

提高可充电大电流蓄电池效益的平衡器

邓隐北, 袁靖峰, 李建勋

首磁(河南)新能源科技有限公司

1 前言

为延长蓄电池的使用寿命, 正确保持蓄电池的平衡是关键, 尤其是对于广泛用于电动汽车的可充电锂离子蓄电池。但市面上很多平衡器效果不佳, 因这些平衡器对给定的单电池 (cell), 未能充分利用其过剩的充电量, 不仅浪费电也限制了蓄电池的快速充电。值得注意的是, 经过创新改进, 将过剩的充电量给其他单电池充电, 则可实现快速充电且发热小、耗电少。

为适应特定电压、电流和容量的要求, 大多数可充电蓄电池都是由大量定额的串联、并联或串并混联的独立单电池组成的。很多串联单电池构成的蓄电池, 仅在末端显示其连接方式, 例如典型的车载铅酸蓄电池, 有 6 个单电池 ($2V \times 6 = 12V$), 但只见到首尾 2 个接头。

对这种蓄电池充电, 我们采用了比跨接在这两接头全部单电池的总电压更高的电压, 电流流经所有 6 个单电池, 以加强其充电状态。但不能保证每个单电池以相同的电压起动, 尽管它们的结构相同。电池的容量也可能改变, 特别是对于那些老化的蓄电池。

这对于一般车载蓄电池问题不大, 因为铅酸单电池完全允许微小的“过充电”。当蓄电池过充电一点点时, 较低电荷的单电池趁机赶上 (catch up) 其他单电池, 与此同时, 大多数高电荷的单电池则以热的形式散逸充电电流。

尽管如此, 大的铅酸蓄电池组 (像能用于可再生能源装置中的那种), 如果他们处于平衡状态, 则能持续延长使用期限。此时, 或许具有几个串联的蓄电池, 不仅需要考虑在给定蓄电池内部的单电池之间的平衡, 而且还需考虑蓄电池之间充电的平衡。

事实上, 或许使用的是不同年代、不同寿命的蓄电池, 甚至可能是不同的生产厂家, 然后出现锂离子电池和类似的可充电单电池这种情况, 有关锂的化学性质方面存在许多的变异, 它们多数都不容许“过充电”, 还可能易遭受“过

充电”而损坏。因此, 保持锂离子可充电蓄电池的平衡是至关重要的。

这一蓄电池的平衡器, 可操控单电池的电压低至 3V 高达 15V, 如此一来, 就能适用于广范围的平衡任务, 包括平衡锂离子蓄电池的内部各单电池, 或平衡单个的锂离子蓄电池或铅酸蓄电池。

2 避免单电池的损坏

传统的选择方案是, 任何单电池一旦达到其最大允许电压值就立即停止充电。但其它单电池仍处于未完全充满电状态。

如果不予以控制的话, 可能在各单电池之间开始出现最小的不平衡, 通过反复的充电 / 放电循环, 发展成更大的不平衡。结果导致整个蓄电池大量减少可用的容量。更坏的情况是, 当蓄电池全放电完时, 那些没有完全充好电的单电池可能形成“过放电”而损坏。

于是, 我们需要一个方法, 用以确保蓄电池充电和 / 或放电时各单电池应保持平衡, 然后每个单电池充电到近似相同的电压, 以便蓄电池的容量保持良好, 且单电池的劣化程度相同。这一方法可避免蓄电池因 1 个单电池的劣化比其它单电池的快, 而整个被舍弃这一普遍问题。这样做的最简单方法是在充电期间, 比较其它单电池, 对有较高电压的周围任一单电池进行分流 (shunt current)。

设计上能操控的是多达 6 个单电池的组合, 但仅提供约 600mA 的平衡电流。这就限制了其应用, 充电器的最大电流为 10A 且在运行期间会发热, 所有功率转换成了热量。

我们新研发的平衡器更加充分有效, 对给定的平衡电流所产生的热量要少得多, 因而能操控更大的蓄电池充电电流, 可达到 50A 或以上, 设定各单电池的匹配度在 5% 范围以内。(对健全的蓄电池来说, 5% 是一个留有裕量的数字)。

