Control of Battery Charging
- Average Current Mode Control from Trickle to Overcharge
- Resistor Programmable Charge Currents
- Thermistor Interface Tracks Battery Requirements Over Temperature
- Output Status Bits Report on Four Internal Charge States
- Undervoltage Lockout Monitors VCC and VREF

## DESCRIPTION

The UC3909 family of Switchmode Lead-Acid Battery Chargers accurately controls lead acid battery charging with a highly efficient average current mode control loop. This chip combines charge state logic with average current PWM control circuitry. Charge state logic commands current or voltage control depending on the charge state. The chip includes undervoltage lockout circuitry to insure sufficient supply voltage is present before output switching starts. Additional circuit blocks include a differential current sense amplifier, a 1.5% voltage reference, a  $-3.9\text{mV}/^\circ\text{C}$  thermistor linearization circuit, voltage and current error amplifiers, a PWM oscillator, a PWM comparator, a PWM latch, charge state decode bits, and a 100mA open collector output driver.

## BLOCK DIAGRAM



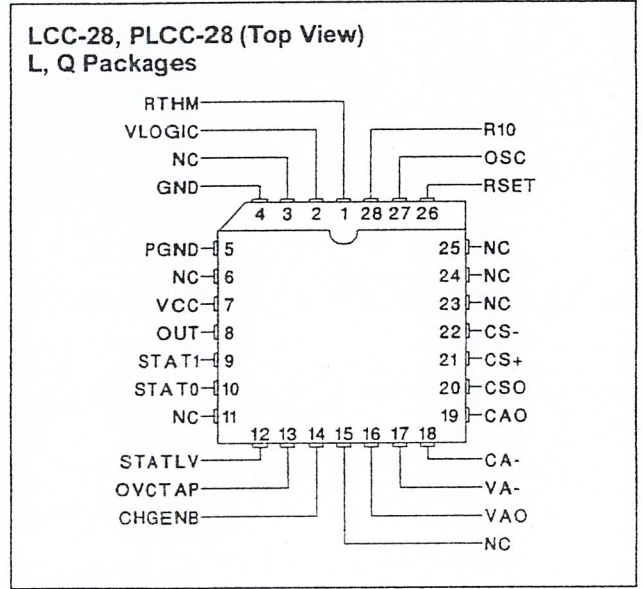
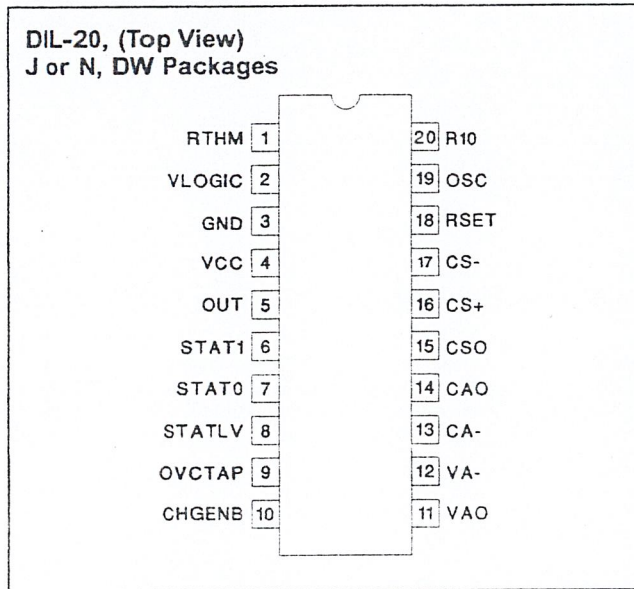
**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Supply Voltage (VCC), OUT, STAT0, STAT1 ..... 40V  
 Output Current Sink ..... 0.1A  
 CS+, CS- ..... -0.4 to VCC (Note 1)  
 Remaining Pin Voltages ..... -0.3V to 9V  
 Storage Temperature ..... -65°C to +150°C  
 Junction Temperature ..... -55°C to +150°C  
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) ..... +300°C

All currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

**Note 1:** Voltages more negative than -0.4V can be tolerated if current is limited to 50mA.

**CONNECTION DIAGRAMS**



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:** Unless otherwise stated these specifications apply for  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  for UC2909;  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  for UC3909;  $C_T = 330\text{pF}$ ,  $R_{SET} = 11.5\text{k}$ ,  $R_{10} = 10\text{k}$ ,  $R_{THM} = 10\text{k}$ ,  $V_{CC} = 15\text{V}$ , Output no load,  $R_{STAT0} = R_{STAT1} = 10\text{k}$ ,  $CHGENB = OVCTAP = VLOGIC$ ,  $T_A = T_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Current Sense AMP (CSA) Section</b>					
DC Gain	$V_{ID} = CS+ - CS-$ $CS- = 0, CS+ = -50\text{mV}; CS+ = -250\text{mV}$	4.90	5	5.10	V/V
	$CS+ = 0, CS- = 50\text{mV}; CS- = 250\text{mV}$	4.90	5	5.10	V/V
$V_{OFFSET} (V_{CSO} - V_{CAO})$	$CS+ = CS- = 2.3\text{V}, CAO = CA-$			15	mV
CMRR	$V_{CM} = -0.25$ to $V_{CC} - 2, 8.8 < V_{CC} < 14$	50			dB
	$V_{CM} = -0.25$ to $V_{CC}, 14 < V_{CC} < 35$	50			dB
$V_{OL}$	$V_{ID} = -550\text{mV}, -0.25\text{V} < V_{CM} < V_{CC} - 2,$ $I_O = 500\mu\text{A}$		0.3	0.6	V
$V_{OH}$	$V_{ID} = +700\text{mV}, -0.25\text{V} < V_{CM} < V_{CC} - 2,$ $I_O = -250\mu\text{A}$	5.2	5.7	6.2	V
Output Source Current	$V_{ID} = +700\text{mV}, CSO = 4\text{V}$		-1	-0.5	mA
Output Sink Current	$V_{ID} = -550\text{mV}, CSO = 1\text{V}$	3	4.5		mA
3dB Bandwidth	$V_{ID} = 90\text{mV}, V_{CM} = 0\text{V}$	200			kHz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:** Unless otherwise stated these specifications apply for  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  for UC2909;  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  for UC3909;  $C_T = 330\text{pF}$ ,  $R_{SET} = 11.5\text{k}$ ,  $R_{10} = 10\text{k}$ ,  $R_{THM} = 10\text{k}$ ,  $V_{CC} = 15\text{V}$ , Output no load,  $R_{STAT0} = R_{STAT1} = 10\text{k}$ ,  $CHGENB = OVCTAP = V_{LOGIC}$ ,  $T_A = T_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Current Error Amplifier (CEA) Section</b>					
$I_B$	$8.8\text{V} < V_{CC} < 35\text{V}$ , $V_{CHGENB} = V_{LOGIC}$		0.1	0.8	$\mu\text{A}$
$V_{IO}$ (Note 2)	$8.8\text{V} < V_{CC} < 35\text{V}$ , $CAO = CA-$			10	mV
$A_{VO}$	$1\text{V} < V_{AO} < 4\text{V}$	60	90		dB
GBW	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $F = 100\text{kHz}$	1	1.5		MHz
$V_{OL}$	$I_O = 250\mu\text{A}$		0.4	0.6	V
$V_{OH}$	$I_O = -5\text{mA}$	4.5	5		V
Output Source Current	$CAO = 4\text{V}$		-25	-12	mA
Output Sink Current	$CAO = 1\text{V}$	2	3		mA
$I_{CA-}$ , $I_{TRCK\_CONTROL}$	$V_{CHGENB} = \text{GND}$	8.5	10	11.5	$\mu\text{A}$
<b>Voltage Amplifier (CEA) Section</b>					
$I_B$	Total Bias Current; Regulating Level		0.1	1	$\mu\text{A}$
$V_{IO}$ (Note 2)	$8.8\text{V} < V_{CC} < 35\text{V}$ , $V_{CM} = 2.3\text{V}$ , $V_{AO} = VA-$		1.2		mV
$A_{VO}$	$1\text{V} < CAO < 4\text{V}$	60	90		dB
GBW	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $F = 100\text{kHz}$	0.25	0.5		MHz
$V_{OL}$	$I_O = 500\mu\text{A}$		0.4	0.6	V
$V_{OH}$	$I_O = -500\mu\text{A}$	4.75	5	5.25	V
Output Source Current	$CAO = 4\text{V}$	-2	-1		mA
Output Sink Current	$CAO = 1\text{V}$	2	2.5		mA
VAO Leakage: High Impedance State	$V_{CHGENB} = \text{GND}$ , $STAT0 = 0$ & $STAT1 = 0$ , $V_{AO} = 2.3\text{V}$	-1		1	$\mu\text{A}$
<b>Pulse Width Modulator Section</b>					
Maximum Duty Cycle	$CAO = 0.6\text{V}$	90	95	100	%
Modulator Gain	$CAO = 2.5\text{V}, 3.2\text{V}$	63	71	80	%/V
OSC Peak			3		V
OSC Valley			1		V
<b>Oscillator Section</b>					
Frequency	$8.8\text{V} < V_{CC} < 35\text{V}$	198	220	242	kHz
<b>Thermistor Derived Reference Section</b>					
$V_{ID} = V_{RTHM} - V_{R10}$					
Initial Accuracy, VAO ( $R_{THM} = 10\text{k}$ )	$V_{ID} = 0$ , $R_{10} = R_{THM} = 10\text{k}$ (Note 3)	2.2655	2.3	2.3345	V
	$V_{ID} = 0$ , $R_{10} = R_{THM} = 10\text{k}$ , $-40^\circ\text{C} \leq T_A < 0^\circ\text{C}$ (Note 3)	2.254	2.3	2.346	V
Line Regulation	$V_{CC} = 8.8\text{V}$ to $35\text{V}$		3	10	mV
VAO	$R_{THM} = 138\text{k}$ , $R_{10} = 10\text{k}$	2.458	2.495	2.532	V
	$R_{THM} = 138\text{k}$ , $R_{10} = 10\text{k}$ , $-40^\circ\text{C} \leq T_A < 0^\circ\text{C}$	2.445	2.495	2.545	V
	$R_{THM} = 33.63\text{k}$ , $R_{10} = 10\text{k}$	2.362	2.398	2.434	V
	$R_{THM} = 33.63\text{k}$ , $R_{10} = 10\text{k}$ , $-40^\circ\text{C} \leq T_A < 0^\circ\text{C}$	2.350	2.398	2.446	V
	$R_{THM} = 1.014\text{k}$ , $R_{10} = 10\text{k}$	2.035	2.066	2.097	V
	$R_{THM} = 1.014\text{k}$ , $R_{10} = 10\text{k}$ , $-40^\circ\text{C} \leq T_A < 0^\circ\text{C}$	2.025	2.066	2.107	V
<b>Charge Enable Comparator Section (CEC)</b>					
Threshold Voltage	As a function of $VA-$	0.99	1	1.01	V/V
Input Bias Current	$CHGENB = 2.3\text{V}$	-0.5	-0.1		$\mu\text{A}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:** Unless otherwise stated these specifications apply for  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  for UC2909;  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$  for UC3909;  $C_T = 330\text{pF}$ ,  $R_{SET} = 11.5\text{k}$ ,  $R_{10} = 10\text{k}$ ,  $R_{THM} = 10\text{k}$ ,  $V_{CC} = 15\text{V}$ , Output no load,  $R_{STAT0} = R_{STAT1} = 10\text{k}$ ,  $CHGENB = OVCTAP = VLOGIC$ ,  $T_A = T_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Voltage Sense Comparator Section (VSC)</b>					
Threshold Voltage	STAT0 = 0, STAT1 = 0, Function of $V_{REF}$	0.945	0.95	0.955	V/V
	STAT0 = 1, STAT1 = 0, Function of $V_{REF}$	0.895	0.9	0.905	V/V
<b>Over Charge Taper Current Comparator Section (OCTIC)</b>					
Threshold Voltage	Function of 2.3V REF, $CA^- = CAO$	0.99	1	1.01	V/V
Input Bias Current	OVCTAP = 2.3V	-0.5	-0.1		$\mu\text{A}$
<b>Logic 5V Reference Section (VLOGIC)</b>					
VLOGIC	$V_{CC} = 15\text{V}$	4.875	5.0	5.125	V
Line Regulation	$8.8\text{V} < V_{CC} < 35\text{V}$		3	15	mV
Load Regulation	$0 < I_O < 10\text{mA}$		3	15	mV
Reference Comparator Turn-on Threshold			4.3	4.8	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0\text{V}$	30	50	80	mA
<b>Output Stage Section</b>					
$I_{SINK}$ Continuous			50		mA
$I_{PEAK}$			100		mA
$V_{OL}$	$I_O = 50\text{mA}$		1	1.3	V
Leakage Current	$V_{OUT} = 35\text{V}$			25	$\mu\text{A}$
<b>STAT0 &amp; STAT1 Open Collector Outputs Section</b>					
Maximum Sink Current	$V_{OUT} = 8.8\text{V}$	6	10		mA
Saturation Voltage	$I_{OUT} = 5\text{mA}$		0.1	0.45	V
Leakage Current	$V_{OUT} = 35\text{V}$			25	$\mu\text{A}$
<b>STATLV Open Collector Outputs Section</b>					
Maximum Sink Current	$V_{OUT} = 5\text{V}$	2.5	5		mA
Saturation Voltage	$I_{OUT} = 2\text{mA}$		0.1	0.45	V
Leakage current	$V_{OUT} = 5\text{V}$			3	$\mu\text{A}$
<b>UVLO Section</b>					
Turn-on Threshold		6.8	7.8	8.8	V
Hysteresis		100	300	500	mV
<b>I<sub>CC</sub> Section</b>					
$I_{CC}$ (run)	(See Fig. 1)		13	19	mA
$I_{CC}$ (off)	$V_{CC} = 6.5\text{V}$		2		mA

**Note 2:**  $V_{IO}$  is measured prior to packaging with internal probe pad.

**Note 3:** Thermistor initial accuracy is measured and trimmed with respect to  $VAO$ ;  $VAO = VA^-$ .

## PIN DESCRIPTIONS

**CA-:** The inverting input to the current error amplifier.

**CAO:** The output of the current error amplifier which is internally clamped to approximately 4V. It is internally connected to the inverting input of the PWM comparator.

**CS-, CS+:** The inverting and non-inverting inputs to the current sense amplifier. This amplifier has a fixed gain of five and a common-mode voltage range of from  $-250\text{mV}$  to  $+V_{CC}$ .

**CSO:** The output of the current sense amplifier which is internally clamped to approximately 5.7V.

**CHGENB:** The input to a comparator that detects when battery voltage is low and places the charger in a trickle charge state. The charge enable comparator makes the output of the voltage error amplifier a high impedance while forcing a fixed  $10\mu\text{A}$  into  $CA^-$  to set the trickle charge current.

**PIN DESCRIPTIONS (cont.)**

**GND:** The reference point for the internal reference, all thresholds, and the return for the remainder of the device. The output sink transistor is wired directly to this pin.

**OVCTAP:** The overcharge current taper pin detects when the output current has tapered to the float threshold in the overcharge state.

**OSC:** The oscillator ramp pin which has a capacitor ( $C_T$ ) to ground. The ramp oscillates between approximately 1.0V to 3.0V and the frequency is approximated by:

$$frequency = \frac{1}{1.2 \cdot C_T \cdot R_{SET}}$$

**OUT:** The output of the PWM driver which consists of an open collector output transistor with 100mA sink capability.

**R10:** Input used to establish a differential voltage corresponding to the temperature of the thermistor. Connect a 10k resistor to ground from this point.

**RSET:** A resistor to ground programs the oscillator charge current and the trickle control current for the oscillator ramp.

The oscillator charge current is approximately  $\frac{1.75}{R_{SET}}$ .

The trickle control current ( $I_{TRCK\_CONTROL}$ ) is approximately  $\frac{0.115}{R_{SET}}$ .

**RTHM:** A 10k thermistor is connected to ground and is thermally connected to the battery. The resistance will vary exponentially over temperature and its change is used to vary the internal 2.3V reference by  $-3.9mV/^\circ C$ . The recommended thermistor for this function is part number L1005-5744-103-D1, Keystone Carbon Company, St. Marys, PA.

**STAT0:** This open collector pin is the first decode bit used to decode the charge states.

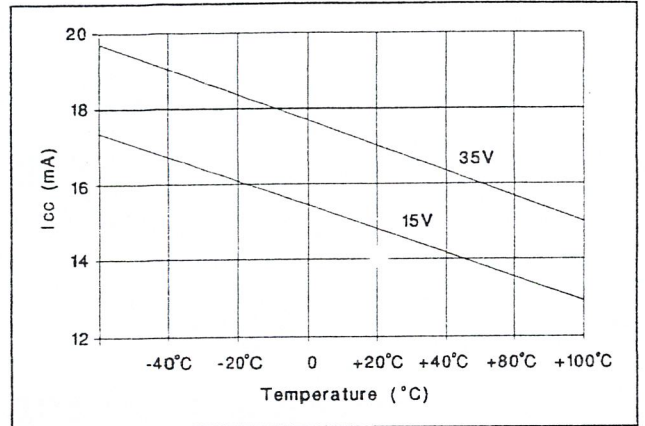


Figure 1.  $I_{CC}$  vs. temperature.

**STAT1:** This open collector pin is the second decode bit used to decode the charge states.

**STATLV:** This bit is high when the charger is in the float state.

**VA-:** The inverting input to the voltage error amplifier.

**VAO:** The output of the voltage error amplifier. The upper output clamp voltage of this amplifier is 5V.

**VCC:** The input voltage to the chip. The chip is operational between 7.5V and 40V and should be bypassed with a  $1\mu F$  capacitor. A typical  $I_{CC}$  vs. temperature is shown in Figure 1.

**VLOGIC:** The precision reference voltage. It should be bypassed with a  $0.1\mu F$  capacitor.

**Charge State Decode Chart**

STAT0 and STAT1 are open collector outputs. The output is approximately 0.2V for a logic 0.

	STAT1	STAT0
Trickle Charge	0	0
Bulk Charge	0	1
Over Charge	1	0
Float Charge	1	1

## APPLICATION INFORMATION

A Block Diagram of the UC3909 is shown on the first page, while a Typical Application Circuit is shown in Figure 2. The circuit in Figure 2 requires a DC input voltage between 12V and 40V.

The UC3909 uses a voltage control loop with average current limiting to precisely control the charge rate of a lead-acid battery. The small increase in complexity of average current limiting is offset by the relative simplicity of the control loop design.

### CONTROL LOOP

#### Current Sense Amplifier

This amplifier measures the voltage across the sense resistor  $R_S$  with a fixed gain of five and an offset voltage of 2.3V. This voltage is proportional to the battery current. The most positive voltage end of  $R_S$  is connected to CS—ensuring the correct polarity going into the PWM comparator.

$CSO = 2.3V$  when there is zero battery current.

$R_S$  is chosen by dividing 350mV by the maximum allowable load current. A smaller value for  $R_S$  can be chosen to reduce power dissipation.

Maximum Charge Current,  $I_{bulk}$ , is set by knowing the maximum voltage error amplifier output,  $V_{OH} = 5V$ , the maximum allowable drop across  $R_S$ , and setting the resistors  $RG1$  and  $RG2$  such that;

$$\frac{RG1}{RG2} = \frac{5 \cdot V_{RS}}{V_{LOGIC} - CA} = \frac{5 \cdot V_{RS}}{5V - 2.3V} \quad (1)$$

$$\frac{5 \cdot V_{RS}}{2.7V} = 1.852 \cdot I_{BULK} \cdot R_S$$

The maximum allowable drop across  $R_S$  is specified to limit the maximum swing at  $CSO$  to approximately 2.0V to keep the  $CSO$  amplifier output from saturating.

No charge/load current:  $V_{CSO} = 2.3V$ ,

Max charge/load current:  $V_{max(CSO)} = 2.3V - 2.0V = 0.3V$

#### Voltage Error Amplifier:

The voltage error amplifier (VEA) senses the battery

voltage and compares it to the 2.3V – 3.9mV/°C thermistor generated reference. Its output becomes the current command signal and is summed with the current sense amplifier output. A 5.0V voltage error amplifier upper clamp limits maximum load current. During the trickle charge state, the voltage amplifier output is opened (high impedance output) by the charge enable comparator. A trickle bias current is summed into the CA— input which sets the maximum trickle charge current.

The VEA,  $V_{OH} = 5V$  clamp saturates the voltage loop and consequently limits the charge current as stated in Equation 1.

During the trickle bias state the maximum allowable charge current (ITC) is similarly determined:

$$ITC = \frac{I_{TRICK\_CONTROL} \cdot RG1}{R_S \cdot 5} \quad (2)$$

$I_{TRICK\_CONTROL}$  is the fixed control current into CA—.  $I_{TRICK\_CONTROL}$  is 10μA when  $R_{SET} = 11.5k$ . See RSET pin description for equation.

#### Current Error Amplifier

The current error amplifier (CA) compares the output of the current sense amplifier to the output of the voltage error amplifier. The output of the CA forces a PWM duty cycle which results in the correct average battery current. With integral compensation, the CA will have a very high DC current gain, resulting in effectively no average DC current error. For stability purposes, the high frequency gain of the CA must be designed such that the magnitude of the down slope of the CA output signal is less than or equal to the magnitude of the up slope of the PWM ramp.

### CHARGE ALGORITHM

Refer to Figure 3 in UC3906 Data Sheet in the data book.

#### A) Trickle Charge State

**STAT0 = STAT1 = STATLV = logic 0**

When CHGNB is less than  $V_{REF}$  (2.3V – 3.9mV/°C),  $STATLV$  is forced low. This decreases the sense voltage divider ratio, forcing the battery to overcharge (VOC).

$$VOC = (V_{REF}) \cdot \frac{(RS1 + RS2 + RS3 \parallel RS4)}{(RS3 \parallel RS4)} \quad (3)$$

During the trickle charge state, the output of the voltage error amplifier is high impedance. The trickle control current is directed into the CA— pin setting the maximum trickle charge current. The trickle charge current is defined in Equation 2.