3 运行概要

本蓄电池平衡器,通过周期的检测单电池电压,并处于较高电压的单电池向较低电压的单电池转移充电量,可有助于确保蓄电池中的各个单电池保持平衡。为了实现这一点,如图1所示有3个主要部分,也即:

(1) 电压传感前端 从单电池引出很小的电流;

(2) 控制部分 由微芯片 SAM-L10 的 32 位微控制器组成,该控制部分在空载时几乎不输出任何电流(按规定,这在工业级别中功率最小)。

(3) 功率部分 用于转移各单电池之间的充电量。

通过下列3种方法,设计好的这一平衡器已达到了高水平的实用效率。第一,当对单电池不是有效平衡时,功率的消耗量小,实际上允许关断一切元器件,以确保大多数输出的功率很小;第二,因为利用了简单又有效的电压分配器(Voltage divider,分压器),以查看平衡是否达到要求,所需的功率小;第三,更换了那种无效的平衡电路方案,例如从过多充电量的单电池简单的将充电量丢弃到电阻负载上,或是平衡器从过多充电量的单电池取得的电荷重复循环,将电荷加到充电量少的单电池上。

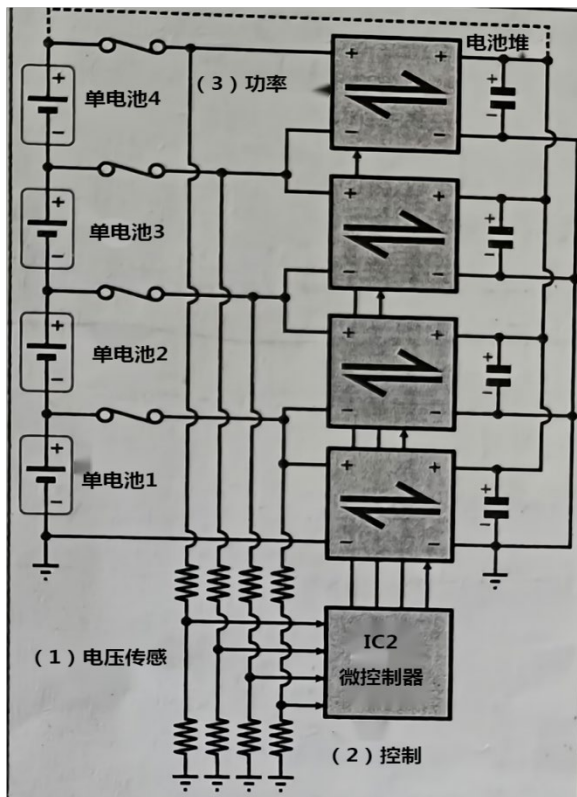


图1 高精度简化的大电流蓄电池平衡器的基本结构

我们还曾尝试实现平衡器的灵活性,不仅能平衡达到4个单电池的蓄电池,或对4个单电池的蓄电池进行调整,而且借助少量的外部处理,能作为蓄电池的充电器甚至是放电器使用。

图1中微控制器IC2,经过电阻分配器,测量跨越每一个蓄电池/单电池的电压。如果某一电池的电压大幅高于或低于其他电池的,IC2则通过4个功率传送单元,将功率送入不平衡的单电池,或从该不平衡单电池输出功率。这些,可有效的传送能量到某一蓄电池/单电池,或从某一蓄电池/单电池送至整个“电池堆”,并将其扩大,在多重蓄电池/单电池之间经过“电池堆”传送。

4 传输充电量

或许大多数电池平衡器的关键部分,是传送蓄电池/单电池之间的充电量。图2所示为这一电路的简化形式。

经过MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)QX、QY和变压器,功率在蓄电池/单电池和电池堆和变压器,功率在蓄电池/单电池和电池堆之间流动。QX是参照接地的,这样就可由微控制器的输出针控制,而QY是参照单电池/蓄电池的负端。来自微控制器,为控制QY的信号,经ISO7041隔离器流动,隔离器的电源来自单电池/蓄电池电压引出3.3V干线电压。

这一部分可传输能量到左边所示的蓄电池/单电池和全部蓄电池/电池堆,或从这些蓄电池/单电池和整个蓄电池/电池堆输出能量。能量也可经电池堆从一个蓄电池/单电池传输到另一个。

值得注意的是,当某一单电池的电压低于其它3个单电池时,可利用单电池的功率部分,将充电量从整个蓄电池传送到那个低电压的单电池,使其达到平衡,这一充电量的传送将周期地发生。

首先,电池堆边的晶体管QX接通,电流从蓄电池经过电池堆边的变压器绕组开始流动,激励变压器铁芯向其供给能量。因为单电池边的功率晶体管QY断开,跨接在电池堆边变压器绕组的电压迅速升高。瞬间之后,电池堆边的功率晶体管QX断开,而单电池边的功率晶体管QY接通,这样将能量从变压器铁芯传送至单电池。当这估计已完成时,单电池边的功率开关断开,并周期的反复,其工作比(工作周期)与需要的充电量传送成正比。

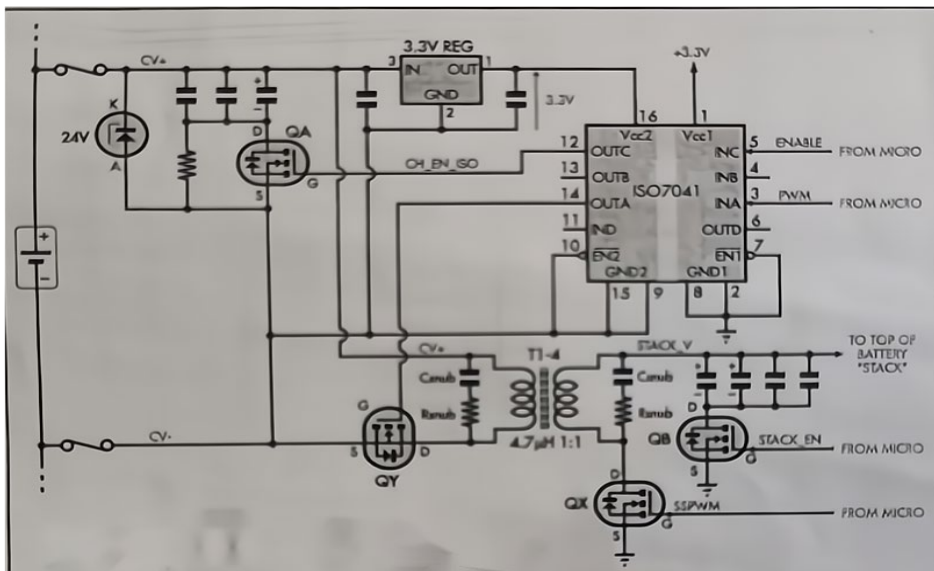


图 2 从每个功率传送单元中拆卸下的整机电路型式

变压器的电感(感应系数)可相对自由的选择,较大电感值的变压器能允许运行于较低的频率,但有较大的电阻损耗;而较小电感值的变压器要求在较高频率下运行,却具有较小的电阻损耗。

注意到尤其是绕组电感小的变压器,绕组之间的耦合有稍微下降的趋势,虽然只有少数几个这样的变压器,其耦合如此的低劣,以致对这一蓄电池平衡器性能的影响重大。

场效应管 QX 和 QY 的漏极电压,能对周围显示有效的感应,如果这太严重,则可超越晶体管的定额。

通过将这些器件设置于很靠近它们各自的变压器,以试图保持这些路径的电感小。但对于较高电压的应用,要将串联的 RC 缓冲电路(也即, $C_{缓冲}$ 和 $R_{缓冲}$)跨接在变压器绕组上。

对于较低电压的应用(例如,平衡锂离子单电池组),这些缓冲电路可忽略其安全性,甚至或许仅获得一个小的效率增益。

通过 ISO₇₀₄₁ 隔离器, IC₂ 控制 MOSFET QX 和 QY,因为蓄电池/单电池的负端未接地(除非大部分底部在电池堆中),驱动电路比这里所示的明显复杂得多。