#### B) Bulk Charge State

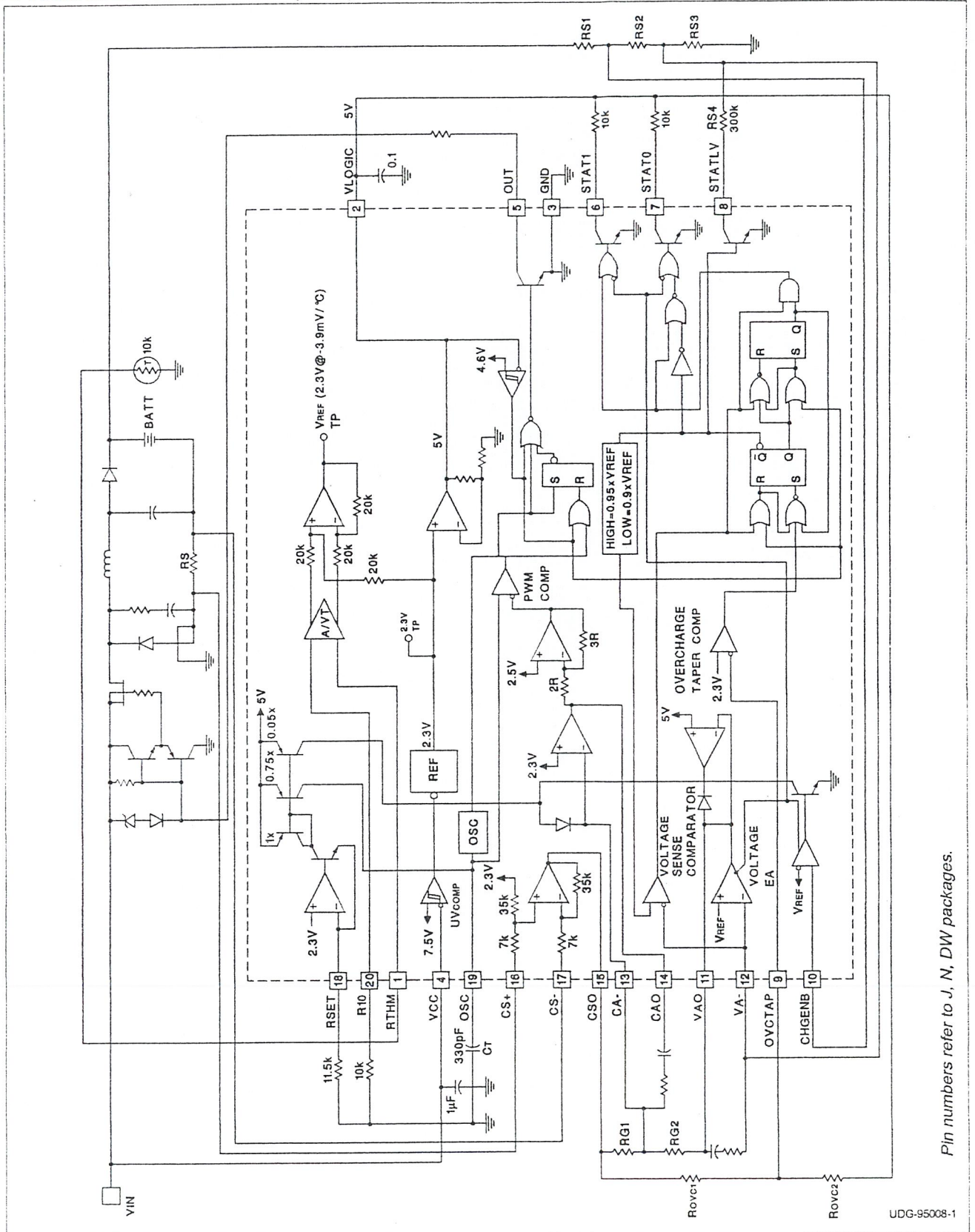
**STAT1 = STATLV = logic 0, STAT0 = logic 1**

As the battery charges, the UC3909 will transition from trickle to bulk charge when CHGENB becomes greater than 2.3V. The transition equation is

$$VT = V_{REF} \cdot \frac{(RS1 + RS2 + RS3 \parallel RS4)}{(RS2 + RS3 \parallel RS4)} \quad (4)$$

$STATLV$  is still driven low.

APPLICATION INFORMATION (cont.)



Pin numbers refer to J, N, DW packages.

Figure 2. Typical application circuit

**APPLICATION INFORMATION (cont.)**

During the bulk charge state, the voltage error amplifier is now operational and is commanding maximum charge current ( $I_{BULK}$ ) set by Equation 1. The voltage loop attempts to force the battery to VOC.

**C) Overcharge State**

**STAT0 = STATLV = logic 0, STAT1 = logic 1**

The battery voltage surpasses 95% of VOC indicating the UC3909 is in its overcharge state.

During the overcharge charge state, the voltage loop becomes stable and the charge current begins to taper off. As the charge current tapers off, the voltage at CSO increases toward its null point of 2.3V. The center connection of the two resistors between CSO and VLOGIC sets the overcurrent taper threshold (OVCTAP). Knowing the desired overcharge terminate current ( $I_{OCT}$ ), the resistors  $R_{OVC1}$  and  $R_{OVC2}$  can be calculated by choosing a value of  $R_{OVC2}$  and using the following equation:

$$R_{OVC1} = (18518) \cdot I_{OCT} \cdot RS \cdot R_{OVC2} \quad (5)$$

**D) Float State**

**STAT0 = STAT1 = STATLV = logic 1**

The battery charge current tapers below its OVCTAP threshold, and forces STATLV high increasing the voltage sense divider ratio. The voltage loop now forces the battery charger to regulate at its float state voltage ( $V_F$ ).

$$V_F = (V_{REF}) \frac{(RS1 + RS2 + RS3)}{RS3} \quad (6)$$

If the load drains the battery to less than 90% of  $V_F$ , the charger goes back to the bulk charge state, STATE 1.

**OFF LINE APPLICATIONS**

For off line charge applications, either Figure 3 or Figure 4 can be used as a baseline. Figure 3 has the advantage of high frequency operation resulting in a small isolation transformer. Figure 4 is a simpler design, but at the expense of larger magnetics.

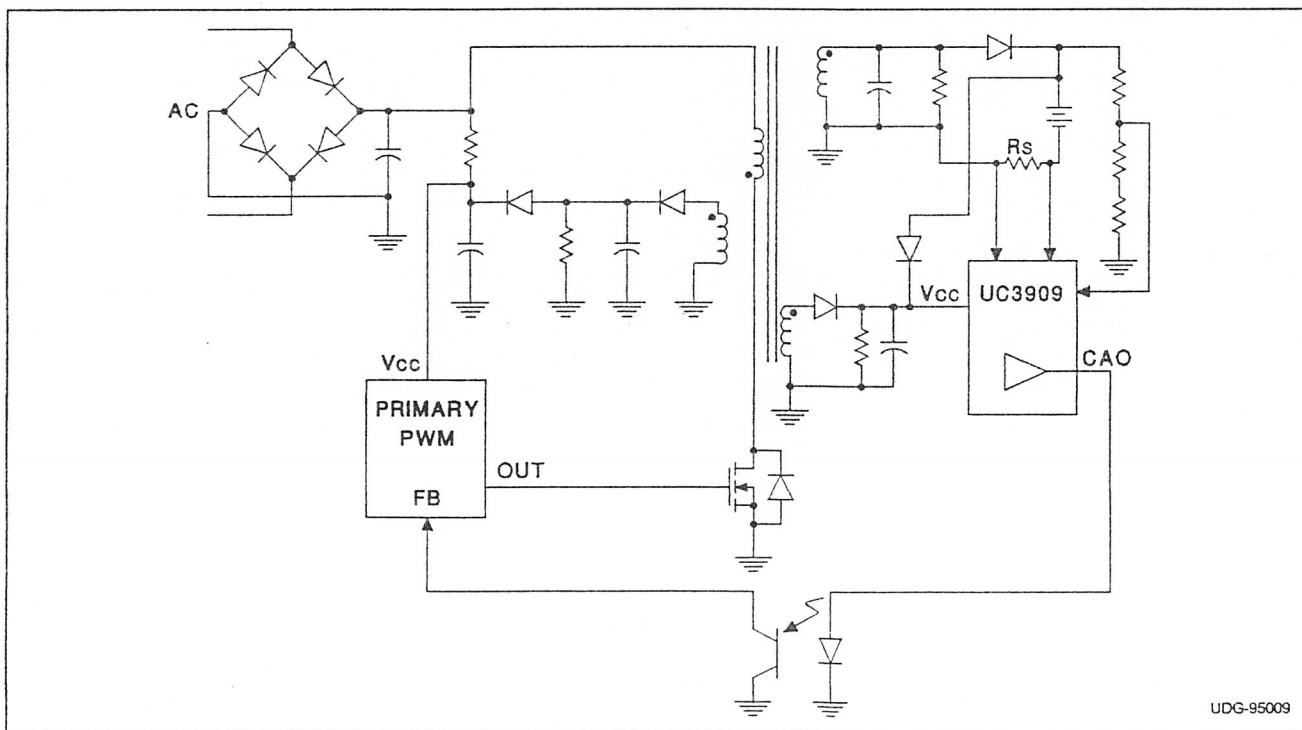


Figure 3. Off line charger with primary side PWM

APPLICATION INFORMATION (cont.)

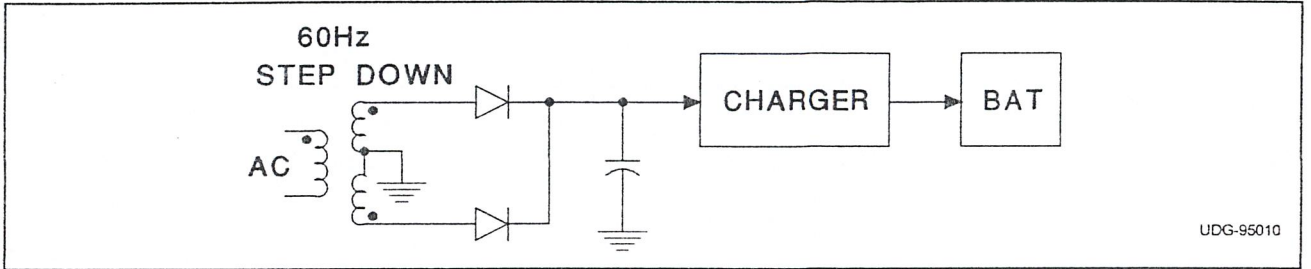


Figure 4. Isolated off line charger

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

## IMPLEMENTING MULTI-STATE CHARGE ALGORITHM WITH THE UC3909 SWITCHMODE LEAD-ACID BATTERY CHARGER CONTROLLER

By Laszlo Balogh

### INTRODUCTION

Applications of lead-acid batteries for primary as well as backup power sources has been increased significantly. The reasons behind this growth are the continuously improving battery technology which provides higher and higher power densities, and the increased demand for wireless operation of different electronic devices and tools. Manufacturers of these equipment are frequently challenged to provide solutions for quick and efficient recharge of the cells and to maximize the capacity and life of the battery.

Although the task sounds simple, satisfying the various requirements associated with charging and maintaining lead-acid batteries often requires considerable intelligence from the battery charger circuit. The implementation of a well optimized charging process requires complex control circuitry, such as microprocessors, DSP chips or state machine type of controllers. Usually, these solutions require custom components, and significant hardware and software development time. The cost of these solutions are penalized, by the higher cost and software of the digital controller, interfacing to the analog part of the circuit, in addition to the increased part count and consequently higher manufacturing expense.

This Application Note will introduce a new, dedicated analog controller. The UC3909 Switchmode Lead-Acid Battery Charger integrated circuit provides a low cost solution to battery charging, without sacrificing the performance of the system.

Additionally, the paper will guide users, whose primary expertise is not switchmode power supply design, how to devise state of the art, multi-state battery charger, using the new IC. The step by step instructions incorporated in this Application Note will provide exact component values, reducing the time of the paper design to merely a few minutes.

### BASICS OF LEAD-ACID BATTERIES

In order to efficiently discuss battery properties, some of the common terms used in the battery industry have to be defined.

**Ampere-Hour (Ah)** - is a measurement of electric charge computed as the integral product of current (in Amperes) and time (in hours).

**Capacity** - is the ability of the battery to store and discharge a given quantity of current over a specified period of time. The capacity of the battery is expressed in Ampere-Hours (Ah). A cell's capacity is a function of the discharge current and usually increases with lower current levels. The capacity of the battery listed in the datasheet usually corresponds to the measured capacity at C/10 discharge rate.

**C Rate** - is the charge or discharge current of the battery expressed in multiples of the rated capacity. For example, a 2.5Ah cell will provide 250mA for 10 hours. The C rate in this particular case is C/10. In the real world, however, a cell does not maintain the same rated capacity at all C rates.

**Self Discharge** - is the loss of useful capacity of a cell on storage due to internal chemical action.

**Deep Discharge** - is the discharge of the battery below the specified cutoff voltage, typically 1.7V-1.9V per cell at 25°C depending on the C rate, before the battery is recharged. It happens usually upon withdrawal at least 80% of the rated capacity of the cells.

**Constant Voltage Charge** - is a charging technique during which the voltage across the battery terminals is regulated while the charge current varies according to the state of charge of the battery.

**Constant Current Charge** - is a charging method during which the current through the battery is maintained at a steady state value while the cell

## APPLICATION NOTE

U-155

voltages will vary according to the state of charge of the battery.

**Trickle-Charge** - is a constant current charge of the battery. In this mode, a low current, typically in the range of C/100 or lower is applied to the battery to raise the voltage to the deep discharge threshold (cutoff voltage), a level corresponding to near zero capacity. The trickle charge current has to be determined to assure continuous operation without damaging the cells.

**Bulk-Charge** - is also a constant current mode of operation, to quickly replenish the charge to the battery. The battery manufacturers define the bulk charge current as the maximum charge current allowed for the cells. It can be applied to the batteries if their voltage is between the deep discharge and the over-charge limits. Typical bulk charge current varies between C/5 and 2-C depending on manufacturers and battery types.

**Over-Charge** - the term describes the chemical reactions taking place when the majority of the lead-sulfate has already been converted to lead, resulting in the generation of hydrogen and oxygen. The beginning of the over-charge reactions depends on the C rate, and it is indicated by the sharp rise in cell voltage as it is illustrated in Figure 1.

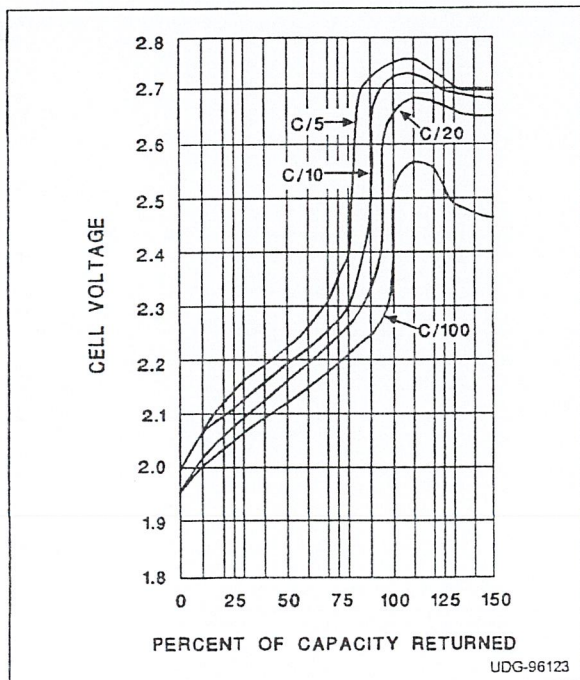


Figure 1. Typical over-charge characteristic at different charge rates.

For over-charge to coincide with the 100% return of capacity, the charge rate must be less than C/100. For higher charge rates, over-charge of lead-acid batteries is necessary to return the full capacity.

In a controlled **over-charge mode**, a constant voltage is applied. Its value is typically set between 2.45 V/cell and 2.65 V/cell, again depending on the C rate. Improper selection of the over-charge voltage will eventually result in dehydration of the battery and reducing its useful life span.

**Float-Charge** - is a constant voltage charge of the battery, after completing the charging process. This voltage maintains the capacity of the battery against self discharge. Even though providing a fixed output voltage is a simple task, to find the precise value of the float voltage has a profound effect on battery performance. For instance, 5% deviation from the optimum cell voltage in float mode, could result approximately 30% difference in the available capacity of the battery. Furthermore, the battery's temperature coefficient of typically  $-3.9\text{mV}/^\circ\text{C}$  per cell, adds complication. If the float voltage is not compensated according to the battery temperature, loss of capacity will occur below the design temperature, and uncontrolled over-charging with degradation in life will happen at elevated temperature.

## BATTERY CHARGER BASICS

What differentiates a battery charger from a conventional power supply is the capability to satisfy the unique requirements of the battery. Lead-acid battery chargers typically have two tasks to accomplish. The most important is to restore capacity as quickly as possible. The second one is to maintain capacity by compensating for self discharge and ambient temperature variations.

There are two fundamentally different charging methods for lead-acid batteries. In constant voltage charge, the voltage across the battery terminals is constant and the condition of the battery determines the charge current. Constant voltage charge is most popular in float mode application. The charging process is usually terminated after a certain time limit is reached.

Another technique is constant current charge, which is often used in cyclic applications because it recharges the battery in a relatively short time. As opposed to constant voltage charge, the constant current charge automatically equalizes the charge in the series cells. There are many varia-

## APPLICATION NOTE

U-155

tions of the two basic methods, well suited for switchmode battery charger circuits. Considering that well designed switchmode power converters are inherently current limited, the combination of constant current and constant voltage charge is an obvious choice.

The best performance of the lead-acid cells can be achieved using a four state charge algorithm. This method integrates the advantages of the constant current charge to quickly and safely recharge and equalize the lead-acid cells, with the constant voltage charge to perform controlled over-charge and to retain the battery's full charge capacity in float mode applications. The carefully tailored charging procedure maximizes the capacity and life expectancy of the battery.

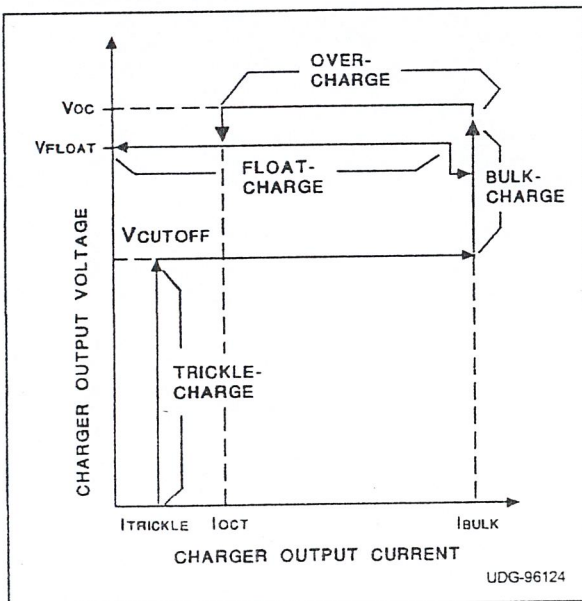


Figure 2. Four-state charge algorithm

The four states of the charger's operation are trickle charge, bulk charge, over-charge and float charge, as they are shown in Figure 2. Assuming a fully discharged battery, the charger sequences through the states as follows:

### State 1: Trickle Charge

If the battery voltage is below the cutoff voltage, the charger will apply the preset trickle charge current ( $I_{TRICKLE}$ ). In case of a healthy battery, as the charge is slowly restored, the voltage will increase towards the nominal range until it reaches the cutoff voltage. At that point the charger will advance to the next state, bulk charging.

In case of a damaged battery, e.g. one or more cells are shorted or the internal leakage current of the battery is increased above the trickle charge current value, the low value of the trickle charge current ensures safe operation of the system. In this case the battery voltage will stay below the deep discharge threshold ( $V_{CUTOFF}$ ) preventing the charger from proceeding to the bulk charge mode.

When the battery voltage is above the cutoff voltage at the beginning of the charge cycle, the trickle charge state is skipped and the charger starts with the bulk charge mode.

### State 2: Bulk Charge

In this mode the maximum allowable current ( $I_{BULK}$ ) charges the battery. During this time, the majority of the battery capacity is restored as quickly as possible. The bulk charge mode is terminated when the battery voltage reaches the over-charge voltage level ( $V_{OC}$ ).

### State 3: Over-Charge

Controlled over-charge follows bulk charging to restore full capacity in a minimum amount of time. During the over-charge period, the battery voltage is regulated. The initial current value equals the bulk charge current, and as the battery approaches its full capacity the charge current tapers off. When the charge current becomes sufficiently low ( $I_{OCT}$ ), the charging process is essentially finished and the charger switches over to float charge. The current threshold,  $I_{OCT}$ , is user programmable and is typically equals  $I_{BULK}/5$ .

### State 4: Float Charge

This mode is only applicable when the battery is used as a backup power source. The charger will maintain full capacity of the battery by applying a temperature compensated DC voltage across its terminals. In the float mode, the charger will deliver whatever current is needed to compensate for self discharge and might supply the prospective load up to the bulk charge current level. If the primary power source is lost or if the load current exceeds the bulk current limit, the battery will supply the load current. When the battery voltage drops to 90% of the desired float voltage, the operation will revert to the bulk charge state.

The ultimate lead-acid battery charger will combine the above described four state charge algorithm, and particularly at higher output currents, a switchmode power converter. The implementation of a charger of this type usually requires several

# APPLICATION NOTE

U-155

integrated circuits. To minimize cost as well as complexity, a new integrated circuit had been developed to provide as much functionality and design flexibility as possible, while achieving these requirements.

## THE UC3909 BLOCK DIAGRAM

The UC3909 Switchmode Lead-Acid Battery Charger controller combines the precision sensing and control of battery voltage and current, logic to sequence the charger through its various modes of operation, and the control and supervisory functions of a switching power supply. The integrated circuit comprises of two major sections. A dashed line shown in the middle of Figure 3 divides the circuit into two functional subsections. The PWM control circuit is commanded by the charge state logic depending on the condition of the battery.

The charge state logic is shown in the lower right corner of the block diagram, which is composed of several digital gates. It sequences the charger through the four possible states of operation depending on the battery voltage. Information about

the actual operating mode of the charger is also provided. The status information can be easily interfaced to any logic family due to the open collector structure of the outputs of pin STAT0, STAT1, and STATLV. (See the datasheet for detailed pin descriptions.)

The precision voltage and current sensing circuits are shown in the lower left corner of the block diagram. The battery voltage is compared to the temperature compensated reference voltage by the voltage error amplifier and charge enable comparator. Accurate sensing of the charge current is achieved by the uncommitted current sense amplifier, connected to the CS+, CS-, and CSO pins. The use of this amplifier requires a low value resistor for current measurement. Output regulation is accomplished by the current error amplifier. Its inverting and noninverting inputs are connected to the output of the current sense and voltage error amplifiers through external resistors. The output of the current error amplifier produces the appropriate control parameter for the PWM controller.

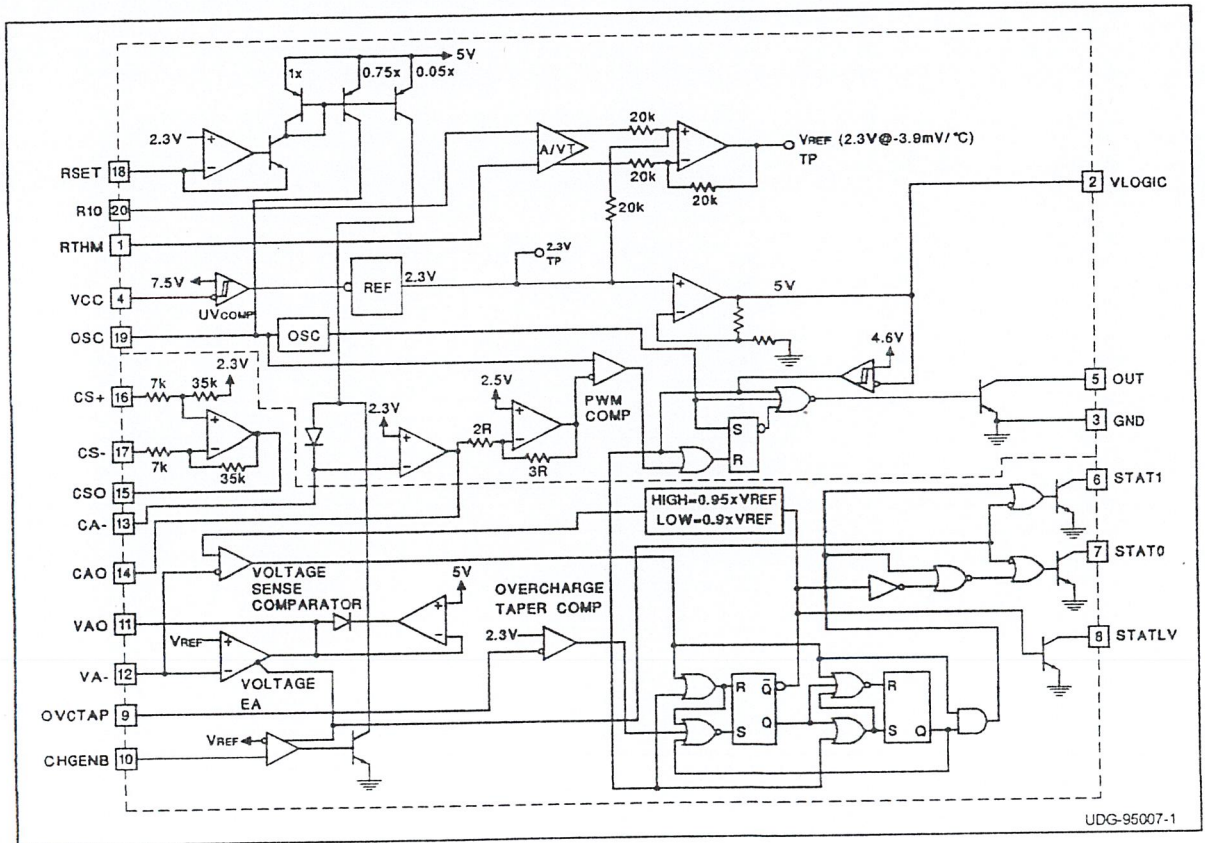


Figure 3. UC3909 Block Diagram

# APPLICATION NOTE

U-155

The PWM control section consists of a fast comparator, clock generator, latch and an open collector drive stage. The comparator circuit compares the output of the current error amplifier to the sawtooth derived from the timing capacitor waveform. A latch is set by the clock and reset by the comparator circuit in every switching cycle modulating the pulse width appearing at the output of the controller. This modulation of the output pulse width makes output voltage and output current regulation possible.

The remaining part of the block diagram performs numerous housekeeping functions, such as undervoltage lockout, internal bias and reference generation, temperature sensor linearization and compensation of the internal voltage reference according to the battery temperature.

## UC3909 DEMONSTRATION CIRCUIT

To illustrate the capabilities of the new controller, a full featured, switchmode battery charger circuit has been developed and built for evaluation purposes.

The power stage is based on a simple buck topology, reflecting the most common solution used in battery chargers today. The buck converter offers size reduction and high efficiency, two important advantages of switchmode power conversion. Practical output power of this converter type is below 500W. In the case of off-line chargers, line isolation can be provided by 60Hz isolation transformer. For higher power levels the buck converter could be easily replaced by other isolated, buck derived topologies, like any variation of the forward or bridge type converters. Using one of these isolated conversion techniques will eliminate the bulky 60Hz transformer by integrating the isolation into the high frequency power stage. The design procedure, that will be presented in this Application Note for the buck configuration, can be easily adapted to the other power converters.

The usual elements of the buck converter can be recognized in Figure 4. They are Q1, D2, L1 and C5. Other components in the power stage pertain to additional, application specific requirements. D1 prevents the discharge of the battery by the con-

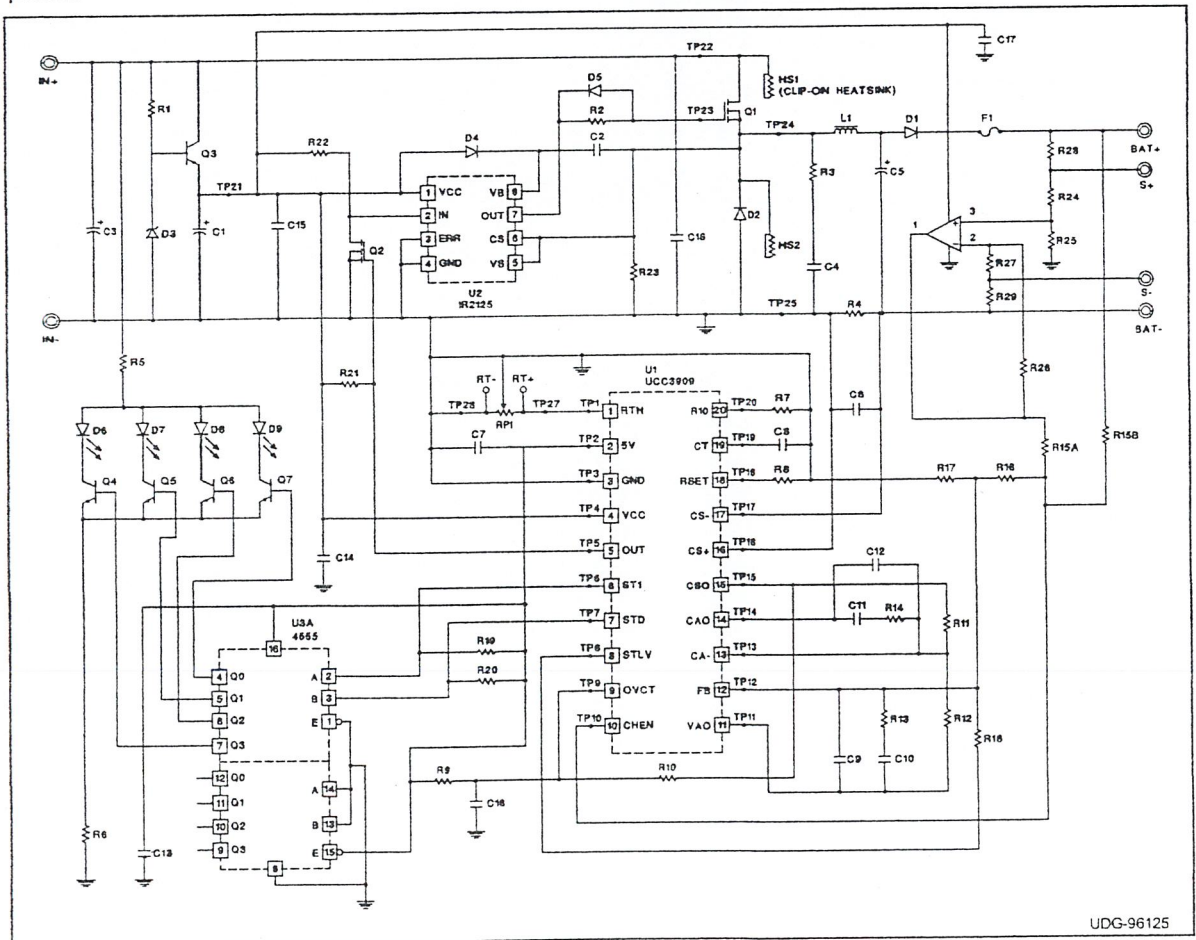


Figure 4. Demonstration Board Schematic

troller, when the primary power source is absent. An output fuse, F1, protects the circuit against the possible hazards when the battery is connected to the output terminals with reverse polarity. The charge current is measured by the resistor, R4 in the ground return path. The controller section consists of four well separable circuits. The first functional block is composed of R1, D3, Q3, and C1. These components provide a stabilized voltage for the rest of the control circuitry.

In the buck converter, the controlled switch, Q1, is located between the positive input terminal and the common node of the freewheeling diode, D2, and the output filter inductor, L1. There are many different components which could be used as a switch, yet for efficient operation and cost considerations, an N-channel MOSFET transistor has been selected. To interface the floating switch to the ground referenced controller, a high side driver is inevitable. The high side driver circuit consists of U2, D4, D5, R2, C2, Q2, R22 and R23. Its purpose is to level shift the output pulse of the control IC to the gate of the MOSFET transistor with minimum delays.

All the functions related to properly charging the battery are integrated in the UC3909 controller. The voltage and current levels which determine the actual values of the cutoff, over-charge and float voltages, as well as the trickle, bulk and taper threshold currents, are scaled appropriately by the resistor networks around the IC. The role of those components will be defined in the next chapter deliberating the design procedure.

The last section is the charge state decoder circuit. The coded information of the two outputs of the UC3909 is translated by U3, to display the actual operating mode of the battery charger.

### BATTERY CHARGER DESIGN

The complete schematic drawing of the four state, switchmode battery charger is shown in Figure 4. In order to expedite the paper design, an easy to follow design procedure has been established. The step by step instructions can guide even the novice users through the calculations.

#### Battery Data

By the time the designer starts the circuit design,

the type of the battery is already defined. The battery selection criteria are not detailed in this Application Note. Nevertheless, it is worthwhile to draw attention to some of the circumstances influencing the decision. Naturally, the most important parameters are the voltage and current requirements of the load as well as the time duration while the battery has to be able to supply the load current. Furthermore, the user has to consider whether the application requires frequent charge and discharge cycles or the battery is used in backup mode, where most of the time it will standby in its fully charged state. The available time for recharging the battery is also a significant factor to determine the applicable algorithm, and charge current rates. Combination of all these conditions will define the required battery and some of the battery charger parameters.

Once the battery is defined we can obtain the first set of input data. From the battery manufacturer's data sheet, more frequently through several telephone calls, and considering some application related conditions, the lines of Table 1 can be filled out.

For example, the demonstration circuit has been designed to charge a Dynasty JC1222 type sealed lead-acid battery from Johnson Controls. The nominal voltage is 12V, the capacity of the battery is 2.2Ah. Twelve volt batteries contain six cells connected in series. The battery has a temperature coefficient of  $-3.9\text{mV}/^\circ\text{C}$ . Additional input parameters, like operating temperature range, float, cutoff and over-charge voltages as well as trickle, bulk, and over-charge terminate current levels can be determined from the application requirements and from the battery data sheet.

The completed Battery Data section is shown in Table 1. The trickle current level corresponds to the previously explained safety considerations and it equals  $C/100$ . A bulk charge current value of 800mA is given by the battery manufacturer [8] and is used instead of the  $C/2$  value, noted in the respective equation in Table 1.

The over-charge period will be terminated when the current tapers off to one fourth of the bulk current. Maximum output power of the battery charger is listed in the last row of Table 1.

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
<b>Battery Data</b>			<b>JC1222</b>
V	Nominal Battery Voltage		12V
NC	Number Of Cells	connected in series within the battery	6
C <sub>RATE</sub>	Battery Capacity	use C/10 capacity; from battery datasheet	2.2 Ah
V <sub>C</sub>	Cell Float Voltage	@25°C, fully charged; from battery datasheet	2.275V
V <sub>C,MAX</sub>	Maximum Cell Voltage	@25°C, over-charge limit; from battery datasheet	2.43V
V <sub>C,MIN</sub>	Minimum Cell Voltage	@25°C, fully discharged; from battery datasheet	1.75V
I <sub>TRICKLE</sub>	Trickle Charge Current Limit	I <sub>TRICKLE</sub> = 0.01 · C <sub>RATE</sub> ; typical or use battery datasheet	22mA
I <sub>BULK</sub>	Bulk Charge Current Limit	I <sub>BULK</sub> = 0.5 · C <sub>RATE</sub> ; typical or use battery datasheet	0.8A
I <sub>OCT</sub>	Over-Charge Terminate Current Threshold	I <sub>OCT</sub> = 0.25 · I <sub>BULK</sub> ; typical or use battery datasheet	0.2A
TC	Cell Voltage Temperature Coefficient	typical value; the thermistor linearizer circuit is calibrated for this temperature coefficient	-3.9 mV/°C
T <sub>MIN</sub>	Minimum Operating Battery Temperature	refer to your application requirements	-10°C
T <sub>MAX</sub>	Maximum Operating Battery Temperature	refer to your application requirements	+50°C
V <sub>BAT</sub>	Battery Float Voltage	V <sub>BAT</sub> = V <sub>C</sub> · NC ; nominal, @ 25°C battery temperature	13.65V
V <sub>BAT,MIN</sub>	Minimum Battery Voltage	V <sub>BAT,MIN</sub> = [V <sub>C,MIN</sub> + (T <sub>MAX</sub> - 25) · TC] · NC ; @ T <sub>MAX</sub> ; fully discharged	9.92V
V <sub>BAT,MAX</sub>	Maximum Battery Voltage	V <sub>BAT,MAX</sub> = [V <sub>C,MAX</sub> + (T <sub>MIN</sub> - 25) · TC] · NC ; @ T <sub>MIN</sub> ; fully charged	15.40V
P <sub>CH,MAX</sub>	Maximum Output Power	P <sub>CH,MAX</sub> = I <sub>BULK</sub> · V <sub>BAT,MAX</sub>	12.3W

Table 1. Battery Charger Input Parameters

### Buck Converter Operating Conditions

The battery charger circuit of the UC3909 is based on the buck topology. Before the component values of the power stage can be calculated, the basic operating parameters must be defined.

The output voltage range is listed in Table 1 as V<sub>BAT,MIN</sub> and V<sub>BAT,MAX</sub> determined primarily by the operating temperature range and the battery technology. On the other hand, input voltage variation depends on the power source. For this particular example, assume a 60Hz line isolation transformer with the optimized step down ratio. At minimum line voltage, it provides 18V DC voltage after rectification. Taking into account nominal tolerances,

the input voltage of the converter at high line condition will be approximately 30V DC. From the minimum and maximum values of the input and output voltages, the steady state duty ratio limits are calculated (D=0.37 ... 0.89) as shown in Table 2.

At this point, the switching frequency of the converter has to be chosen. The trade-offs involved in the frequency selection are numerous. The primary factors are the speed of the prospective semiconductors, the capabilities of the controller, maintaining high efficiency in wide load current variations, power level and the size of the output inductor and capacitors.

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
<b>Buck Converter Operating Parameters</b>			
$V_{IN,MIN}$	Minimum Input Voltage		18V
$V_{IN,MAX}$	Maximum Input Voltage		30V
$f_s$	Switching Frequency		50kHz
$V_{D1F}$	D1 Diode Forward Voltage Drop (estimate)	@100°C with $I_{BULK}$	0.59V
$V_{D2F}$	D2 Diode Forward Voltage Drop (estimate)	@100°C with $I_{BULK}$	0.73V
$D_{MAX}$	Maximum Duty Ratio	$D_{MAX} = \frac{V_{BAT,MAX} + V_{D1F} + V_{D2F}}{V_{IN,MIN} + V_{D2F}}$	0.89
$D_{MIN}$	Minimum Duty Ratio	$D_{MIN} = \frac{V_{BAT,MIN} + V_{D1F} + V_{D2F}}{V_{IN,MAX} + V_{D2F}}$	0.37

Table 2. Buck Converter Operating Parameters

For example, the upper limit of the operating frequency is bound to the capabilities of the slowest components. In the demonstration circuit, the high side gate driver circuit can be conveniently operated up to 150kHz operating frequency. Since the buck converter is a hard switched topology, the operating frequency has a significant effect on the efficiency. Considering that most of the time the charger supplies light output load, further reduction of the switching frequency is desirable to maintain decent efficiency in this operating modes.

While reducing the switching frequency has a beneficial effect on efficiency, at the same time the size of the output inductor and capacitors are increasing. The compromise between the size of the reactive circuit components and light load efficiency in trickle and float charge modes led to a moderate switching frequency selection of 50kHz.

### Power Stage Design

Table 3 summarizes the design procedure of the power components. The bold entries shall be copied over to the part list directly. The respective equations are included, and they make use of variables defined in Table 1 and Table 2, or by the previous lines in Table 3.

### Semiconductors

First, the three semiconductor devices are selected. Their voltage and current ratings are based on the maximum input and output voltages and on the bulk charge current. The minimum current ratings given in Table 3 assure appropriate margins for reliable operation. Using higher current components improves efficiency but also might increase cost.

After the part number is chosen, power dissipation estimates are given based on the actual voltage, current, and device parameters. The diode D1 carries the DC output current, therefore its dissipation is strictly conduction loss. The other two semiconductors are part of the switching circuit, hence their power dissipation is calculated by adding their respective conduction and switching losses.

Note that estimating switching losses on device parameters can be fairly inaccurate. This can cause a significant difference between the estimated and real switching losses especially at higher operating frequencies.

### Output Inductor

The inductance of the output choke has been calculated by choosing the maximum ripple component of the inductor current. In a general purpose buck converter, unless extreme noise, core loss or application specific requirements would dictate otherwise, the rule of thumb is 25% to 35% of the DC current value is acceptable for ripple current content. Although battery manufacturers are concerned about using AC currents to charge the battery, they usually refer to frequencies below 1kHz. The DC output current with superimposed AC components of the switchmode chargers, at considerably higher frequencies, will be averaged by the slow chemical processes inside the battery.

### Input Capacitor

The value of the input energy storage capacitor depends on the tolerable ripple and noise voltage at the input of the converter, and a function of the hold-up requirements. It is especially important for AC operated chargers where the energy is avail-

able in 120Hz repetitions, while the output has to be supplied continuously.

The situation is somewhat different if the charger is part of a distributed power system where an already regulated voltage with reasonable energy storage capability is available for the circuit. In this case, the ripple current handling capability of C3, and the noise requirements will determine the value of the input capacitor.

In Table 3, the value of the selected input capacitor is based on its rms current handling capability. The UC3909 demonstration circuit will operate properly when it is connected to a laboratory power supply, but will require a larger input capacitance in off-line applications.

#### *Output Capacitor*

There are numerous factors determining the output capacitor value. The various noise requirements at the output of the converter, the acceptable output voltage sag during the time interval when the capacitor contributes to supply the load current, and loop stability criteria. Fortunately, for all practical purposes, the output capacitor of a battery charger loses its importance since it is connected in parallel with the battery. The battery is considered as a low impedance voltage source with great high frequency filtering capabilities, taking over the traditional functions of the output capacitor.

The output capacitor, C5 of the demonstration circuit was chosen to handle the rms value of the ripple current component in the output inductor, L1 and to provide appropriate filtering in the absence of the battery.

#### *RC Damping Circuit*

Due to the nonideal nature of the switching action in all hard switching topologies, excessive switching spikes can develop across the semiconductors of the circuit during the switching time interval. The reduction of this voltage stress is accomplished by an RC snubber circuit consisting of R3 and C4 of the demonstration circuit. The complex optimization of the RC network is assisted by reference [6]. Proper operation of the snubber circuit also depends on the layout and the parasitic components of the switching circuit. Table 3 gives two equations to calculate the component values of R3 and

C4 as a starting point. Further optimization of these component values might be desirable based on measurement results.

Note, that a tight layout of the critical components C18, Q1 and D2, and using an ultra fast rectifier diode are also essential to keep unwanted switching spikes under control.

#### *Current Sense*

The accurate control of the output current is one of the most important functions of the battery charger. It is achieved by the UC3909 control IC using average current mode control. An exact measurement of the current flowing in the output inductor, L1 is required. Therefore, a low value current sense resistor, R4 is placed in the ground return path, between the anode of D2 and the negative electrode of the output capacitor, C5. The voltage developed across R4 is proportional to the inductor current, and used by the controller to regulate the trickle and bulk charge current levels as well as to provide current limiting during overload operation.

The value of the current sense resistor is determined to satisfy two conditions. The first constraint is to limit the maximum voltage across R4 below 350mV when full output current is delivered. This is required by the UC3909 to prevent the current sense amplifier from saturation. The second restriction is the power dissipation of R4. In Table 3, the power dissipation of the current sense resistor was set to 1.5% of the maximum output power. This assumption was made to balance between two opposing requirements, namely to maintain high efficiency and to provide the highest signal level across R4, thus to improve noise immunity of the circuit. The maximum power dissipation equation of R4 might have to be revised, especially in higher power applications, due to component ratings and efficiency considerations.

#### *Output Fuse*

The fuse in series with the output of the battery charger is intended to prevent catastrophic failure if the battery is connected to the charger with reversed polarity. The fuse has to be selected with sufficient safety margin to carry the full charge current, but disconnect the output quickly in case of excessive currents drawn from the battery.

# APPLICATION NOTE

U-155

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
<b>Power Stage Design</b>			
$V_{RRM}$ (D1)	Diode Breakdown Voltage (minimum)	$V_{RRM} = 1.5 \cdot V_{BAT,MAX}$ (pick the next higher standard value)	(23.1V) 50V
$I_{O,MIN}$ (D1)	Diode Current Rating (minimum)	$I_{O,MIN} = 2 \cdot I_{BULK}$	1.6A
<b>D1</b>	Discharge Protection Diode	Select general purpose diode.	<b>GI750CT</b>
$P_{D1}$	Diode Power Dissipation (approximate value for heatsink selection)	$P_{D1} = I_{BULK} \cdot V_{D1F}$ (assuming 100°C junction temperature)	0.5W
$V_{RRM}$ (D2)	Diode Breakdown Voltage (minimum)	$V_{RRM} = 1.5 \cdot V_{IN,MAX}$ (pick the next higher standard value)	(45V) 50V
$I_{O,MIN}$ (D2)	Diode Current Rating (minimum)	$I_{O,MIN} = 2 \cdot I_{BULK}$	1.6A
<b>D2</b>	Buck Freewheeling Diode	Select ultra fast switching diode.	<b>MUR610</b>
$t_{RR}$	Diode Reverse Recovery Time	catalog data; @ $I_{BULK}$ ; approximate value	35ns
$I_{RRM}$	Diode Peak Reverse Recovery Current	catalog data; @ $I_{BULK}$ ; approximate value	0.5A
$P_{D2}$	Diode Power Dissipation (approximate value for heatsink selection)	$P_{D2} = I_{BULK} \cdot (1 - D_{MIN}) \cdot V_{D2F} +$ $+ 0.25 \cdot I_{RRM} \cdot V_{IN,MAX} \cdot t_{RR} \cdot f_S$	0.38W
$V_{DSS}$ (Q1)	Switch Breakdown Voltage (minimum)	$V_{DSS} = 1.5 \cdot V_{IN,MAX}$ (pick the next higher standard value)	(45V) 50V
$I_{D,MIN}$ (Q1)	Transistor Current Rating (minimum)	$I_{D,MIN} = 4 \cdot I_{BULK}$	3.2A
<b>Q1</b>	Buck Main Switch	Select the MOSFET transistor	<b>IRFZ14</b>
$R_{DSON}$ (Q1)	Switch ON Resistance	catalog data; @25°C, typical value	200mΩ
$C_{OSS}$ (Q1)	Drain Source Capacitance	catalog data; typical value	160pF
$I_{GATE}$	Gate Charge/Discharge	approximate, average value	0.8A
$Q_{GS}$ (Q1)	Gate-To-Source Charge	catalog data	3.1nC
$Q_{GD}$ (Q1)	Gate-To-Drain Charge	catalog data	5.8nC
$t_{OFF}; t_{ON}$	Approximate Switching Times	$t_{OFF} = t_{ON} = \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{I_{GATE}}$	12ns
$P_{Q1}$	Switch Power Dissipation (approximate value for heatsink selection)	$P_{Q1} = I_{BULK}^2 \cdot D_{MAX} \cdot R_{DSON} \cdot 1.5 +$ $+ 0.5 \cdot C_{OSS} \cdot V_{IN,MAX}^2 \cdot f_S +$ $+ \frac{V_{IN,MAX} \cdot I_{BULK}}{2} \cdot (t_{OFF} + t_{ON} + t_{RR}) \cdot f_S$	0.21W
$P_{HS}$	Heatsink Power Dissipation	$P_{HS} = P_{D1} + P_{D2} + P_{Q1}$ ; worst case, estimate	1.1W
$\Delta I_{L,MAX}$	Inductor Ripple Current	$\Delta I_{L,MAX} = 0.4 \cdot I_{BULK}$ ; typical value	0.32A
<b>L1</b>	Buck Inductance	$L1 = \frac{V_{IN,MAX}}{\Delta I_{L,MAX} \cdot 4 \cdot f_S}$	(0.47mH) <b>0.4mH</b>
$I_{L1,PEAK}$	Inductor Peak Current	$I_{L1,PEAK} = I_{BULK} + \frac{V_{IN,MAX}}{8 \cdot L1 \cdot f_S}$	1A
<b>L1</b>	Buck Filter Inductor	Check vendor's list for off the shelf part number or design you inductor according to the values above	<b>PCV-2-400-05</b> (Coiltronics)

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
V <sub>C3</sub>	Input Capacitor Voltage Rating	$V_{C3} = 1.5 \cdot V_{IN,MAX}$ (pick the next higher standard value)	(45V) 50V
I <sub>C3,RMS</sub>	Input Capacitor RMS Current	$I_{C3,RMS} = 0.5 \cdot I_{BULK}$ (worst case @ f <sub>s</sub> ; D=0.5)	0.4A
C3	Input Capacitor (electrolytic)	High frequency type, i.e. Panasonic HFQ series (see text for value considerations)	680μF/35V
C18	High Frequency Bypass Capacitor For Switches	Polypropylene or stacked metallized film. Minimum voltage rating equals V <sub>C3</sub> .	1μF/63V
V <sub>C5</sub>	Output Capacitor Voltage Rating	$V_{C5} = 1.5 \cdot V_{BAT,MAX}$ (pick the next higher standard value)	(23.1V) 25V
I <sub>C5,RMS</sub>	Output Capacitor RMS Current	$I_{C5,RMS} = \frac{V_{IN,MAX}}{\sqrt{192 \cdot f_s \cdot L1}}$	108mA
C5	Output Capacitor (electrolytic)	High frequency type, i.e. Panasonic HFQ series (see text for value considerations)	470μF/25V
R <sub>C5,ESR</sub>	Output Capacitor's ESR	from datasheet	65mΩ
P <sub>SN,MAX</sub>	Snubber Power Dissipation	$P_{SN,MAX} = P_{CH,MAX} \cdot 0.015$ assume 1.5% of full output power	0.185W
V <sub>C4</sub>	Snubber Capacitor Voltage Rating	$V_{C4} = 1.5 \cdot V_{IN,MAX}$ (pick the next higher standard value)	(45V) 63V
C4	Snubber Capacitor (polypropylene or metallized film)	$C4 = \frac{2 \cdot P_{SN,MAX}}{V_{IN,MAX}^2 \cdot f_s}$ (pick the closest standard value)	(8.2nF) 10nF
R3	Snubber Resistor (noninductive)	$R3 = \frac{1}{16 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C4}$ (pick the closest standard value)	(39.8Ω) 39Ω
P <sub>R4,MAX</sub>	Current Sense Resistor Power Dissipation	$P_{R4,MAX} = P_{CH,MAX} \cdot 0.015$ assume 1.5% of full output power	0.185W
R4	Current Sense Resistor (RS) (noninductive)	$R4 \leq \frac{0.35}{I_{L1,PEAK}}$ AND $R4 \leq \frac{P_{R4,MAX}}{I_{BULK}^2}$ (pick the next lower standard value)	(291mΩ) 270mΩ (RCD type: RSF1B)
F1	Output Fuse Rating (fast acting type)	$I_{F1} = 1.25 \cdot I_{BULK}$ (pick the next higher standard value)	(1.0A) 1A

Table 3. Buck Converter Power Stage Components Design Sheet

### Controller Design

The controller design is described in Table 4. Instructions are organized by the functional blocks of the circuit. This procedure is similar to the one explained in the power stage design. All the equations use parameters calculated or entered in the previous three tables or the preceding lines of Table 4.