ISO₇₀₄₁ 由来自蓄电池/单电池的固有“浮动的”3.3V 调节器供电驱动,并允许蓄电池/单电池的电压在宽范围内变化。

注意旁通(bypass)电容器的负端,对于单个蓄电池/单电池和对电池堆二者都是怎么连接的,与其经过 N-通道的 MOSFET,不如直接分别接到多个蓄电池/单电池的负端和 GND。这是可提供“软起动”功能的,当连接到多个蓄电池/或单电池时,则能大幅度降低产生的瞬间放电(火花)。

5 平衡器全电路的细节描述

整个蓄电池平衡器的电路示于图 3。为节省篇幅,其中 4 个充电平衡电路中仅显示 2 个,省略 2 个,全部的 4 个电路结构均相同。下面所述电路的所有细节,揭示了几个额外的疑难点。

注意:隔离电路中为清晰起见,忽略了通道 3(也即, REG₅, IC₆, T₂ 及 Q₁₄~Q₁₇)和通道 2(也即, REG₇, IC₈, T₃ 及 Q₂₀~Q₂₃)这两个通道的结构正好如同上面通道 4 隔离电路的结构。

第一,隔离器的输出不能驱动 MOSFET 的栅极,而是由微控制器直接控制,因为要达到符合要求的开关速度,隔离器的输出太弱。为了起到那个作用,花费了很多时间研究。利用集成的栅极-驱动器(gate-driver) ICs,但多数 IC 有大量的静态电流引出,且在低的电源电压下不起作用会停止操作。