### Auxiliary Power Supply

The purpose of this circuit is to provide a stabilized voltage for the gate drive IC and for the UC3909 controller circuits. The auxiliary voltage has to be higher than 7.8V, the undervoltage lockout of the

UC3909. Furthermore, the auxiliary voltage has to be suitable to drive the gate of the MOSFET switch directly, limiting the voltage level below 18V. The auxiliary voltage of the demonstration circuit is approximately 14.5V, to satisfy both requirements with appropriate margins.

The circuit configuration shown in Figure 4 assumes that the minimum input voltage is higher than the auxiliary voltage. In this case, R1 biases D3 to the zener voltage, and provide the base current to Q3. The auxiliary voltage will be equal to the zener voltage minus the base emitter voltage of Q3. The advantage of this solution is that the

controller supply current flowing through Q3, is independent from the input voltage.

For completeness, it should be mentioned that there are other solutions to power the controller section of the battery charger. The actual solution has to take into account the operating input voltage range, the selected gate drive technique and the type of semiconductor used in place of Q1. For example, using a P-channel MOSFET transistor will require a different gate drive technique but will allow the user to omit the auxiliary supply and to power up the UC3909 directly from the input voltage. Note that even in this case auxiliary power supply might be necessary if the maximum input voltage exceeds the VCC rating of the controller.

#### MOSFET Gate Drive

The gate drive circuit is based on the IR2125, High Voltage High Side Gate Driver integrated circuit from International Rectifier. The different considerations for designing the circuit are outlined in the IR2125 datasheet, [7], and are used in the component selection. The given part values are applicable for switching frequencies above 10kHz and limited below approximately 150kHz. Using the IR2125 is possible for input voltages below 500V due to the voltage rating of the device.

There is one design aspect regarding the gate drive circuit which needs to be clarified. The IR2125 like all other high side driver IC working with the bootstrapping principle monitors the voltage across the bootstrap capacitor to ensure sufficient voltage for turning on the MOSFET transistor. The first pulse appears at the gate when both voltages, VCC with respect to ground and VB with respect to the VS pin are above their respective undervoltage lockout thresholds. Thus, precharging the bootstrap capacitor, C2 is imperative to get the circuit initially running. During normal operation, C2 is charged instantaneously through the conducting rectifier diode, D2. Conversely, at start-up D2 will prevent charging the bootstrap capacitor. Fortunately the problem can be solved by a large value resistor, R23 connected between the VS pin of the IR2125 and the ground of the circuit.

#### Differential Output Voltage Sense

The differential voltage sense block is optional. Several trade-offs will be discussed in a later chapter together with other practical considerations. Adding a simple operational amplifier and a couple of resistors provides tighter output voltage

regulation and remote sensing capability to the charger.

The design of the differential voltage sense circuit has to satisfy two conditions. The gain of the amplifier must be higher than the reciprocal value of the number of cells connected in series in the battery. This assures that the output voltage of the differential amplifier is compatible with the voltages expected by the UC3909. A second condition is given in Table 4 ensures that the inputs of the differential amplifier stage will be kept within their common mode voltage range at any possible battery voltage. The actual gain, within these two limits, can be determined by the user.

Note that the gain of the amplifier, "A", will be used in the subsequent lines of Table 4. Therefore, even if the differential amplifier stage is omitted, the value of "A" shall be made equal to 1, and used for the rest of the calculations.

#### Housekeeping and Battery Temperature Sensing

The oscillator frequency is set by C8 and R8, and the UC3909 datasheet contains the exact timing equations. In Table 4, the timing equation is already solved for easily available capacitor values and for the most common frequency range. First the user selects the appropriate capacitor value based on the switching frequency defined in Table 2. Then the value of R8 is calculated, since resistor values are available in much finer steps than those of the capacitors.

In the demonstration circuit the battery temperature variation is simulated by the RP1 potentiometer. For actual temperature compensation, it shall be substituted by a L1005-5744-103-D1 type thermistor from Keystone Carbon Co. [11] or equivalent. Since the resistance of the thermistor should represent the battery temperature, it is usually mounted on or in the vicinity of the battery. To facilitate this, a two pin header, P4 is provided for convenient connection of the temperature sensor.

#### Current Limitation

Four resistors R9, R10, R11, and R12 program the three critical current levels, as defined in Table 1. A battery charger operates in current limited mode during trickle and bulk charge. The corresponding two current levels are the trickle current,  $I_{TRICKLE}$  and the bulk charge current,  $I_{BULK}$ . A third distinct

current level is the taper current threshold,  $I_{OCT}$  where the IC will switch from over-charge to float charge regime.

The accuracy of the different current levels depends on component tolerances and on some of the parameters of the control IC. Tolerances of the external resistors can be controlled by the appropriate part selection but the internal offsets and tolerances of the UC3909 are out of hand for the designer. The largest error term inside the IC is the offset of the current sense amplifier. Its effect is especially significant in trickle charge mode and at low current levels when the measured current signal is in the same order of magnitude than the input offset of the operational amplifier. For that reason, the initial accuracy of the trickle charge current limit can be in the neighborhood of  $\pm 30\%$ . As the output current increases the accuracy improves rapidly and it is around  $\pm 5\%$  at full current assuming 1% resistor tolerances.

Fortunately, in the battery charger application, only the bulk charge current has to be controlled precisely. The tolerances of the other two current values might influence the transitions between the charge regimes but do not represent a danger to the battery.

#### Setting The Output Voltages

The deep discharge threshold or cutoff voltage, over-charge voltage and float voltage are defined by the resistor network of R15, R16, R17, and R18, connected to the feedback pin of the UC3909. There are two different setup possibilities depending on whether the differential voltage sense circuit is used or omitted. With differential sensing, the calculated value of R15 resistor is placed in the position marked R15A, using the signal of the output of the operational amplifier, U4, for voltage regulation. In case of direct sensing of the output, the position R15B must be used instead. In order to provide tight tolerances of the three voltage levels, using 1% resistors is recommended.

#### Closing The Current Loop

"Closing the loop" is a frightening topic for many power supply designers. The detailed analysis of how to implement optimum loop compensation of the average current mode controller is beyond the scope of this Application Note. Nevertheless some excellent reference materials and design guide are

listed in the Reference section of this paper [3], [4] and [5]. These articles cover not only the design criteria of the average current control loop used in the UC3909, but also explain the critical issues related to closing the voltage loop of the controller.

Using the procedure outlined in [3], closed form equations can be derived for all feedback components and they are given in Table 4.

#### Voltage Loop Compensation

The voltage loop of the demonstration circuit is compensated very conservatively for stability under wide operating conditions by introducing a dominant, low frequency pole to the system. The voltage loop crossover frequency is designed to be around 1kHz, which will result in a quite slow response to fast output voltage variations. However, the circuit performance is still acceptable since battery charging does not impose severe transient requirements on the power supply.

Note, that the equations given in Table 4 are suitable to implement stable voltage loop compensation but far from achieving the maximum bandwidth or best transient behavior.

#### Charge State Decoder

The battery charger progresses through four different operating modes which are related to the status of the charging process and to the replaced capacity of the battery. This information can be further processed to reveal vital information about the condition of the battery, to estimate the remaining charge time, and possibly to record the history of the battery. The UC3909 can signal the actual charge state in binary coded form on the STAT0 and STAT1 outputs. A truth table for decoding the status bits is given in the datasheet.

For the users convenience, a simple charge state decoder is implemented in the demonstration circuit. The decoding function is performed by an inexpensive integrated circuit, U3. According to the STAT0 and STAT1 outputs of the UC3909, one of its outputs are activated, which will cause one of the four transistors of Q4 - Q7, and respective light emitting diodes to turn on. Each LED corresponds to one of the four charge states as marked on the printed circuit board. The resistors R6 and R5 are intended to set the LED currents and to reduce the voltage across the collector and the emitter terminals of the transistors.

# APPLICATION NOTE

U-155

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
<b>Controller Part Values</b>			
C6, C7, C13, C14, C15, C16, C17	Bypass Capacitors	X7R monolithic ceramic capacitors. Minimum voltage rating 25V.	100nF/63V
<b>Auxiliary Power Supply</b>			
D3	Auxiliary Voltage Stabilizer	$V_Z = 15V$ ; zener diode; 1W / 5%	1N4744A
$V_{CEO}$ (Q3)	Collector Emitter Breakdown Voltage	$V_{CEO} = 1.5 \cdot (V_{IN,MAX} - V_Z)$ (select the next higher standard value)	(22.5V) 30V
Q3	Auxiliary Power Bypass	Select general purpose NPN transistor.	2N3904
R1	Zener Bias Resistor	$R1 = \frac{V_{IN,MIN} - V_Z}{2 \cdot 10^{-3}}$	1.5k $\Omega$
$P_{R1}$	Zener Bias Resistor Power Dissipation	$P_{R1} = \frac{(V_{IN,MAX} - V_Z)^2}{R1}$	0.15W
C1	Auxiliary Power Storage Capacitor	Aluminum electrolytic capacitor. Minimum voltage rating 25V.	82 $\mu$ F/25V
<b>Gate Drive</b>			
U2	International Rectifier	High Voltage High Side MOS Gate Driver	IR2125
C2	Bootstrap Capacitor	Stacked metallized film capacitor. Minimum voltage rating 25V.	0.15 $\mu$ F/50V
D4, D5	Switching Signal Diodes	Select high speed signal switching diodes.	1N4148
Q2	Gate Drive Inverter	Select small signal MOSFET transistor.	2N7000
R2	Gate Resistor for Q1		4.7 $\Omega$
R21, R22	Gate Drive Pull Up Resistors		1k $\Omega$
R23	Bootstrap Precharger		1k $\Omega$
R30	Gate Pull Down Resistor		10k $\Omega$
<b>Differential Voltage Sense - Optional</b>			
U4	National Semiconductor	Dual Single Supply Operational Amplifier	LM358N
$I_{FB,MAX}$	Maximum Current Through Feedback Resistors		150 $\mu$ A
R24, R27	Voltage Sense Resistors	$R24 = R27 = \frac{V_{BAT}}{I_{FB,MAX}}$	91k $\Omega$
R28, R29	Voltage Sense Resistors	$R28 = R29 = 0.001 \cdot R24$	91 $\Omega$
R25, R26	Voltage Sense Divider	$R25 = R26 = A \cdot R24$ ; where A must be $\frac{1}{NC} < A < \frac{V_Z - 3}{V_{BAT,MAX}}$	30k $\Omega$
A	Gain Of Voltage Sense Amplifier	$A = \frac{R25}{R24 + R28}$ ; A=1 if amplifier is omitted.	0.3297
<b>Charger Control Section - IC Setup - Housekeeping And Temperature Sensing</b>			
U1	Unitrode	Switchmode Lead-Acid Battery Charger IC	UC3909N
C8	Timing Capacitor, CT	$f_s < 25 \text{ kHz}$ 5.6nF $25 \text{ kHz} < f_s < 50 \text{ kHz}$ 3.3nF $50 \text{ kHz} < f_s < 110 \text{ kHz}$ 1.5nF $110 \text{ kHz} < f_s < 220 \text{ kHz}$ 680pF	1.5nF
R8	RSET Oscillator	$R8 = \frac{1}{1.2 \cdot C8 \cdot f_s}$	11k $\Omega$

# APPLICATION NOTE

U-155

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
R7	Reference Resistor For The Thermistor Linearizer	Select 1%, low temperature coefficient type.	10kΩ
RP1	Thermistor Emulation Potentiometer	Select 10 turns potentiometer for fine resolution. (Set initial value to 10kΩ before putting it in.)	50kΩ
<b>Charger Control Section - IC Setup - Current Levels</b>			
R9	OVCTAP Set Resistor (ROVC2)	Noncritical; use:	100kΩ
R10	OVCTAP Set Resistor (ROVC1)	$R10 = 1.8518 \cdot I_{OCT} \cdot R4 \cdot R9$	10kΩ
R11	Trickle Current Limit Set Resistor (RG1)	$R11 = 43.4783 \cdot I_{TRICKLE} \cdot R4 \cdot R8$	2.7kΩ
R12	Bulk Current Limit Set Resistor (RG2)	$R12 = \frac{0.54 \cdot R11}{I_{BULK} \cdot R4}$	6.8kΩ
<b>Charger Control Section - IC Setup - Voltage Levels</b>			
R15	Battery Voltage Divider (RS1) ±1% recommended	$R15 = \frac{V_{C,MAX}}{I_{FB,MAX}} \cdot \frac{V_{C,MIN} \cdot A \cdot NC - 2.3}{V_{C,MIN}}$	11kΩ
R16	Battery Voltage Divider (RS2) ±1% recommended	$R16 = \frac{2.3}{I_{FB,MAX}} \cdot \frac{V_{C,MAX} - V_{C,MIN}}{V_{C,MIN}}$	6.2kΩ
R17	Battery Voltage Divider (RS3) ±1% recommended	$R17 = \frac{2.3}{I_{FB,MAX}} \cdot \frac{V_{C,MAX} \cdot A \cdot NC - 2.3}{V_C \cdot A \cdot NC - 2.3}$	18kΩ
R18	Battery Voltage Float Adj. (RS4) ±1% recommended	$R18 = \frac{2.3}{I_{FB,MAX}} \cdot \frac{V_{C,MAX} \cdot A \cdot NC - 2.3}{(V_{C,MAX} - V_C) \cdot A \cdot NC}$	130kΩ
<b>Charger Control Section - IC Setup - Current Error Amplifier</b>			
R14	Current Error Amplifier Compensation Resistor	$R14 = \frac{0.28 \cdot f_s \cdot L1}{V_{BAT,MAX} + V_{D1F} + V_{D2F}} \cdot \frac{R11}{R4}$	3.3kΩ
C11	Current Error Amplifier Compensation Capacitor	$C11 = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R14}$	10nF
C12	Current Error Amplifier Compensation Capacitor	$C12 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R14}$	1nF
<b>Charger Control Section - IC Setup - Voltage Error Amplifier</b>			
f <sub>0</sub>	Voltage Loop Cross-Over Frequency	Dominant pole; noncritical requirements.	1kHz
R13	Voltage Error Amplifier Compensation Resistor	$R13 = \frac{0.625 \cdot V_{IN,MAX} \cdot (R15 + R16)}{A \cdot I_{BULK} \cdot f_s \cdot L1 \cdot V_{BAT,MAX}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(16 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot f_s \cdot L1 \cdot C5 \cdot \frac{V_{BAT,MAX}}{V_{IN,MAX}}\right)^2}{1 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R_{C5,ESR} \cdot C5\right)^2}}$	910kΩ
C9	Voltage Error Amplifier Compensation Capacitor	$C9 = \frac{C5 \cdot R_{C5,ESR}}{R13}$	33pF
C10	Voltage Error Amplifier Compensation Capacitor	$C10 = \frac{8 \cdot f_s \cdot L1 \cdot C5 \cdot V_{BAT,MAX}}{R13 \cdot V_{IN,MAX}}$	47nF
<b>Charge State Decoder</b>			
U3	Motorola	Dual Binary To 1-of-4 Decoder/Demultiplexer	MC14555BCP
D6, D7, D8, D9	Status Indicator LED's	Quad green LED assembly.	IDI 5640H5

# APPLICATION NOTE

U-155

Parameter	Description	Definition	Value/Part#
Q4, Q5, Q6, Q7	LED Driver Transistors	Minimum $V_{CE0}$ equals $V_{IN,MAX}$ value	2N3904
R6	LED Current Set Resistor	$R6 = \frac{4.3}{0.01}$ assuming 10 mA LED current.	430Ω
R5	Voltage Limiter of the LED Driver Transistors	$R5 = \frac{V_{IN,MIN} - 7}{0.01}$	1.1kΩ
R19, R20	Pull Up Resistors	Noncritical; use:	10kΩ

Table 4. Four State Battery Charger Controller Design Sheet

## PARTS LIST

The following Bill Of Material was generated from the calculated part values listed in Table 3 and 4. The part designators correspond to the Demonstration Board component positions.

C1	82μF, 25V	electrolytic	R1	1.5kΩ	5%, 0.25W
C2	0.15μF 50V	met.film / polypropylene	R2	4.7Ω	5%, 0.25W
C3	680μF 35V	electrolytic	R3	39Ω	5%, 0.6W metal film
C4	10nF 50V	met.film / polypropylene	R4	270mΩ	5%, 1WRCD-RSF1B
C5	470μF 25V	electrolytic	R5	1.1kΩ	5%, 0.25W
C6	0.1μF 50V	ceramic	R6	430Ω	5%, 0.25W
C7	0.1μF 50V	ceramic	R7	10kΩ	5%, 0.25W
C8	1.5nF 50V	ceramic	R8	11kΩ	5%, 0.25W
C9	33pF 50V	ceramic	R9	100kΩ	5%, 0.25W
C10	47nF 50V	ceramic	R10	10kΩ	5%, 0.25W
C11	10nF 50V	ceramic	R11	2.7kΩ	5%, 0.25W
C12	1.0nF 50V	ceramic	R12	6.8kΩ	5%, 0.25W
C13	0.1μF 50V	ceramic	R13	910kΩ	5%, 0.25W
C14	0.1μF 50V	ceramic	R14	3.3kΩ	5%, 0.25W
C15	0.1μF 50V	ceramic	R15A	11kΩ	1%, 0.25W
C16	0.1μF 50V	ceramic	R16	6.2kΩ	1%, 0.25W
C17	0.1μF 50V	ceramic	R17	18kΩ	1%, 0.25W
C18	1.0μF 63V	met.film / polypropylene	R18	130kΩ	1%, 0.25W
D1	GI750CT	100V, 6A, general	R19	10kΩ	5%, 0.25W
D2	MUR610CT	100V, 6A, ultrafast	R20	10kΩ	5%, 0.25W
D3	1N4744A	15V, 1W zener	R21	1kΩ	5%, 0.25W
D4	1N4148	75V, 200mA, switching	R22	1kΩ	5%, 0.25W
D5	1N4148	75V, 200mA, switching	R23	1kΩ	5%, 0.25W
D6-D9	L20355	LED assembly, ID1	R24	91kΩ	1%, 0.25W
L1	375μH 4A	Coilcraft	R25	30kΩ	1%, 0.25W
Q1	IRFZ14	60V, 10A, NMOS	R26	30kΩ	1%, 0.25W
Q2	2N7000	60V, 500mA, NMOS	R27	91kΩ	1%, 0.25W
Q3	2N3904	40V, 200mA, NPN	R28	91Ω	5%, 0.25W
Q4	2N3904	40V, 200mA, NPN	R29	91Ω	5%, 0.25W
Q5	2N3904	40V, 200mA, NPN	R30	10 kΩ	5%, 0.25W
Q6	2N3904	40V, 200mA, NPN	RP1	50kΩ	0.25W 10 turns potentiometer
Q7	2N3904	40V, 200mA, NPN	U1	UC3909N	Battery Charger Controller
			U2	IR2125	High Side Driver
			U3	MC14555BCP	Binary to 1-of-4 Decoder
			U4	LM358N	Operational Amplifier

MEASUREMENT RESULTS

Checking Out The Circuit

To safely bring the circuit into operation, the following precautions shall be exercised to prevent catastrophic failures at the first turn on. Use sockets for all integrated circuits and do not plug them in until the auxiliary power supply is checked.

All voltages given in the rest of this chapter are with respect to circuit ground unless otherwise noted.

Step 1.

Connect the input of the circuit to your DC power source. Increase the input voltage slowly up to the minimum input voltage value used in Table 2. Check the auxiliary supply voltage at the test point, TP21. The correct value should be 0.7V less than the  $V_Z$  voltage listed in Table 4, approximately 14.3V for this example. The same voltage should be measured at pin 4 of U4, pin 1 of U2 and pin 8 of U4 integrated circuits. When all voltages are correct, remove the input power.

Step 2.

Install U1, and connect the input voltage again. Measure the reference voltage of the UC3909. The correct voltage on pin 2 (TP2) is 5V. Next, check the oscillator. Measure and compare the timing capacitor and output waveforms, TP19 and TP5 respectively, to the oscillogram shown in Figure 5.

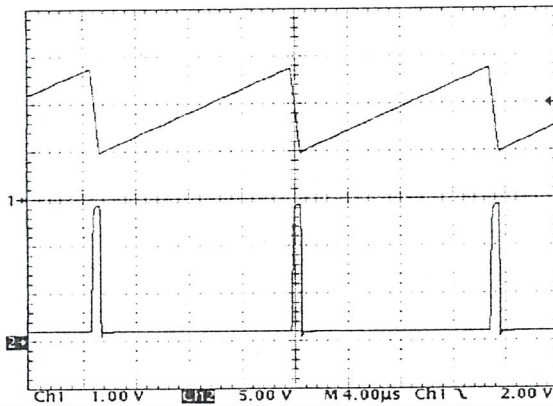


Figure 5. Trace 1: Timing Capacitor Waveform; Trace 2: OUT pin of UC3909

Compare the operating frequency to the expected value listed in Table 2. Disconnect the input voltage.

Step 3.

Populate the remaining of the IC sockets, by installing U2, U3, and U4 integrated circuits. Connect a resistive load to the output terminals. The load resistor shall be calculated as:

$$R_{LOAD} = \frac{2 \cdot V_{BAT}}{I_{OCT}}$$

Slowly raise the input voltage of the circuit while continuously monitoring the output voltage. The output voltage shall increase together with the input voltage until the output equals the float voltage,  $V_{BAT}$ . For further increases of the input voltage, the output should be regulated at the float charge voltage. If the output is not regulating, stop increasing the input voltage. Check the component values in the feedback divider, and the operating conditions of the UC3909. Convenient test points are provided in the demonstration board, for easy access to the pins of the integrated controller. The descriptions and typical voltages of the individual pins are included in the datasheet of the UC3909.

Step 4.

Once the output voltage is stabilized, check the switching waveforms of the converter. Typical waveforms of gate drive (U2/pin2), Q1 drain current, TP24, and the output inductor current, measured at full load, are shown in Figure 6.

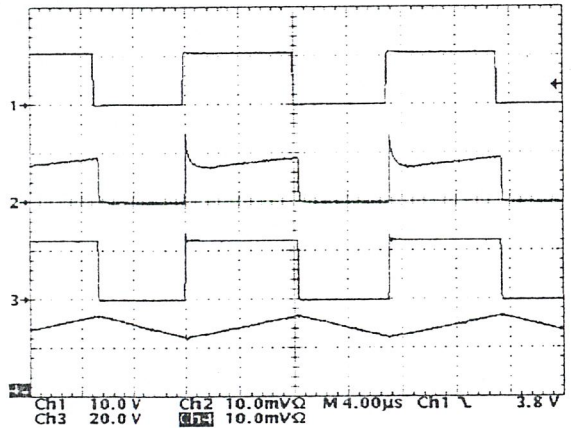


Figure 6. Switching waveforms of the converter: Trace 1: OUT pin; Trace 2:  $I_{O1}$  (1A/div); Trace 3: TP24; Trace 4:  $I_L$  (0.5A/div)

Step 5.

The final test of the circuit is to check the bulk charge current limit, the float and over-charge voltage levels. The load resistor defined in step 2 ensures float mode operation of the charger. Note the

float voltage then gradually increase the load current until the charger reverts to bulk charge mode. At this point the output current should be equal to  $I_{BULK}$ . By slowly reducing the load current, the charger will sequence to the next state, over-charging. In this mode of operation the output voltage equals to  $V_{BAT,MAX}$ , the over-charge voltage. Verify the numbers against the values in Table 1.

**Charge Characteristic**

The ultimate test of the circuit is to charge a battery. The demonstration circuit has been designed to charge a 12V, 2.2Ah sealed lead-acid battery. During the charge cycle, the battery voltage and current, and the displayed operating states have been recorded. The result is shown in Figure 7.

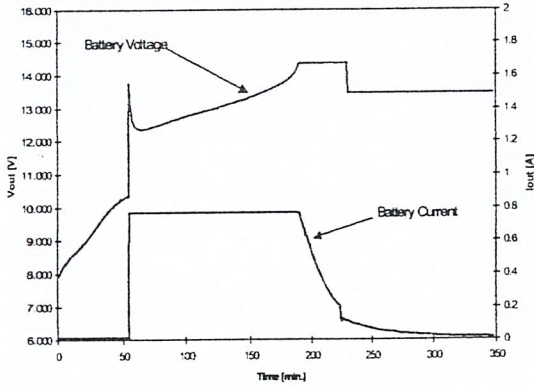


Figure 7. JC1222 Charge Characteristic

The chart shows the change of the battery voltage and charge current as a function of time and the exact values of the characteristic parameters. As can be seen, the charger started with trickle charge mode. When the battery voltage reached the cutoff voltage, the charger switched over to bulk charging. The sharp peak in the battery voltage at the switch over is caused by the high internal impedance of the battery. The majority of the battery capacity is replenished in about two hours in bulk charge mode. Bulk charge is followed by the controlled over-charge of the battery. Note that the over-charge LED is turned on before the voltage loop is satisfied because the threshold of the voltage sense comparator is intentionally set 5% below the reference of the voltage error amplifier. This way, the turn on of the over-charge LED coincides with the onset of the chemical over-charge process indicated by the gradient change in the voltage curve. The battery charging process concludes in float mode when the current tapers off to near zero.

**Efficiency**

The efficiency of a converter is usually measured as a function of load current at a fixed output voltage and at different input voltages. While this method is really informative in DC-to-DC applications, it is very difficult to assess the efficiency of a battery charger this way. Since the load current and the output voltage of the converter vary continuously during charging, one single efficiency number carries very little information about the circuit.

To demonstrate the effect, three different efficiency graphs are given below. The first one shows the effect of the output voltage variation on the efficiency. The second one is the traditional efficiency chart at a fixed output voltage.

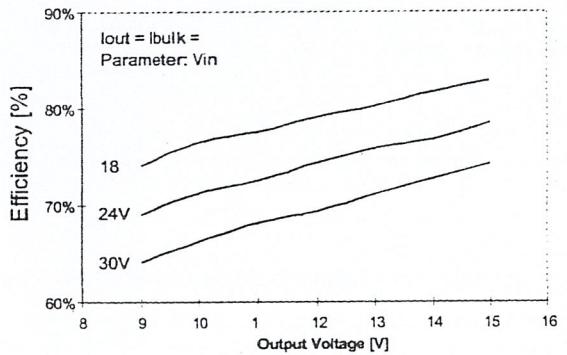


Figure 8. Efficiency vs. Output Voltage

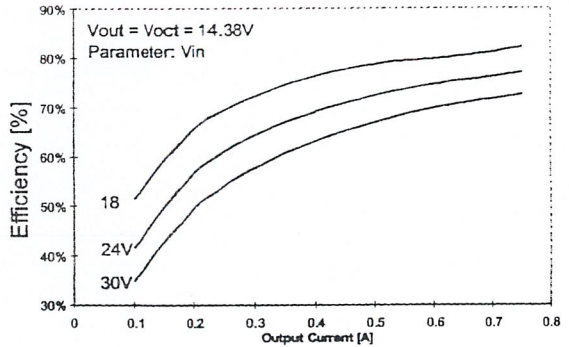


Figure 9. Efficiency vs. Load Current

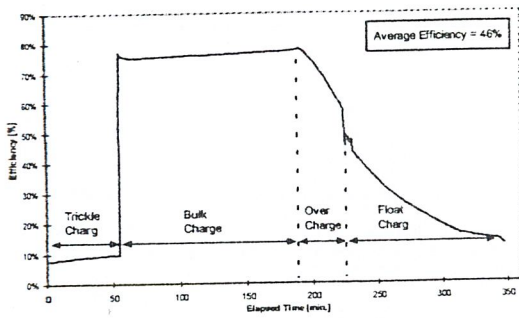


Figure 10. Efficiency vs. Time During Battery Charging

The third one presents the efficiencies during the entire charge cycle and the calculated average efficiency of the battery charger.

The typical efficiency of the demonstration circuit at full load with resistive load is 80%. This figure is useful for heatsink selection, and for comparison purposes.

**PRACTICAL CONSIDERATIONS**

**Current Sense Issues**

One of the most critical decisions of the design is how and where to sense the current in the converter. Using current mode control mandates sensing the current during the on-time of the switch Q1. In addition, when precise control of the output current is necessary, knowing the exact output current is inescapable. The output current of the buck converter equals the output inductor current, leaving very little choice to the designer. There are only two locations in the circuit, where the inductor current can be sensed accurately.

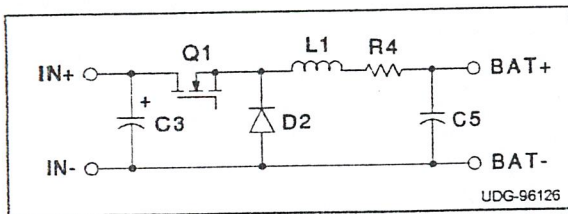


Figure 11. High side current sense technique

One possibility is the so called high side sensing, where the current sense resistor is placed in series with the output inductor as shown in Figure 11. For reliable operation it is important to put the resistor at the output capacitor side of the inductor, to avoid having a large switching component added to the inherently small current sense signal. Even with this precaution taken into account, the signal sits on top of a large common mode DC voltage

(appr.  $V_{BAT}$ ) which represents a problem for the current sense amplifier.

The amplifier has a limited Common Mode Input Voltage Range and a finite Common Mode Rejection Ratio which both confine its capability and its precision when the measured signal contains a significant common mode component. To illustrate the problem, look at the demonstration circuit.

When the battery is close to its fully charged state the current signal is superimposed on a  $16\sqrt{}$  DC signal. At the same time, the supply voltage of the UC3909 is approximately 14.5V. In this case the Common Mode Input Voltage Range of the current sense amplifier is exceeded and the current information is either lost or erroneous. The problem could be addressed by providing a higher supply voltage for the controller but, since VCC is also limited, the problem is just shifted to a higher voltage level.

The other difficulty, related to the finite Common Mode Rejection Ratio, arises at light load. Even if the current signal is kept within the common mode input voltage range sensing small differential voltages are difficult. For instance, the bulk current of the battery charger causes the maximum allowable 350mV voltage drop across the current sense resistor. The trickle charge current is 1% of that current providing only 3.5mV useful signal for the amplifier. Assume that the output voltage is 10V and the CMRR of the current sense circuit is 60dB. There will be two components determining the output voltage of the amplifier. The amplified current signal, 17.5mV, is added to a 10mV error signal, developed from the 10V common mode components, present at the inverting and non-inverting inputs of the current sense amplifier. As demonstrated, the error caused by the common mode component is rather significant, it is in the order of 35%.

The other possibility to monitor the inductor current is in the ground return path, as it is done in the demonstration circuit. This solution eliminates both problems related to the common mode properties of the amplifier since one end of the current sense resistor is actually grounded. The disadvantage of this technique is that the input and output grounds of the charger are not the same potential any more.

The low side current sensing offers two places for grounding the controller. The GND pin of the UC3909 can be connected either to the output side of the current sense resistor, or to its node com-



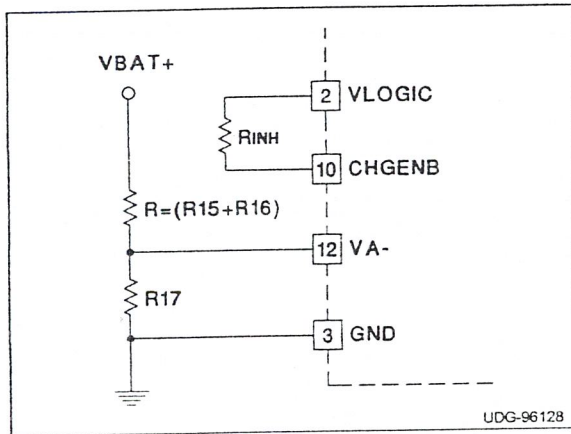


Figure 13. Inhibiting The Trickle Charge Mode

The trickle charge mode is inhibited when the CHGENB pin is connected to the VLOGIC pin of the IC. In this case, the charger will deliver full current, independently from the initial voltage of the battery, until it sequences to over-charge.

**Soft-Start**

Particularly when the trickle charge mode is eliminated, soft-start of the converter might be desirable. Usually, closed loop soft-start is achieved by gradually increasing the reference voltage of the voltage error amplifier. Open loop soft-start can be implemented by clamping the output of the voltage error amplifier. None of these practices are useful in the battery charger circuit for two reasons. The first obstacle is that the temperature compensated reference of the error amplifier is not available for external manipulations. The second problem is that the battery is already connected at turn on.

Since the battery is discharged at the beginning of the charging process, the voltage error amplifier is saturated and the converter operates in current limited mode. Therefore, soft-start can be introduced only in the current control loop. In general purpose buck converters this would result in output voltage overshoot during start-up, but with the battery connected to the output, this problem does not exist. The following circuit, shown in Figure 14 can be added to provide a simple soft-start solution for the battery charger.

The output current of the buck converter will ramp up gradually to the full bulk current value according to the RC time constant in Figure 14. This solution requires extreme cautions to ensure that pre-charging of the bootstrap capacitor is accomplished well before the charging of the soft-start capacitor is complete.

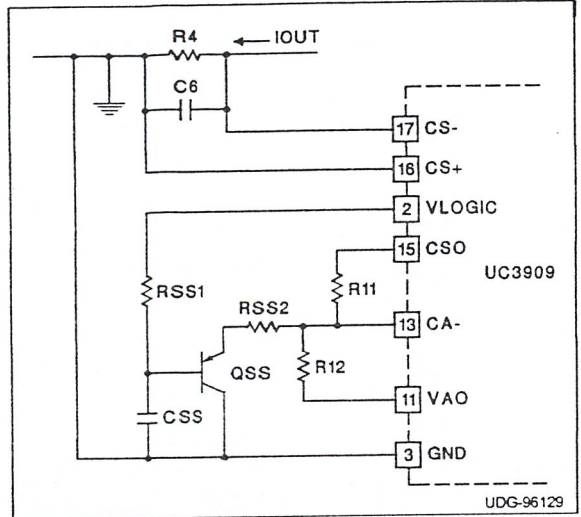


Figure 14. Soft-Start Of The UC3909

**Eliminate Float Charge**

The majority of the applications use the lead-acid batteries as backup power sources. In case of losing the primary power source, the system relies on the availability of the entire battery capacity. The float mode operation of the battery charger is intended to ensure that the battery is in its fully charged state during the stand by period.

As was mentioned earlier, finding the appropriate float voltage is critical to maintain 100% capacity of the battery. An easy way to avoid the problems related to float charge is to terminate the charging process upon completion of the over-charge process.

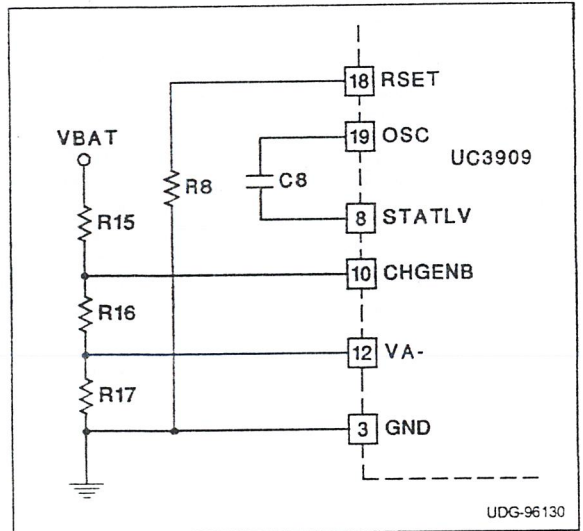


Figure 15. Disabling Float Charge State

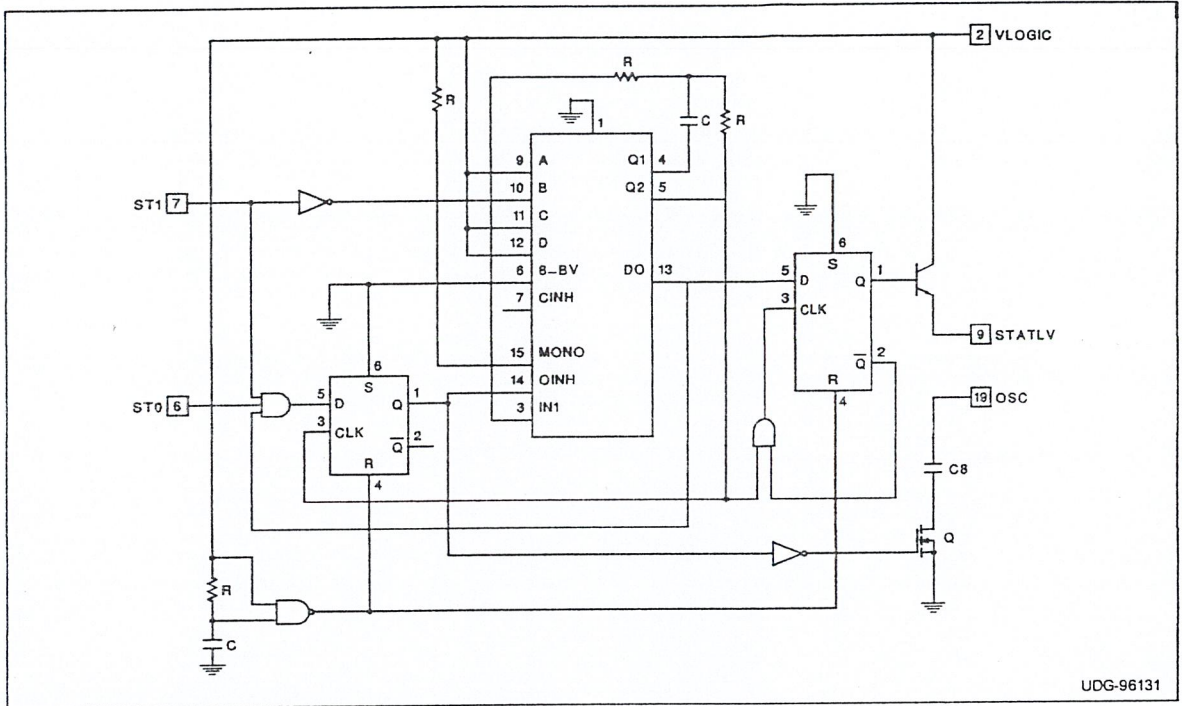


Figure 16. Implementing The Timed Charge Method

The solution shown in Figure 15 eliminates the float mode operation by disabling the oscillator. The advantage of this approach is that the IC will recover to bulk charge mode automatically if the battery voltage drops 10% below its nominal float voltage value.

Note that there are numerous other applications which also do not require float charging the batteries. For instance, batteries in hand held tools and portable equipment are recharged quickly while the primary power source is available, but do not employ float mode operation.

**Incorporating Timed Algorithms**

The constant voltage charge of the lead-acid batteries necessitates combining voltage monitoring and time measurement. It requires applying constant output voltage across the battery terminals for a certain time interval. Although the UC3909 is not optimized for these algorithms, the circuit diagram in Figure 16 shows how to combine the timer with the controller.

**Off-line Configurations**

Very often battery chargers are operated from the AC line. Figure 17 shows line isolation with a 60Hz transformer. This technique provides a low cost,

competitive solution for low power applications. Furthermore, it can be advantageous for medium power, stationary applications because of its simplicity.

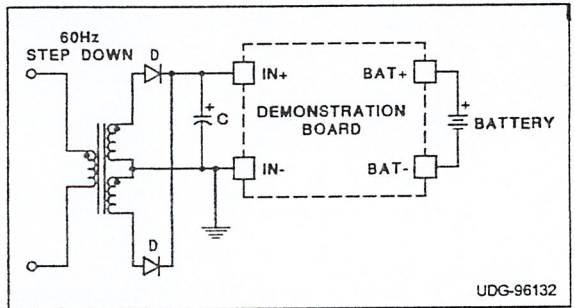


Figure 17. Isolated Off-Line Charger With 60Hz Step-Down Transformer

At higher output power, or in portable applications, the 60Hz isolation transformers become bulky. In this situation, line isolation is frequently obtained in the switchmode power stage. The forward converter, shown in Figure 18 is the isolated version of the buck topology. The components of the demonstration circuit can be easily recognized in the schematic drawing.

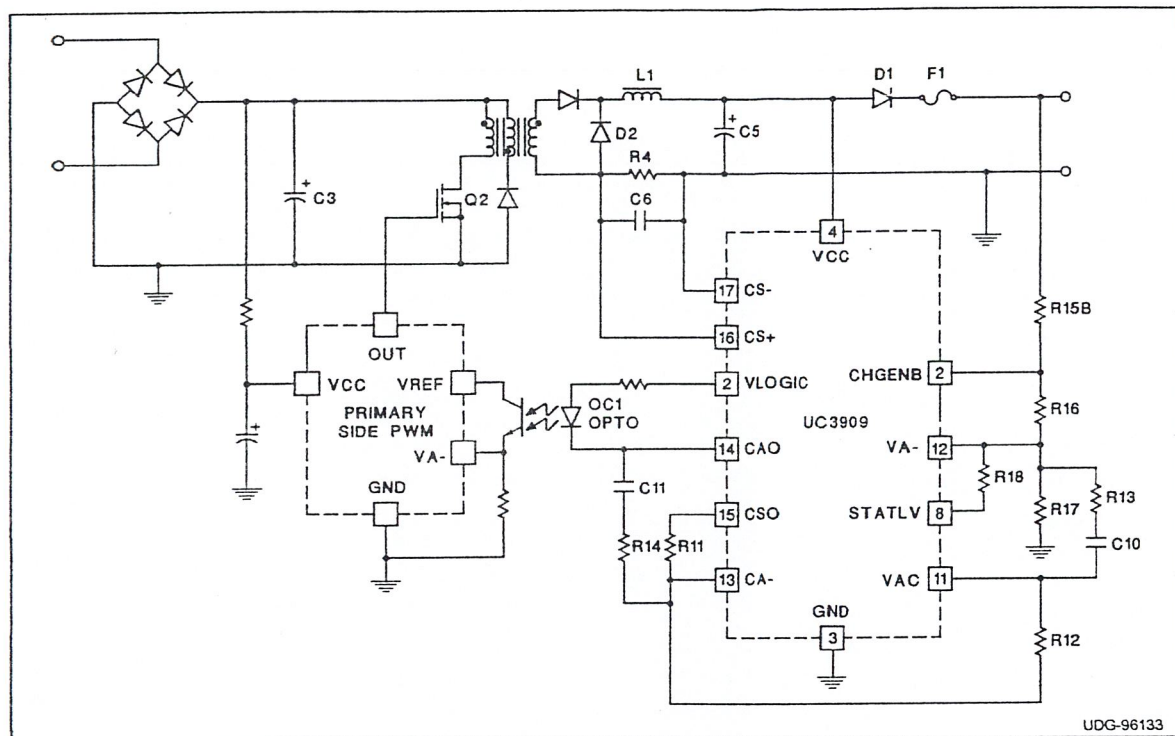


Figure 17. Forward Converter With Line Isolation

**SUMMARY**

This Application Note introduced the UC3909 Switchmode Lead-Acid Battery Charger controller in detail. A step-by-step design procedure of a buck converter, optimized for battery charger applications has been derived. Complete part list, and measurement results of the demonstration circuit complements the paper. Useful practical considerations are also given to help better understanding the various trade-offs involved in the battery charger design.

**ADDITIONAL SUPPORT**

Unitrode offers additional support to your battery charger project. The Appendix contains the Math-Cad® design file used to perform all calculations for Table 1 - 4. In addition, a printed circuit board of the fully functional battery charger circuit, useful upto 4A of continuous charge current is available for further evaluation.

For more information on the UC3909 Switchmode Lead-Acid Battery Charger controller or to order the demonstration circuit, please contact your Unitrode representative or the factory directly at (603) 424-2410.

**REFERENCES**

- [1] John .A. O'Connor, "Simple Switchmode Lead-Acid Battery Charger", U-131 Application Note, Unitrode Product & Applications Handbook, 1995-96, pp.10-260 - 10-268.
- Valley, "Improved Charging Methods For Lead-Acid Batteries Using The UC3906", Unitrode Linear Integrated Circuits Data And Applications Handbook, IC600
- [2] Lloyd H. Dixon, "Switching Power Supply Control Loop Design", Topic C1, SEM-1000, Unitrode Power Supply Design Seminar Book
- [3] Lloyd H. Dixon, "Closing The Feedback Loop", Topic C1, SEM-700, Unitrode Power Supply Design Seminar Book
- [4] Lloyd H. Dixon, "Average Current Mode Control Of Switching Power Supplies", Topic 5, SEM-700, Unitrode Power Supply Design Seminar Book

## APPLICATION NOTE

U-155

- [5] Philip C. Todd, "*Snubber Circuits: Theory, Design And Application*", Topic 2, SEM-900, Unitorde Power Supply Design Seminar Book
- [6] "*IR2125 Current Limiting Single Channel Driver*", PD-6.017C Data Sheet, International Rectifier, 1995
- [7] Kalyan Jana, "*Battery Application Handbook For Cyclon And Genesis Sealed-Lead Products*", Hawker Energy Products, 1994
- [8] "*JC1222 Lead-Acid Battery Datasheet*", Johnson Controls, Battery Group
- [9] "*Battery Application Manual*", Gates Energy Products, 1982
- [10] "*Keystone Carbon Thermistor Catalog*" Keystone Carbon Company

APPENDIX

This MathCad file calculates the parameters and part values of the UC3909 Switchmode Lead-Acid Battery Charger demonstration circuit.

NOTES:

- names ending to an "E" (i.e. R1E) are results of the respective calculations and they require manual entry of standard component values before continuing the calculations.

TABLE 1.

Input parameters:

NC := 6	Number of cells connected in series within the battery.
Cr := 2.2	Capacity of the battery.
Vc := 2.275	Cell float voltage at 25°C.
Vcmax := 2.43	Maximum cell voltage during controlled over-charge at 25°C.
Vcmin := 1.75	Minimum cell voltage at full discharge on 25°C.
It := 0	Trickle charge current. Enter the data from the battery datasheet or 0 for the default value (Itrickle=0.01*Cr).
Ib := 0.8	Bulk charge current. Enter the data from the battery datasheet or 0 for the default value (Ibulk=0.5*Cr).
Io := 0	Over-charge taper current threshold. Enter the data from the battery datasheet or 0 for the default value (Ioct=0.25*Ibulk).
TC := -0.0039	Battery Temperature coefficient.
Tmin := -10	Minimum operating temperature of the battery.
Tmax := 50	Maximum operating temperature of the battery.

Equations:

Calculated parameters:

Itrickle := if (It=0, 0.01*Cr, It)	Itrickle = 0.022
Ibulk := if (Ib=0, 0.4*Cr, Ib)	Ibulk = 0.8
Ioct := if (Io=0, 0.25*Ibulk, Io)	Ioct = 0.2
Vbat := Vc*NC	Vbat = 13.65
Vbatmin := (Vcmin + (Tmax - 25)*TC)*NC	Vbatmin = 9.915
Vbatmax := (Vcmax + (Tmin - 25)*TC)*NC	Vbatmax = 15.399
Pchmax := Vbatmax*Ibulk	Pchmax = 12.319

TABLE 2.

**Input parameters:**

$V_{inmin} := 18$	Minimum input voltage of the battery charger.
$V_{inmax} := 30$	Maximum input voltage of the battery charger.
$f_s := 50000$	Switching frequency of the converter.
$V_{d1f} := 0.59$	Forward voltage drop of D1 at $I_{bulk}$ and 100°C junction temperature.
$V_{d2f} := 0.73$	Forward voltage drop of D2 at $I_{bulk}$ and 100°C junction temperature.

**Equations:**

**Calculated parameters:**

$D_{max} := \frac{V_{batmax} + V_{d1f} + V_{d2f}}{V_{inmin} + V_{d2f}}$	$D_{max} = 0.893$
$D_{min} := \frac{V_{batmin} + V_{d1f} + V_{d2f}}{V_{inmax} + V_{d2f}}$	$D_{min} = 0.366$

TABLE 3.

**Input parameters:**

$t_{rr} := 35 \cdot 10^{-9}$	Reverse recovery time of D2 at $I_{bulk}$ (estimate).
$I_{rrm} := 0.5$	Peak reverse recovery current of D2 (estimate).
$R_{dson} := 0.2$	Channel resistance of Q1 at 25°C (the catalog data).
$C_{oss} := 160 \cdot 10^{-12}$	Q1 drain source capacitance.
$I_{gate} := 0.8$	Average gate current during turning on and off Q1.
$Q_{gs} := 3.1 \cdot 10^{-9}$	Gate-to-source charge of Q1.
$Q_{gd} := 5.8 \cdot 10^{-9}$	Gate-to-drain charge of Q1.

**Equations:**

**Calculated parameters:**

$V_{rmmD1} := 1.5 \cdot V_{batmax}$	$V_{rmmD1} = 23.099$
$I_{minD1} := 2 \cdot I_{bulk}$	$I_{minD1} = 1.6$
$P_{d1} := I_{bulk} \cdot V_{d1f}$	$P_{d1} = 0.472$
$V_{rmmD2} := 1.5 \cdot V_{inmax}$	$V_{rmmD2} = 45$
$I_{minD2} := 2 \cdot I_{bulk}$	$I_{minD2} = 1.6$

# APPLICATION NOTE

U-155

$Pd2 := I_{bulk} \cdot (1 - D_{min}) \cdot V_{d2f} + 0.25 \cdot I_{rrm} \cdot V_{inmax} \cdot t_{rr} \cdot fs$		$Pd2 = 0.377$
$V_{dssQ1} := 1.5 \cdot V_{inmax}$		$V_{dssQ1} = 45$
$I_{dmin} := 4 \cdot I_{bulk}$		$I_{dmin} = 3.2$
$tonoff := \frac{Q_{gs} + Q_{gd}}{I_{gate}}$		$tonoff = 1.113 \cdot 10^{-8}$
$Pq1 := (I_{bulk})^2 \cdot D_{max} \cdot R_{dson} \cdot 1.5 + 0.5 \cdot C_{oss} \cdot (V_{inmax})^2 \cdot fs + \frac{V_{inmax} \cdot I_{bulk}}{2} \cdot (2 \cdot tonoff + t_{rr}) \cdot fs$		$Pq1 = 0.209$
$Phs := Pd1 + Pd2 + Pq1$		$Phs = 1.058$
$dI_{max} := 0.4 \cdot I_{bulk}$		$dI_{max} = 0.32$
$L1E := \frac{V_{inmax}}{4 \cdot dI_{max} \cdot fs}$	$L1E = 4.687 \cdot 10^{-4}$	$L1 := 400 \cdot 10^{-6}$
$IL1_{peak} := I_{bulk} + \frac{V_{inmax}}{8 \cdot L1 \cdot fs}$		$IL1_{peak} = 0.988$
$V_{c3} := 1.5 \cdot V_{inmax}$		$V_{c3} = 45$
$I_{c3rms} := 0.5 \cdot I_{bulk}$		$I_{c3rms} = 0.4$
$V_{c5} := 1.5 \cdot V_{batmax}$		$V_{c5} = 23.099$
$I_{c5rms} := \frac{V_{inmax}}{\sqrt{192 \cdot fs \cdot L1}}$		$I_{c5rms} = 0.108$
$P_{sn} := 0.015 \cdot P_{chmax}$		$P_{sn} = 0.185$
$V_{c4} := 1.5 \cdot V_{inmax}$		$V_{c4} = 45$
$C4E := \frac{2 \cdot P_{sn}}{(V_{inmax})^2 \cdot fs}$	$C4E = 8.213 \cdot 10^{-9}$	$C4 := 10 \cdot 10^{-9}$
$R3E := \frac{1}{16 \cdot \pi \cdot fs \cdot C4}$	$R3E = 39.789$	$R3 := 39$
$Pr4_{max} := 0.015 \cdot P_{chmax}$		$Pr4_{max} = 0.185$
$R4E1 := \frac{0.35}{IL1_{peak}} \quad R4E1 = 0.354$	$R4E2 := \frac{Pr4_{max}}{(I_{bulk})^2}$	$R4E2 = 0.289$
$R4E := \text{if}(R4E1 > R4E2, R4E2, R4E1)$	$R4E = 0.289$	$R4 := 0.27$
$Pr4_{rated} := (I_{bulk})^2 \cdot R4 \cdot 5$		$Pr4_{rated} = 0.864$
$I_{f1} := 1.25 \cdot I_{bulk}$		$I_{f1} = 1$

TABLE 4.

**Input parameters:**

Vref := 2.3	Internal reference voltage of the UC3909.
Vlogic := 5	The voltage on the VLOGIC pin of the UC3909.
Vz := 15	Zener voltage of D3.
Ibmax := 150 · 10 <sup>-6</sup>	Maximum current of the voltage feedback divider. This current always loads the battery.
Ae := $\frac{30}{91}$	Guess value of the gain (A) of the voltage sense amplifier.
C8 := 1.5 · 10 <sup>-9</sup>	Timing capacitor value.
C5 := 470 · 10 <sup>-6</sup>	Output capacitor value.
Re5esr := 65 · 10 <sup>-3</sup>	Equivalent series resistance of the output capacitor, C5.
R9 := 100 · 10 <sup>3</sup>	Free parameter.
f0 := 1000	Voltage loop cross-over frequency.

**Equations:**

**Calculated parameters:**

VceoQ3 := 1.5 · (Vinmax - Vz)	VceoQ3 = 22.5	
R1E := $\frac{V_{inmin} - V_z}{0.002}$	R1E = 1.5 · 10 <sup>3</sup>	R1 := 1500
Pr1 := $\frac{(V_{inmax} - V_z)^2}{R1}$		Pr1 = 0.15
R24E := $\frac{V_{bat}}{I_{bmax}}$	R24E = 9.1 · 10 <sup>4</sup>	R24 := 91 · 10 <sup>3</sup>
R28 := 0.001 · R24		R28 = 91
R25E := Ae · R24	R25E = 3 · 10 <sup>4</sup>	R25 := 30 · 10 <sup>3</sup>
A := $\frac{R25}{R24 + R28}$		A = 0.329
R8E := $\frac{1}{1.2 \cdot C8 \cdot fs}$	R8E = 1.111 · 10 <sup>4</sup>	R8 := 11000
R10E := 1.8518 · Ioct · R4 · R9	R10E = 1 · 10 <sup>4</sup>	R10 := 10000
R11E := 43.4783 · Itrickle · R4 · R8	R11E = 2.841 · 10 <sup>3</sup>	R11 := 2700
R12E := $\frac{0.54 \cdot R11}{I_{bulk} \cdot R4}$	R12E = 6.75 · 10 <sup>3</sup>	R12 := 6800

# APPLICATION NOTE

U-155

$R15E := V_{cmax} \cdot \frac{V_{cmin} \cdot A \cdot NC - V_{ref}}{I_{fbmax} \cdot V_{cmin}}$	$R15E = 1.072 \cdot 10^4$	$R15 := 11000$
$R16E := \frac{V_{ref}}{I_{fbmax}} \cdot \frac{V_{cmax} - V_{cmin}}{V_{cmin}}$	$R16E = 5.958 \cdot 10^3$	$R16 := 6200$
$R17E := \frac{V_{ref}}{I_{fbmax}} \cdot \frac{V_{cmax} \cdot A \cdot NC - V_{ref}}{V_c \cdot A \cdot NC - V_{ref}}$	$R17E = 1.747 \cdot 10^4$	$R17 := 18000$
$R18E := \frac{V_{ref}}{I_{fbmax}} \cdot \frac{V_{cmax} \cdot A \cdot NC - V_{ref}}{(V_{cmax} - V_c) \cdot A \cdot NC}$	$R18E = 1.252 \cdot 10^5$	$R18 := 130000$
$R14E := \frac{0.28 \cdot f_s \cdot L1}{V_{batmax} + V_{d1f} + V_{d2f}} \cdot \frac{R11}{R4}$	$R14E = 3.349 \cdot 10^3$	$R14 := 3300$
$C12E := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R14}$	$C12E = 9.646 \cdot 10^{-10}$	$C12 := 1000 \cdot 10^{-12}$
$C11 := 10 \cdot C12$		$C11 = 1 \cdot 10^{-8}$
$R13E := \frac{0.625 \cdot V_{inmax}}{A \cdot I_{bulk} \cdot f_s \cdot L1 \cdot V_{batmax}} \cdot \frac{1 + \left( 16 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot f_s \cdot L1 \cdot C5 \cdot \frac{V_{batmax}}{V_{inmax}} \right)^2}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R_{c5esr} \cdot C5)^2} \cdot (R15 + R16)$		
	$R13E = 9.466 \cdot 10^5$	$R13 := 910 \cdot 10^3$
$C9E := \frac{C5 \cdot R_{c5esr}}{R13}$	$C9E = 3.357 \cdot 10^{-11}$	$C9 := 33 \cdot 10^{-12}$
$C10E := \frac{C5 \cdot V_{batmax}}{R13 \cdot V_{inmax}} \cdot 8 \cdot f_s \cdot L1$	$C10E = 4.242 \cdot 10^{-8}$	$C10 := 47 \cdot 10^{-9}$
$R6E := \frac{V_{logic} - 0.7}{0.01}$	$R6E = 430$	$R6 := 430$
$R5E := \frac{V_{inmin} - 7}{0.01}$	$R5E = 1.1 \cdot 10^3$	$R5 := 1100$

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

**APPLICATION NOTE U-166**

Kurt Hesse

# **AN OFF-LINE LEAD ACID CHARGER BASED ON THE UC3909**



### INTRODUCTION

Lead-acid batteries are the most commonly used batteries where large amounts of energy must be stored and low cost is more important than weight or physical size. Typical applications include UPS systems, alarm system backup power, telephone system backup power and larger portable electronic devices such as a bag-phone. This paper presents an isolated switch-mode charging circuit for lead-acid batteries that operates from a 115V<sub>ac</sub> circuit.

The reader is encouraged to read the references listed at the end of this paper. There is much useful information there that will not be repeated here.

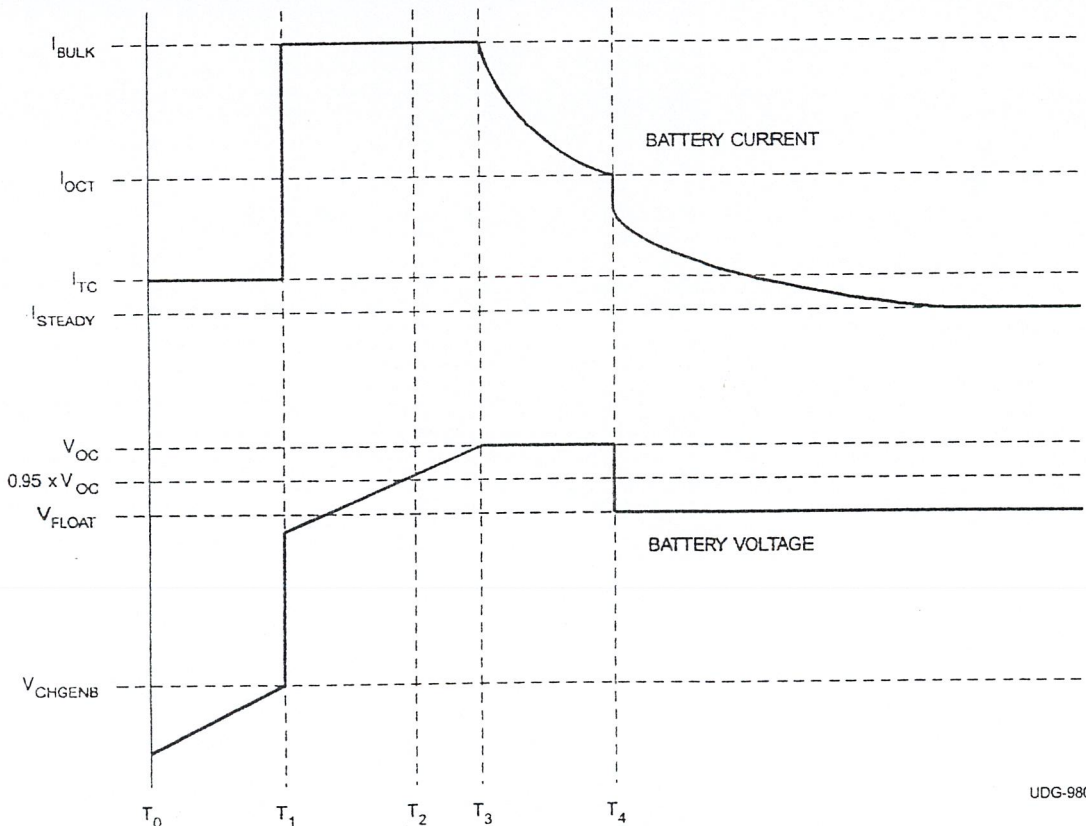
### DESIGN REQUIREMENTS

For this design, the goal is to charge an Eagle-Picher HE12V12.7 battery as quickly and safely as possible to the highest practically attainable capacity, and maintain this capacity indefinitely. From the battery manufacturer's data sheet, this battery may

be charged from a 14.6 to 15.0 volt source that is current limited to 4.0 amps. Therefore, the bulk charge current for this charger ( $I_{bulk}$ ) will be 4.0 amps and the maximum overcharge voltage ( $V_{oc}$ ) will be 14.8 volts. The float voltage is specified to be 13.6 to 13.8 volts. This charger will float the battery at 13.8 volts ( $V_{float}$ ). The battery is specified to a discharge voltage of 10.5 volts so this value will be used as the bulk charge enable threshold ( $V_{CHGENB}$ ).

The remaining parameters that must be specified for the circuit ( $I_{OCT}$  and  $I_{TC}$ ) are up to the circuit designer. In this design, the over charge terminate current threshold ( $I_{OCT}$ ) is picked to be 10% of  $I_{BULK}$  or 400mA. The trickle current ( $I_{TC}$ ) is picked to be 2% of the bulk current or 80mA.

The power source for this charger will be a standard 125 V<sub>ac</sub> circuit. The tolerances on this input voltage will be +10/-25%. This means that the bulk supply on the primary side can range from 130 to 195 V<sub>dc</sub>.



UDG-98003

Figure 1. Battery voltage and current over one charging cycle.

**DESIGN OVERVIEW**

The UC3909 implements a four-stage charging algorithm. The four stages are trickle charge, bulk charge, over charge and float charge. The stages operate as follows in Fig. 1.

**Trickle Charge**

( $T_0$  to  $T_1$ ) The charger will supply a small current, typically  $C/100$  ( $I_{TC}$ ) to the battery until the battery voltage reaches a predetermined threshold value ( $V_{CHGENB}$ ). The purpose behind trickle charging is to prevent a potentially hazardous condition caused by continuously pumping bulk charge current into a damaged battery. Note that trickle charging may be skipped depending upon the battery voltage when the charger is powered. In some applications, it may be necessary to disable the trickle charge portion of the algorithm entirely. An example of this might be a device that normally operates from the incoming line and needs more current than can be programmed in the trickle charge state. The trickle charge stage can be permanently disabled by connecting CHGENB to VLOGIC.

**Bulk Charge**

( $T_1$  to  $T_2$ ) The charger will supply a constant current to the battery if the battery voltage is above a given threshold. This current will be applied until the battery voltage rises above 95% of the maximum overcharge voltage.

**Over Charge**

( $T_2$  to  $T_4$ ) During the over charge state, the charger tries to regulate the battery voltage to a constant voltage,  $V_{OC}$ . When the charger enters the over charge state, the current control loop will likely be dominant and a constant current will continue to be applied to the battery. As the battery voltage rises, the voltage control loop will begin to take over and regulate the battery voltage to the over charge voltage  $V_{OC}$  (Shown at  $T_3$ ).

**Float Charge**

( $T_4$  and beyond) The float charge is entered when the battery current falls below a preset threshold while its voltage is held at  $V_{OC}$ . While in the float state, the charger will supply up to  $I_{bulk}$  amperes to a load and the battery. The charger will remain in the float state until power to the UC3909 is cycled or until the battery voltage drops below 90% of  $V_{OC}$ .

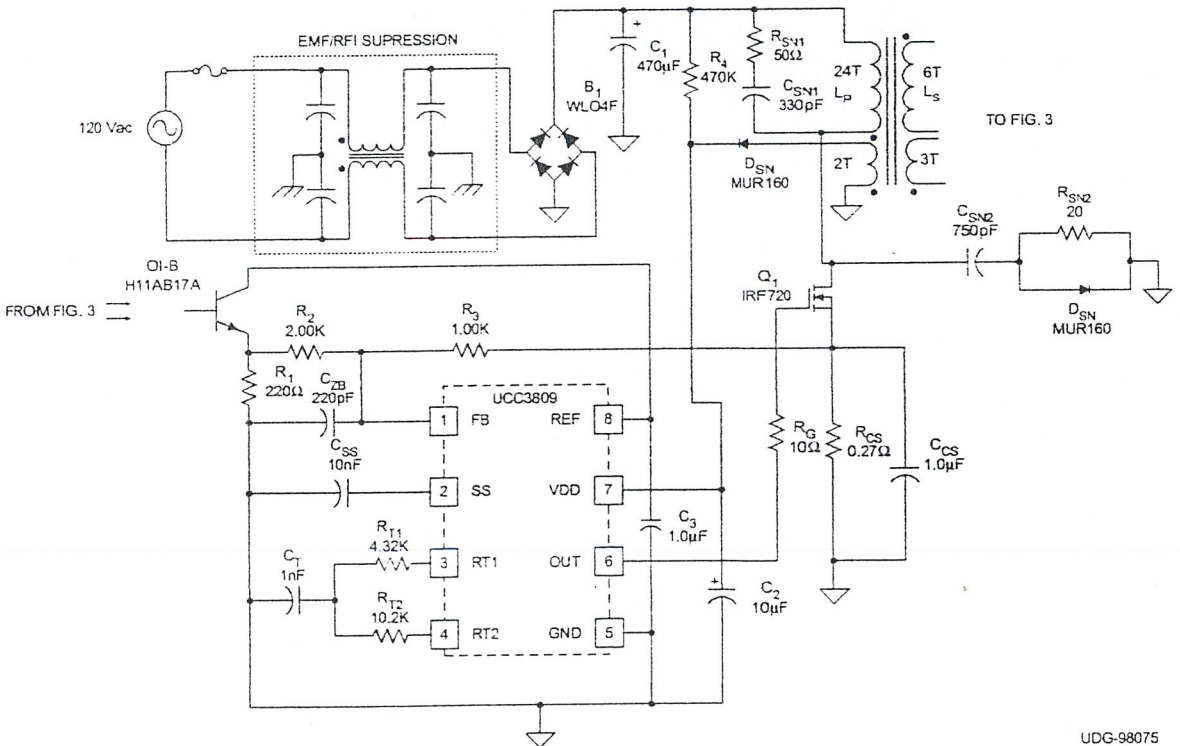


Figure 2. Primary side schematic.

If power is cycled, the charger will wake up in either the trickle or the bulk charge states, depending upon the battery voltage. If the battery voltage drops to 90% of  $V_{OC}$ , the charger will re-enter the bulk charge state.

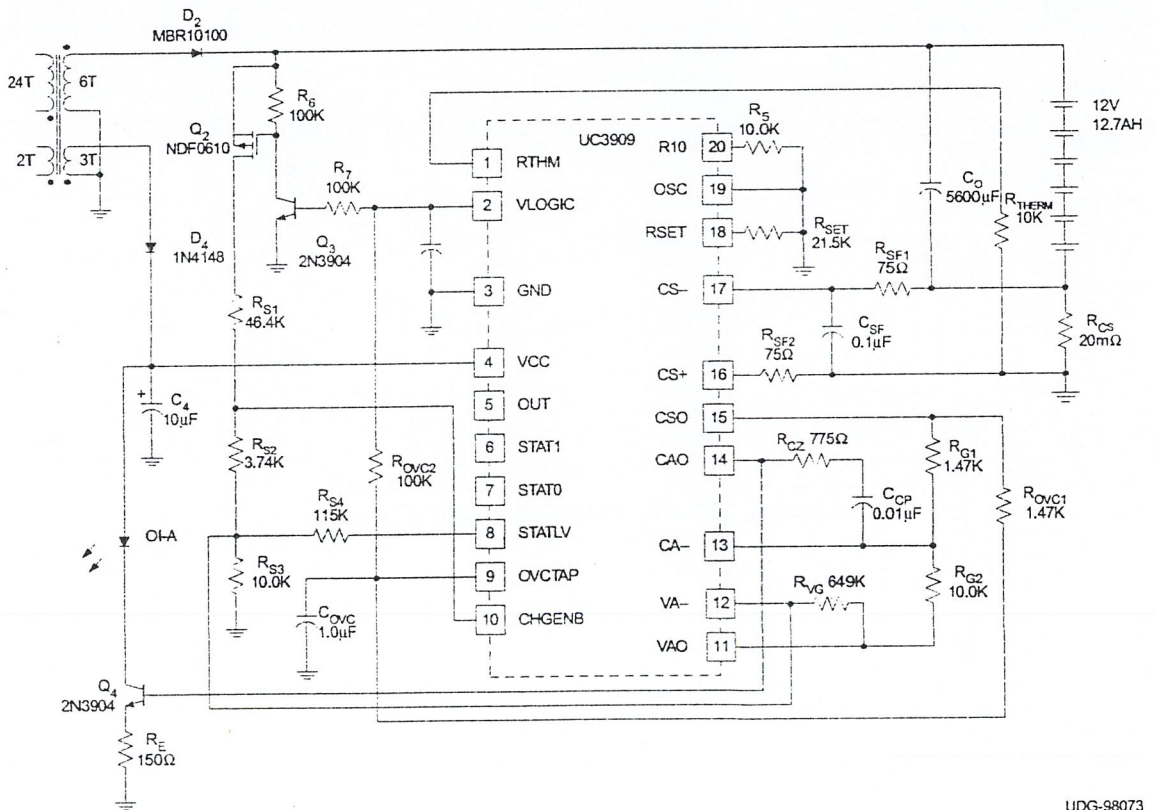
### CIRCUIT DESCRIPTION

The circuit description presented is a discontinuous flyback with peak forward rectifiers on auxiliary windings to derive power for the control IC's. See Figs. 2 and 3.

The primary side schematic Fig. 2 shows a UCC3809 primary side controller being used as a peak current controller. The operating frequency and maximum switch on time are determined by components  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  and  $C_T$ .  $C_{SS}$  determines the soft start interval.  $R_{CS}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_{ZB}$  and  $OI-B$  form the feedback and ramp circuit.  $C_3$  is simply a bypass capacitor for the chip reference.  $R_4$ ,  $D_1$  and  $C_2$  form the power supply for the UCC3809.  $R_{SN1}$ ,  $C_{SN1}$ ,  $R_{SN2}$ ,  $C_{SN2}$  and  $D_{SN}$  are ring and  $dV/dt$  snubbers.

The secondary side schematic, Fig. 3, shows the UC3909 and its associated support components.  $D_4$  and  $C_4$  form the power supply circuit for the secondary side electronics.  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $R_6$  and  $R_7$  disconnect the battery from the voltage divider string when the charger is not powered from the line. The resistor divider string  $R_{S1}$  through  $R_{S4}$  determines all voltage thresholds.  $R_{OVC1}$  and  $R_{OVC2}$  determine the current level for the transition from bulk charging to float charging.

The nature of the application demands that the UC3909 reside on the secondary side of the circuit with the battery. In order not to cause a current drain on the battery, the UC3909 will not be powered and the resistor divider string will be disconnected when the charger is not powered from the line. When line power is applied to the charger, several events take place. First, the startup resistor,  $R_4$ , supplies a small current to charge the supply capacitor,  $C_2$ , for the UC3909. Second, when the voltage on this capacitor reaches the turn-on threshold for the UC3909, the UCC3809 wakes up and begins charging the soft-start capacitor,



UDG-98073

Figure 3. Secondary side schematic.

C<sub>SS</sub>. Third, the UCC3809 issues no output pulses until the voltage on the soft-start capacitor reaches 0.7V. At this time, the UCC3809 will begin to issue output pulses. These pulses will be clamped to a width that is less than the maximum pulse width until the voltage on C<sub>SS</sub> reaches 1.7V. Fourth, the bootstrap supplies for both the UCC3809 and the UC3909 come up and the charger begins charging the battery according to the charge algorithm described above and in the references.

The circuit is guaranteed to start (provided that the soft start capacitor is not chosen too large and cannot be charged to the 0.7V level before the voltage on C<sub>4</sub> falls to the UCC38098 UVLO threshold) since the feedback mechanism is commanding maximum pulse width until the opto-isolator is made to pass current into R<sub>1</sub>. This cannot happen until the bootstrap supply for the UC3909 comes up. When the bootstrap supplies come up, the feedback circuit can then command shorter pulse widths from the UCC3809 and regulate the current and voltage output.

## POWER STAGE DESIGN

### Notation

Throughout this paper the following notation will be used.

Overbar:  $\overline{V_{dc}}$  – a maximum value

Underbar:  $\underline{I_{Is}}$  – a minimum value

Carat:  $\hat{P}_{out}$  – an average value

### Flyback Inductor Turns Ratio

The maximum turns ratio (N<sub>p</sub>/N<sub>s</sub>) is determined by the maximum voltage stress that is to be allowed on the power switching device, the maximum voltage that will be seen across the terminals of the secondary inductor winding and the amount of overshoot that will occur on the primary inductor when the power switch turns off. The peak power switch voltage is given by:

$$V_{ps} = \overline{V_{dc}} + \overline{V_{Is}} \left( \frac{N_p}{N_s} \right) + V_{spike}$$

Where:

V<sub>ps</sub> is the maximum power switch voltage (400V)

V<sub>dc</sub> is the maximum dc voltage on the input filter capacitor C<sub>1</sub> (195V)

V<sub>Is</sub> is the maximum voltage across the secondary inductor (15V + 1V for the diode)

N<sub>p</sub>/N<sub>s</sub> is the inductor turns ratio

V<sub>spike</sub> is the leakage spike expected on switch turn-off (~ 30% of V<sub>dc</sub>)

With these values, taking a maximum N<sub>p</sub>/N<sub>s</sub> of 4 gives a maximum switch voltage of about 320 volts. This is well within safety margins for a 400 volt power switch.

### Power Requirements

The maximum output power required from the flyback inductor is:

$$\overline{P_{out}} = \hat{P}_{out} (\overline{V_{batt}} + V_{diode})$$

Where:

P<sub>out</sub> is the output power of the flyback inductor

I<sub>out</sub> is the maximum average output current (I<sub>bulk</sub> or 4A)

V<sub>batt</sub> is the maximum battery voltage (use 15V to allow for temperature correction)

V<sub>diode</sub> is the voltage across the rectifier diode (use 1V to be conservative)

The input power to the inductor is the output plus an allowance for losses in the inductor and power switch. A conservative estimate is (based on 80% efficiency up to the output rectifier diode):

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{0.8}$$

In this application, the output power is 64W and the input power is 80W.

### Inductor Values, Maximum "On" and "Reset" times, Peak Currents and Switching Frequency

The switching frequency was chosen to be 100 kHz as a compromise between switching losses and energy storage component size. To assure that the circuit remains discontinuous, the sum of the maximum on and reset times will only be allowed to be 85% of a switching period. The turns ratio, power requirements, discontinuity requirement and switching frequency define the values of the primary and secondary inductors, the peak currents and the on and reset times. From the following relationships, these values can be determined:

$$P_{in} = \frac{1}{2} I_p^2 L_p F_s \quad (1)$$

$$\overline{I_p} = \tau_{on} \frac{V_{dc}}{L_p} \quad (2)$$

$$\overline{I_s} = \overline{I_p} \frac{N_p}{N_s} \quad (3)$$

$$L_p = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 L_s \quad (4)$$

$$\tau_{rst} = \frac{\overline{I_s} L_s}{V_{batt} + V_{diode}} \quad (5)$$

$$\overline{\tau_{on}} + \overline{\tau_{rst}} \leq \frac{0.85}{F_s} \quad (6)$$

$$I_{RMS} = I_p \sqrt{\frac{\tau}{3T}} \quad (9)$$

Where:

$I_p$  is the peak value of the current

$\tau$  is the width of the base of the pulse

$T$  is the period of the waveform

The RMS primary and secondary currents are then 1.3A and less than 7.44A respectively. At 500A/cm<sup>2</sup>, the primary inductor should be wound with #24 or equivalent and the secondary inductor with #15 or equivalent.

**Core Selection and Calculations**

Inductance may be written as:

$$L = \frac{N \Phi}{I}$$

Where:

$I_p$  is the primary inductor peak current.

$L_p$  is the primary inductance.

$I_s$  is the secondary inductor peak current.

$L_s$  is the secondary inductance.

$\tau_{on}$  is the on time.

$\tau_{rst}$  is the reset time.

$F_s$  is the switching frequency

After some algebraic manipulation, it is obvious that (I couldn't resist.):

$$\overline{\tau_{on}} = \left( 1 + \frac{V_{dc} N_s}{N_p (V_{batt} + V_{diode})} \right) \leq \frac{0.85}{F_s} \quad (7)$$

From this,  $\tau_{on}$  will be less than about 2.97 $\mu$ s and  $\tau_{rst}$  will be less than about 6.03 $\mu$ s. Note that these numbers are "ideal out of the math" and will change somewhat when the real world primary and secondary inductances are known.

Again, after some manipulation of equations (1) and (2),

$$L_p = \frac{(\overline{\tau_{on}} V_{dc})^2 F_s}{2P_{in}} \quad (8)$$

$L_p$  is then about 93 $\mu$ H. From (4),  $L_s$  is then about 5.8 $\mu$ H. From (2), the peak primary inductor current is 4.15A. From (3), the peak secondary inductor current is 16.6A.

**RMS Inductor Currents**

The RMS value of a periodic triangular pulse is:

Where:

$L$  is the inductance in Henries.

$N$  is the number of turns of wire in the inductor.

$\Phi$  is the total flux linked by the  $N$  turns in Webers.

$I$  is the current in the inductor in Amperes.

Since  $\Phi$  is also equal to  $A_e B$  where  $A_e$  is the effective area of the inductor core (m<sup>2</sup>) and  $B$  is the flux density (Tesla):

$$\overline{B} = \frac{L \overline{I}}{N A_e} \quad (10)$$

From the core data for the Philips EFD30 core:

$$A_e = 69 \text{ mm}^2 = 6.9 \times 10^{-5} \text{ m}^2 \quad (11)$$

If  $B$  is limited to 250mT (approaching roll-off in the B-H curve),  $N_p$  must be 23 or more turns. If  $N_p$  is set to 24, then  $N_s$  is 6.

These cores are ordered specifying the gap in terms of nH/Turn<sup>2</sup> (the  $A_L$  value). Obtaining an inductance of 93 $\mu$ H from 24 turns requires an  $A_L$  of 161nH. Since an  $A_L$  of 150nH is a standard value, this is what will be used. Note that since the core is gapped, the remanent flux density in the core will be approximately reduced by the ratio of the un-gapped  $A_L$  to the gapped  $A_L$ . The un-gapped  $A_L$  for the EFD30 is about 2100 in 3C85 material. The remanent flux density in a 3C85 un-gapped core is about 160mT at room temperature. Therefore the remanent flux density in the gapped core will be:

$$Brem_{gapped} = \frac{A_{Lgapped}}{A_{Lun-gapped}} Brem_{un-gapped} \quad (12)$$

$$= \frac{150}{2100} 160 \text{ mT} = 11.4 \text{ mT}$$

Since the saturation flux density of 3C85 material is well above 250mT, a flux swing of 250mT will not saturate the core with a remanent flux density of only 11.4mT.

### Windings

The inductor in the schematic shows 4 separate windings. The primary inductor winding is wound from #24 magnet wire. The 2 turn winding that supplies the bootstrap power to the primary side of the circuit can be of practically any small gauge wire as the current level is low. In the prototype inductor this winding was wound with #30 wire simply because it was readily available. The primary side windings were placed side by side against the bobbin with a layer of kapton tape, 3M #5413, to isolate the high voltage primary inductor winding from the low voltage bootstrap winding.

The secondary side of the inductor shows two windings, the secondary inductor winding and a bootstrap winding for the secondary side electronics. The secondary inductor cannot be wound from (at least not easily and maintain creepage distances) from bundles of discrete wires or from litz and still fit the winding in the window of the EFD30 bobbin. Therefore, the secondary inductor was wound from foil. A 0.5 inch wide by 0.007 inch thick strip of copper foil was used. This gives a current density of about 330A/cm<sup>2</sup> in the winding. This low value of current density was used to help offset losses caused by the high number of layers in the winding. The secondary bootstrap winding was wound on top of the secondary inductor.

To satisfy insulation requirements, three layers of kapton tape were used between the primary side and secondary side windings.

The bootstrap windings in Figs. 2 and 3 are connected so that they will supply current when the main power switch is on, not off, as the secondary inductor will. This means that the voltage applied to the primary and secondary electronics will be equal to:

$$V_{boot} = \frac{N_{boot}}{N_p} V_{dc} - V_{diode} \quad (13)$$

For the primary side, the bootstrap voltage will be between 10.1 and 15.5 volts. Likewise, the secondary bootstrap voltage will be between 15.5 and 23.75 volts.

The prototype charger was built using two different inductors using different winding arrangements. One inductor had the primary winding on one layer, and the other sandwiched the secondary between a primary split between two layers. While both arrangements produce satisfactory results, the split primary does have lower leakage inductance and places less stress on the power switch at turn-off. In the prototype, the single layer primary produced leakage spikes that were high enough to make a 400V Vds MOSFET a marginal choice. If the single layer primary is used, a 500V Vds MOSFET would be a better choice for the power switch.

## PRIMARY SIDE COMPONENT VALUES

### Current Sensing and Feedback

To be certain that the flyback inductor never saturates, some resistor values on the primary side can be adjusted to limit the primary current to a level on the verge of saturation. If this level is picked to be 300mT (from Philips data for 3C85 material), the peak current ( $I_p$ ) in the primary must be less than about 5.3A. To limit the current in  $L_p$  to 5.3A, the voltage at pin FB of the UCC3809 must be 1V when the current is 5.3A. When the feedback current through the opto-isolator is 0, the following condition must be satisfied:

$$5.3 R_{CS} \frac{R_2 + R_1}{R_3 + R_2 + R_1} = 1.0 \quad (14)$$

In addition, to be certain that the secondary can command the minimum attainable pulse width, a voltage of 3.0V across  $R_1$  should result in 1V at the UCC3809 FB pin with no current in the current sense resistor ( $R_{CS}$ ). The value of  $R_{CS}$  is so small that it will be ignored in this computation. This gives:

$$3.0 \frac{R_3}{R_3 + R_2} = 1.0 \quad (15)$$

If  $R_3$  is arbitrarily chosen as 1k,  $R_2$  must be 2k.  $R_1$  must be chosen with some consideration to the opto-isolator. The H11A817A has a current transfer ratio of 80% to 160% and is fairly linear over a diode current range of 2mA to 30mA. Picking  $R_1$  to be 220 $\Omega$  places the operating point of the opto-

isolator into its linear range over most of the operating range of the charger.  $R_{CS}$  is then  $0.27\Omega$ . The power dissipation in  $R_{CS}$  is just over  $450mW$  at full load, so a  $1W$  resistor is recommended here. The UCC3809 needs a capacitor at its FB pin to keep the inevitable current spikes through  $L_P$  from causing early pulse termination. Capacitor  $C_{ZB}$  serves this purpose in this application. A value of  $220pF$  gives a time constant of about  $0.15\mu s$ . This will catch the leading current spike noise pulses but still allow adequate current ramp sensing at  $100kHz$ .  $C_{CS}$ , across the current sense resistor, also helps to attenuate the large leading current spikes caused by the forward peak rectifiers in the bootstrap power circuits. Some caution must be used when picking the values for  $C_{ZB}$  and  $C_{CS}$ . The larger the values, the more lag time that there will be when a fault condition is present at the output. On the other hand, picking the values too small can lead to premature pulse termination and erratic charger behavior. Also, the larger the value of  $C_{ZB}$ , the longer the minimum achievable pulse width will be.

#### Timing and Soft-start

The UCC3809 has fully programmable maximum on and minimum off times. The components  $RT_1$ ,  $RT_2$  and  $CT$  determine these times. Since  $\tau_{on}$  is at most  $2.97\mu s$  and the total period,  $T$  is  $10\mu s$  the off time,  $\tau_{off}$  will be  $7.03\mu s$ . From the UCC3809 datasheet:

$$\tau_{on} = 0.69C_T R_{T1} \text{ and } \tau_{off} = 0.69C_T R_{T2} \quad (16)$$

Picking  $C_T$  to be  $1nF$ ,  $R_{T1}$  is  $4.32K$  and  $R_{T2}$  is  $10.2K$ .

The softstart time is controlled by  $C_{SS}$ .  $C_{SS}$  is charged by a  $6\mu A$  current source. As the SS pin on the UCC3809 goes from  $0V$  to  $0.7V$ , the output of the UCC3809 is inhibited. As the voltage goes from  $0.7V$  to  $1.7V$ , the duty cycle of the output is allowed to increase from 0 to its maximum value. A  $47nF$  value for  $C_{SS}$  gives a soft start time of about  $7.5ms$ . The bulk supply capacitor for the UCC3809 must be able to supply energy to the primary side circuitry while the SS pin makes the transition from  $0V$  to  $0.7V$ .

#### Other Components

$R_4$  provides the startup current for the UCC3809. This current must be at least  $100\mu A$  at minimum line. A value of  $470K$  will give  $240\mu A$  at minimum line input voltage and maximum startup voltage for the UCC3809.  $C_1$ , the bulk filter capacitor, was chosen more for its ripple current handling capability

and low ESR more than its capacitance. Capacitors  $C_2$  and  $C_3$  are filter caps for the UCC3809's power supply and reference.  $R_G$  is a low value resistor intended to prevent gate oscillations in the power MOSFET. The block labeled EMI/RFI suppression in Fig. 2 is a typical suppression network. It was not implemented in the prototype but is shown for completeness.

## SETTING CURRENT AND VOLTAGE LEVELS FOR THE UC3909

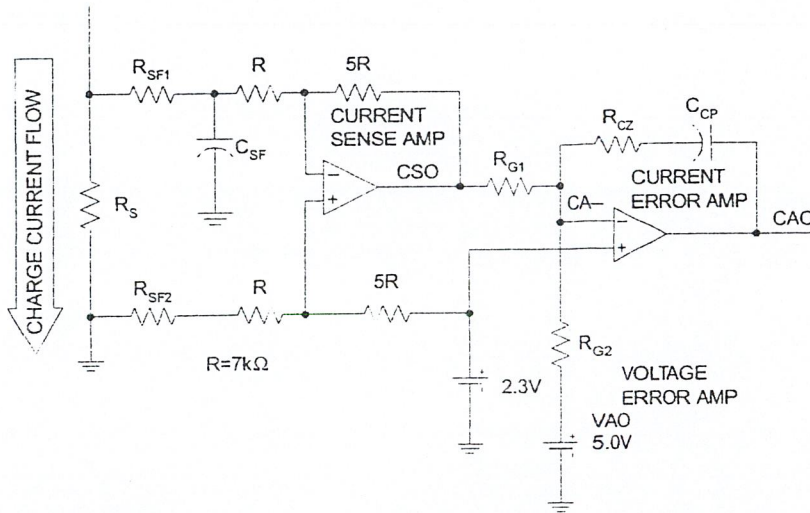
#### Charge Current Sense Resistor

The current sense amplifier in the UC3909 does not have the bandwidth to handle a  $100kHz$  flyback current waveform. To get around this limitation, the signal from the current sense resistor was filtered with a simple R-C network ( $R_{SF1}$  and  $C_{SF}$ ). The  $-3dB$  frequency of this filter was chosen to be  $20kHz$  to have minimal effect on the feedback loop. Another resistor,  $R_{SF2}$ , was added to preserve the  $2.3V$  bias point of the current sense amplifier. When adding a filter like this to an amplifier that has gain and biasing resistors already implemented in silicon, be careful not to significantly change the nominal gain of the amplifier. The reason for this is that the silicon resistors are closely ratio matched to provide an accurate gain, but vary significantly in absolute value. Larger values of filtering resistors introduce larger potential differences in the gain of the sense amplifier from one chip to the next and over temperature for any given chip.

The charge current sense resistor ( $R_S$ ) should be chosen so that its power dissipation is within acceptable limits and the voltage presented to the current sense amplifier does not cause the amplifier to saturate. The current sense amplifier in the UC3909 is a differential amplifier with a fixed gain of 5, biased to a level of  $2.3V$ . To prevent saturation, the maximum voltage across  $CA-$  and  $CA+$  should be no more than  $400mV$ . In this application, power dissipation was the determining factor for selection of  $R_{CS}$ .  $R_{CS}$  was chosen as  $20m\Omega$  and dissipates about  $1.1W$  at maximum output current.

#### Bulk Current Setting

The bulk current is set by the values of  $R_{G1}$  and  $R_{G2}$ . When the charger is in the bulk charge state, the voltage error amplifier will be out of compliance and its output (VAO) will be at its positive rail (or nearly so) of  $5V$ . The relevant circuit is shown in Fig. 4.



UDG-98077

Figure 4. Bulk current setting.

For the current error amp to be in compliance, the voltage at pin CA- must be 2.3V. The desired bulk charging current was 4.0A. The average voltage across R<sub>S</sub> is then:

$$V_{RS} = 4.0A \times 0.02\Omega = 80mV \quad (17)$$

The voltage at the output of the current sense amplifier is then:

$$V_{CSO} = 2.3 - 5V_{RS} = 1.9V \quad (18)$$

Summing currents at the CA- pin:

$$\frac{5 - 2.3}{R_{G2}} = \frac{4.0A \times 0.02\Omega \times 5}{R_{G1}} \quad (19)$$

If R<sub>G2</sub> is set to a value of 10.0k, then R<sub>G1</sub> is 1.47k.

**Trickle Current Setting**

When the UC3909 is in the trickle charge state, the Voltage error amplifier output, VAO, goes into a high impedance state, and the trickle control current is directed to the CA- pin of the UC3909. The trickle control current is 5% of the current flowing out of the RSET pin on the UC3909. The trickle control current can only flow through R<sub>G1</sub> since VAO is high impedance. Therefore, the trickle current will be:

$$I_{TRICKLE} = \frac{I_{TRICKLECONTROL} R_{G1}}{5R_S} \quad (20)$$

Recall that the trickle current was to be set to 80mA. This current level will produce an average voltage of 2.292V at the CSO pin. The trickle con-

trol current through R<sub>G1</sub> is then 5.4μA. The current out of the RSET pin is then 108μA. The voltage on the RSET pin is 2.3V, so the value of R<sub>SET</sub> for 80mA trickle charge current is 21.5k.

**Overcharge Taper Current**

The overcharge taper current (I<sub>OCT</sub>) is the current level the UC3909 looks for to make its transition from overcharge to float charge. The transition from overcharge to float charge takes place when the voltage on the OVCTAP pin rises above 2.3V. OVCTAP is the tap of a voltage divider from the VLOGIC to CSO pins, with R<sub>OV1</sub> and R<sub>OV2</sub> setting the divider ratio. The transition between charging modes takes place when:

$$\frac{5 - 2.3}{R_{OV1}} = \frac{5I_{OCT} R_S}{R_{OV2}} \quad (21)$$

If R<sub>OV2</sub> is picked to be 100K, R<sub>OV1</sub> is 1.47k since I<sub>OCT</sub> is 400mA.

**Float Voltage Level**

The float voltage is the voltage that the UC3909 will apply to the battery to maintain the battery's charge level after the overcharge period has ended. The float voltage (as well as the overcharge voltage and bulk charge threshold voltages) is determined by the resistors R<sub>S1</sub>, R<sub>S2</sub>, R<sub>S3</sub> and R<sub>S4</sub>. In the float state, the STATLV transistor (internal to the UC3909; see data sheet) is off. The float voltage is the voltage across the battery that will produce 2.3V at the VA- pin. Note that for all of the voltage thresholds, the reference voltage is adjusted by -3.9mV/°C while the reference for the

current thresholds is constant over temperature. The float voltage is then:

$$V_{FLOAT} = 2.3 \frac{R_{S1} + R_{S2} + R_{S3}}{R_{S3}} \quad (22)$$

If  $R_{S3}$  is set to 10.0k, and  $V_{FLOAT}$  to 13.8V, the sum of  $R_{S1}$  and  $R_{S2}$  is 49.99k. The overcharge voltage level ( $V_{OC}$ ) is the maximum voltage that will be applied to the battery when the charger is in the overcharge state. In this state, the STATLV transistor is on, and  $V_{OC}$  is the voltage that produces 2.3V at the VA- pin.  $V_{OC}$  is then:

$$V_{OC} = 2.3 \frac{R_{S1} + R_{S2} + R_{S3} \parallel R_{S4}}{R_{S3} \parallel R_{S4}} \quad (23)$$

Knowing the sum of  $R_{S1}$  and  $R_{S2}$  is 49.99k,  $R_{S3}$  is 10.0k and  $V_{OC}$  is 14.8V,  $R_{S4}$  is found to be 115k. The bulk charge state is entered when the UC3909 senses that the voltage on its CHGENB pin goes above 2.3V. In the trickle and bulk charge states, the STATLV transistor is on, so the value of  $V_{CHENB}$  is then:

$$V_{CHGENB} = 2.3 \frac{R_{S1} + R_{S2} + R_{S3} \parallel R_{S4}}{R_{S2} + R_{S3} \parallel R_{S4}} \quad (24)$$

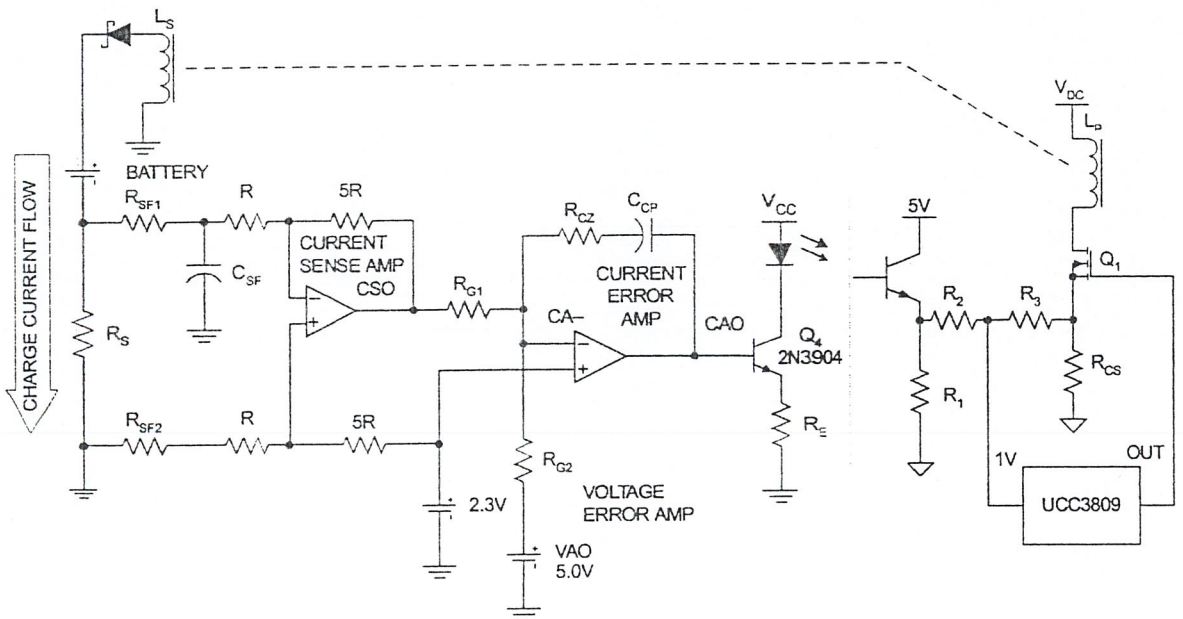
Since the sum of  $R_{S1}$  and  $R_{S2}$ , and the values of  $R_{S3}$  and  $R_{S4}$ , are known,  $R_{S2}$  is 3.74k. From this,  $R_{S1}$  must be 46.4k.

**Optocoupler LED Current Limit**

$R_E$  must be small enough that sufficient current can be put through the LED of the optocoupler to cause the collector on the optocoupler output to go to 3V. The resistance to ground at the collector of the optocoupler is about 205Ω. This means that the emitter current in the optocoupler must be at least 14.6mA. If the optocoupler is at the low end of the current transfer ratio distribution (80%, for the H11A817A), then the LED current must be at least 18.3mA. Allowing 0.7V for the b-e voltage on Q4, and 1.5V of headroom to help prevent saturation, the emitter voltage of Q4 will be 2.8V (5.0 - 0.7 - 1.5 = 2.8) maximum at 18.3mA.  $R_E$  is then 150Ω.

**CURRENT CONTROL LOOP**

There are several "components" in the current control feedback path. Fig. 5 details the feedback path. Component in this context refers to a piece of the overall transfer function, such as a resistor, which transforms a current into a voltage.



UDG-98076

Figure 5. Current control loop components.

The individual components of the feedback path are:

1. Q<sub>4</sub> and R<sub>E</sub> which converts V<sub>CAO</sub> into I<sub>LED</sub> in the optocoupler.
2. R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>CS</sub> and the optocoupler, which convert I<sub>LED</sub> into a peak primary inductor current, I<sub>LP</sub>.
3. The coupled inductor which, along with the output voltage, converts I<sub>LP</sub> into an average current through R<sub>S</sub>.
4. R<sub>S</sub>, R<sub>SF1</sub> and C<sub>SF</sub>, which converts the average output current into a voltage.
5. The current sense amplifier, which amplifies the voltage across C<sub>SF</sub>.
6. The current error amplifier, which provides gain and phase compensation for the feedback loop.

These elements will be examined one by one to determine the overall loop characteristics.

**Q<sub>4</sub> and R<sub>E</sub>**

Q<sub>4</sub> is configured as an emitter follower. For all practical purposes, the collector current and the emitter current are equal, and a one volt change in base voltage will produce a one volt change in emitter voltage. Since the emitter voltage and the emitter resistor determine the emitter current and hence the collector current, the gain of this stage is:

$$G_1 = \frac{1}{R_E} = \frac{1}{150} \text{ A/V} \quad (25)$$

**R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>CS</sub> and the Optocoupler**

The optocoupler may have a current gain up to 160%. The current in the primary inductor is the current that results in 1V at the junction of resistors R<sub>2</sub> and R<sub>3</sub>. Using the principle of superposition:

$$\left( I_C \cdot [R_1 \parallel (R_2 + R_3)] \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) + \left( I_{LP} \cdot R_{CS} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) = 1.0 \quad (26)$$

This simplifies to:

$$I_{LP} = \frac{R_2 + R_3}{R_{CS} R_2} - I_C \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_{CS} R_2} \quad (27)$$

The gain of this stage is the derivative of I<sub>LP</sub> with respect to I<sub>C</sub> multiplied by the optocoupler gain or:

$$G_2 = - \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_{CS} R_2} \cdot 1.6 \quad (28)$$

$$= -607 \text{ A/A}$$

**Coupled Inductor and Output Voltage**

The peak current in the secondary inductor is N<sub>P</sub>/N<sub>S</sub> times the peak current in the primary inductor. The secondary current waveform is triangular and has the average value, see Fig. 6:

$$I_{L_S \text{AVG}} = \frac{\tau_{rst}}{2T} I_{L_S \text{PEAK}} \quad (29)$$

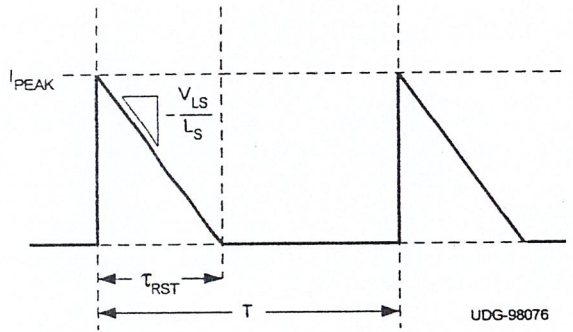


Figure 6. Secondary current waveform.

But since:

$$I_{L_S \text{PEAK}} = \frac{N_p}{N_s} I_{LP \text{PEAK}} \quad (30)$$

and

$$\tau_{rst} = I_{L_S} \frac{V_{L_S}}{L_S} \quad (31)$$

The average output current is then:

$$I_{L_S \text{AVG}} = \frac{1}{2T} (I_{L_S \text{PEAK}})^2 \frac{L_S}{V_{L_S}} \quad (32)$$

$$= \frac{1}{2T} \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 (I_{LP \text{PEAK}})^2 \frac{L_S}{V_{L_S}}$$

The gain of the stage is the derivative of the average secondary current with respect to the peak primary current. Differentiating the above yields:

$$G_3 = \frac{1}{T} \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \frac{L_S}{V_{L_S}} I_{LP \text{PEAK}} \text{ A/A} \quad (33)$$

From this, it is seen that the gain depends upon what the load voltage and current are. This differentiation yields the gain of the coupled inductor because from a small signal standpoint, the battery voltage (and hence  $V_{LS}$ ), switching frequency, turns ratio and secondary inductance are constant. The maximum value of the gain is the only value of interest since this will be the point at which the phase margin will be the lowest (in this circuit). If the battery voltage is 10.5V and the Schottky voltage is 0.5V, the  $I_{LP}$  that produces an average  $I_{LS}$  of 4.0A is 3.08A. This is the point where the current gain is the highest, at 2.6 A/A.

**Current Sense Resistor and Filter**

The transfer function of the sense resistor and filter network is:

$$G_4 = \frac{R_S}{1 + sR_{SF1}C_{SF}} \tag{34}$$

$$= \frac{0.02}{1 + 7.5 \times 10^{-6} s} \text{ V/A}$$

**Current Sense Amplifier**

The output of the current sense amplifier is:

$$V_{CSO} = 2.3 - 5V_{CSF} \tag{35}$$

The gain of this stage is the derivative of  $V_{CSO}$  with respect to  $V_{RCS}$ . The gain  $G_5$ , is  $-5 \text{ V/V}$ .

**Total Current Loop Gain**

The open loop gain of the current loop (without the current error amplifier) is the product of all of the G terms described above.  $G_{COL}$  in this case is 1.05 or 0.44dB, with a single pole at 20kHz.

**Current Loop Compensation**

Fig. 7 shows the uncompensated and compensated current loop gain characteristics. The compensation goal here is to provide unconditional stability in the loop and to roll the closed loop frequency response off at 1/10<sup>th</sup> of the switching frequency. To roll the closed loop response off at 10kHz, the open loop crossover frequency must be 10kHz. To do this requires that the current error amplifier have  $-0.44\text{dB}$  gain at crossover. Although not strictly necessary, a zero will be inserted in the current error amplifier response at 20 kHz to cancel the pole in the current sense filter. The transfer function of the current error amplifier is:

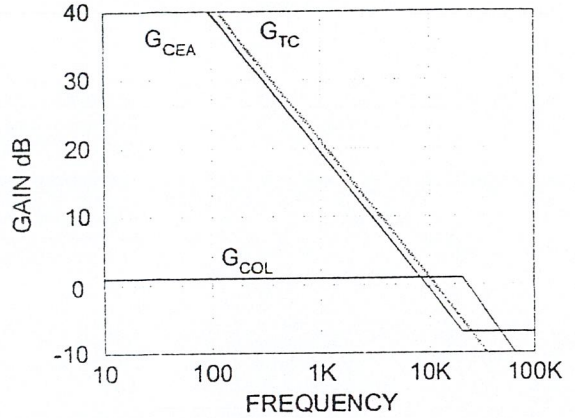


Figure 7. Current loop gain.

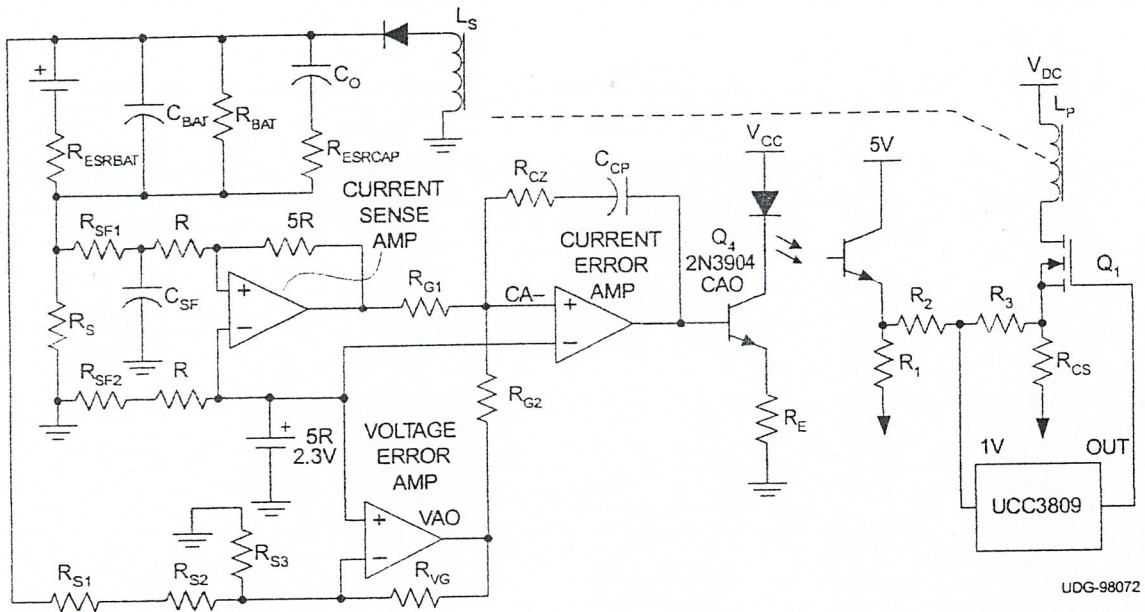
$$G(s) = \frac{1 + sR_{CZ}C_{CP}}{sR_{G1}C_{CP}} = G_{CEA} \tag{36}$$

The R in this integrator has already been determined to be 1.47k ( $R_{G1}$ ). This leaves the capacitor to set the low frequency gain characteristic. For the gain to be  $-0.44\text{dB}$  at 10kHz, the capacitor value must be around 10nF. The phase lag through the power stage is small in the frequency range of interest and the origin pole of the current error amplifier contributes only  $90^\circ$  to the loop. The phase lag of the current sense filter is offset by the zero in the current error amplifier response. This means that the loop is unconditionally stable with near  $90^\circ$  of phase margin.

**VOLTAGE CONTROL LOOP**

The voltage control loop is shown in Fig. 8. The nature of this circuit is such that in the trickle and bulk charge states, the voltage control loop is open. At some point during the overcharge state the voltage loop closes or comes into compliance. For the remainder of the overcharge state and the float charge state, the voltage loop (made up of the resistor divider string  $R_{S1}$  through  $R_{S4}$ , the voltage error amp and  $R_{VG}$  is an outer control loop around the current loop.

The open loop response of the voltage loop is equal to the closed loop current loop response multiplied by the output impedance and the gain of the elements of the voltage loop. In other words:



UDG-98072

Figure 8. Voltage control loop.

$$G_{VOL} = G_{CCL} Z_L G_{DIV} \frac{R_{G1}}{R_{G2}} G_{VEA} \quad (37)$$

Where:

- $G_{VOL}$  is the open loop voltage transfer function
- $G_{CCL}$  is the closed loop current transfer function
- $Z_L$  is the load impedance
- $G_{DIV}$  is the gain of the battery voltage divider looked at from the VA- pin
- $G_{VEA}$  is the transfer function of the voltage error amplifier.

The  $R_{G1}/R_{G2}$  term is simply the summing ratio of the current sense amplifier output and the voltage error amplifier output. The closed loop current response (change in output current for a given change in current sense amplifier output) is given by:

$$G_{CCL} = \left( \frac{1}{G_4 G_5} \right) \left( \frac{G_{CEA} G_5 G_4 G_3 G_2 G_1}{G_{CEA} G_5 G_4 G_3 G_2 G_1 + 1} \right) \approx \frac{7.143 \times 10^5}{s + 7.143 \times 10^4} \quad (38)$$

The load impedance is difficult to characterize and is greatly dependent upon the battery being used. The battery is a complex device to model and will exhibit parametric shifts depending upon variables like temperature, charge state, age and history. According to the battery manufacturer,  $R_{ESRBAT}$ ,  $C_{BATT}$  and  $R_{BATT}$  vary considerably depending upon what the condition of the battery is. To insure that the voltage loop will remain stable, it was assumed that the equivalent load of the battery, filter capacitor and anything else that may be connected to the charger has an extremely low frequency pole. The frequency of this pole is assumed to be much less than the crossover frequency of the voltage loop. This will contribute  $90^\circ$  to the phase lag of  $G_{VOL}$  at whatever the crossover frequency turns out to be.

The divider gain ( $G_{DIV}$ ), is equal to:

$$G_{DIV} = \frac{R_{S3}}{R_{S1} + R_{S2} + R_{S3}} = 0.166 \quad (39)$$

The open loop voltage transfer function for this application is then:

$$G_{VOL} = \frac{1.743 \times 10^4}{7.143 \times 10^4 + s} Z_L G_{VEA} \quad (40)$$

Ignoring the  $Z_L$  and  $G_{VEA}$  terms, the phase shift of this circuit is  $45^\circ$  at the current control loop crossover frequency (10kHz), and about  $22.5^\circ$  at 3.2kHz. The voltage error amplifier was chosen to be a straight gain amplifier with no complex feedback in order to avoid the additional phase shift that comes with introducing more poles into the system. With the phase shift of the load taken to be  $90^\circ$ , the voltage loop should have a crossover frequency below 3.2kHz to maintain good phase margin. At 3.2kHz, the open loop gain of the voltage control loop is:

$$|G_{VOL}|_{f=3200} = |Z_L G_{VEA}|_{f=3200} - 12.6 \text{ dB} \quad (41)$$

Conversations with the battery manufacturer suggested that charging impedance could range from  $250\text{m}\Omega$  to  $10\text{m}\Omega$  (almost strictly capacitive) at 3.2kHz. The filter capacitor in the charger is  $5600\mu\text{F}$  with an ESR of less than  $13\text{m}\Omega$ . This results in a total  $Z_L$  of  $8\text{m}\Omega$  to  $15\text{m}\Omega$ . The gain of the voltage error amplifier must be less than 49dB in order to insure that the control loop will crossover at less than 3.2kHz. The gain of the amplifier was set at 36dB. Testing on the prototype charger showed no signs of instability in the voltage control loop. While it is not known what the exact impedance on the battery is, the above approach resulted in a robust and stable charger.

## OTHER ISSUES

### Line Isolation

The transformer design presented here will provide at least  $3750V_{RMS}$  of isolation and 8mm of creepage from the primary to the secondary. This is adequate for some applications, but not for others. Check with the regulatory standards for the type of product being built to find out if this isolation level is adequate. If more isolation is required, a core with a larger winding window will have to be used since this design fills the window of the EFD30 almost completely.

### Higher power

This paper presents a general scheme for controlling a primary side PWM from an isolated UC3909. The particular PWM used here is a single output device. However, for higher power requirements, 200W, 500W, 1kW and beyond, there is no reason that a higher performance single output PWM or dual output PWM could not be used with suitable design adaptations. At much higher current levels, it may be advantageous to use a small value shunt

for current sensing along with an additional amplifier to boost the signal level. If the topology is changed to a forward buck type, the current sense amplifier in the UC3909 will be useful at higher switching frequencies without the aid of an input averaging filter.

### Disconnection of Load and Minimum Output Power

If it is possible that the load (battery in this case) could be disconnected from the charger while the charger is powered from the ac mains, the output voltage will run away. A means of controlling output voltage must be supplied if this is the case. The reason for this is that even though the UC3909 would be commanding zero pulse width, the UCC3809 will give a minimum pulse width based upon the values of components  $R_{CS}$ ,  $C_{CS}$ ,  $R_3$ ,  $R_2$ , and  $C_{ZB}$ . The minimum pulse width arises from the fact that the UCC3809 discharges  $C_{ZB}$  through an internal FET when the oscillator starts its down ramp. The internal FET is turned off when the oscillator starts its up ramp and sends an output pulse. Since the output pulse will only terminate when the voltage at FB on the UCC3809 reaches 1V (or when the oscillator again starts its down ramp), the minimum pulse width is determined by the time that it takes to charge  $C_{ZB}$  to 1V.

A means of getting a handle on the minimum pulse width can be seen by referring to Fig. 9. When minimum pulse width is being commanded by the UC3909, it is assumed that the voltage across the current sense resistor will not have a significant impact on the time necessary to charge  $C_{ZB}$  to 1V. The only source available is the current through the opto-isolator. The voltage  $V_1$  is the current out of the opto-isolator multiplied by the equivalent resistance seen at the emitter of the opto-isolator.

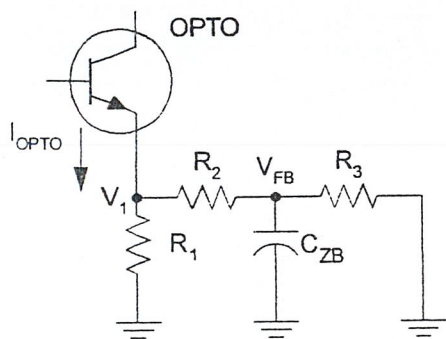


Figure 9. Minimum pulse width determination.

When this voltage is known, the minimum pulse width is approximately:

$$\tau_{on} = -1n \left( 1 - \frac{R_2 + R_3}{V_1 \cdot R_3} \right) \frac{C_{ZB} R_2 R_3}{R_2 + R_3} \quad (42)$$

This application circuit was not designed to operate with a disconnected load. Enough load must be applied to dissipate the minimum power output that the circuit will supply at the highest input line voltage (a DC rail of 195V). The particular battery used here was an adequate load to dissipate this power. Minimum pulse width can be reduced by using a smaller  $C_{ZB}$ , at the expense of noise immunity or by increasing the ratio of  $R_3$  to  $R_2$ . This last solution will affect the feedback loops somewhat.

As a means of controlling the output voltage, a 5W 15V zener diode at the output would work nicely. The STAT0 and STAT1 pins could even be decoded to switch the diode into the circuit only when the charger goes into float mode. This would guarantee that the over charge voltage would not cause a low threshold diode to start conducting and over-heat. Alternatively, a dummy load resistor could be placed across the charger output that would dissipate the minimum output power at the minimum temperature compensated float voltage. It will almost certainly be necessary to use the STAT0 and STAT1 pins to switch the resistor into the circuit only when the UC3909 is in the float mode. Otherwise, the dummy load would be applied to the battery and discharge it when the charger is not powered from the line.

**Connection of Loads That Bypass the Current Sense Resistor**

This technique can be useful if properly applied. The charger current sense loop will adjust the output to a point that will supply the battery with the selected charging current, regardless of what current the load requires. There are some caveats here though. First, the charger power stage must be able to handle the bulk charging current of the battery as well as the maximum current that the load will draw. Second, the load will add a pole into the current control loop, which can complicate the

design of the feedback, especially in the voltage control loop. Third, and probably most importantly, the inherent current limiting effect of the current

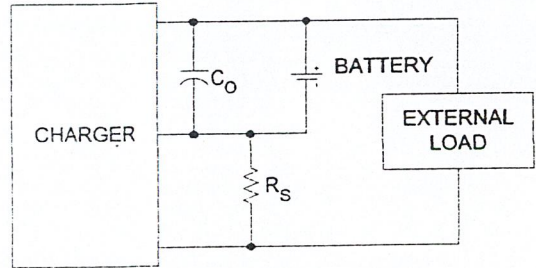


Figure 10. Alternate external load connection.

control loop will not be active if a fault occurs at the load. Some other means of over-current protection must be supplied.

**REFERENCES**

- [1] Laszlo Balogh, *Implementing Multi-State Charge Algorithm with the UC3909 Switchmode Lead-Acid Battery Charger Controller*, U-155 Application Note, *Unitrode Applications Handbook*, 1997, pp. 3-488 - 3-516.
- [2] John A. O'Connor, *Simple Switchmode Lead-Acid Battery Charger*, U-131 Application Note, *Unitrode Applications Handbook*, 1997, pp. 3-226 - 3-234.
- [3] Unitrode Corporation, *Improved Methods for Charging Lead-Acid Batteries Using the UC3906*, U-104 Application Note, *Unitrode Applications Handbook*, 1997, pp. 3-78 - 3-88.
- [4] Bob Mammano. *Portable Power - A Designer's Guide to Battery Management*, Topic 2, SEM-1000, *Unitrode Power Supply Design Seminar Book*.
- [5] Lloyd Dixon, *Control Loop Cookbook*, SEM-1100, *Unitrode Power Supply Design Seminar Book*.
- [6] Eagle-Picher HE12V12.7 data-sheet. FRM-11-003
- [7] Philips Components, *Soft Ferrites Data Handbook* MA01, 1996