取代用集成的栅极驱动器,而代之以用简单的

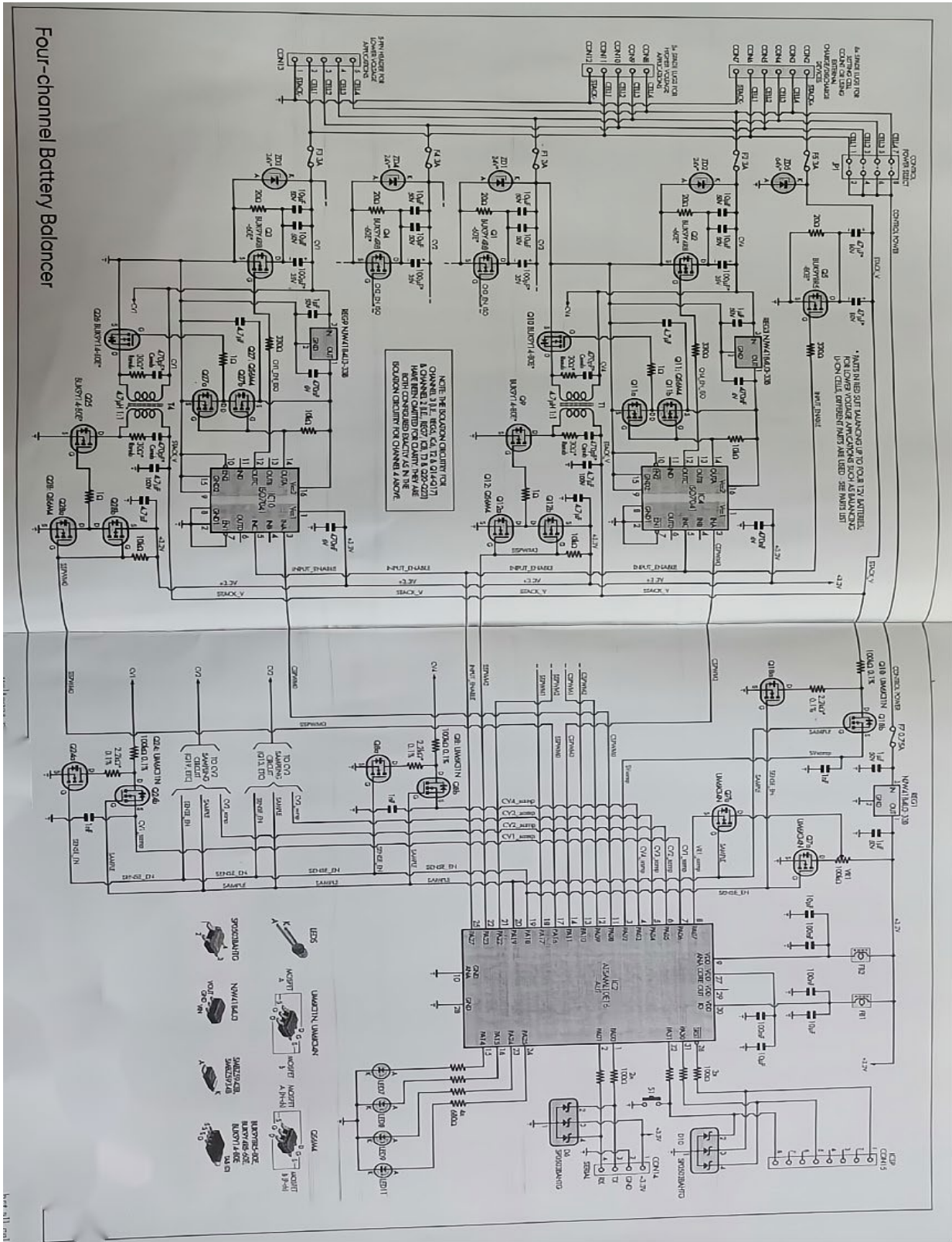


图 3: 4 通道的蓄电池平衡器

nMOS/PMOS 成对的晶体管结构组成变换器 (inverter)。幸运的是有很多 1 个 n 通道的和 1 个 P 通道的 SMD MOSFET 可利用, 那么, 每个变换器均可容纳于单一的封装内。在全电路的最上部, 这就是 Q_{11} 和 Q_{12} 。

每种情况下, 驱动变压器电池堆边的 MOSFET (例如, Q_9), 连接于电源与地线之间, 是一个逻辑级 (Logic-level) FET, 它由配对变换器的 0~3.3V 输出所驱动, 变换器本身又是由微控制器的数字输出针 (图 3 中的引线 22, 标示为 SSPWM3) 所驱动。

在这些 MOSFET 驱动变换器每一个的输入上, 配置了一个 10k Ω 的提升 (pull-up) 电阻, 这样, 当微控制器未控制的那些针 (例如, 回到零位的针或正在编程的针), 则具有较低输出。

连接变压器的另一个 MOSFET (例如, Q_{10}), 有它的电源, 其电源在连接到这一蓄电池 / 单电池的接合处, 且电源电压低。故如上所述, 由隔离器驱动若断开了 3.3V 浮动电源, 则参照相同的电压, 因而 MOSFET 驱动的变换器, 也是跨接在这一 3.3V 的浮动电源上, 以便给 MOSFET 提供适当的幅值。

它也有一个 10k Ω 的提升电阻, 以备 MOSFET 缺失时之需。注意到美国得克萨斯州仪表厂的隔离器 ISO₇₀₄₁, 其低功率的数字隔离器, 按照不同的无效针状态而有多变型。这里选用的那种, 如未驱动其输入, 则提供高输出; 或在器件的输入边未提供动力 (如对置的 ISO7041F, 提供低输出)。这将给我们提供了安全的“静止”状态。

1 Ω 的电阻器加上变换器内在的 ~0.2 Ω 输出电阻, 可限制通过栅极驱动变换器的功率, 确保了峰值的栅极驱动电流低于 3A。

如果单电池电压降低到 3.3V 以下, LDO (是一种线性稳压器, 使用于其线性区域内运行的晶体管或 FET) 浮动调节器 (这里为 REG₃), 则逐渐停止调节 (fall-out of)。因隔离器和栅驱动器在这一电压下均能运行。而假定有这样低电压单电池的蓄电池, 似乎可能有最小的充电量, 即使不平衡也仅仅给整个蓄电池充电, 很快使单电池电压达到 2.5V 以上。在任一单电池接近充满电之前, 回复平衡的时间长。

6 电压传感

为了知道蓄电池或单电池是在充电还是放电? 蓄电池

平衡器必须取得每个蓄电池 / 单电池两端电压的精确测量结果。

精确传感电压较容易, 利用高性能模拟 / 数字变换器 (ADC_s) 迅速且有效。现代的微控制器不像以前, 经常包含高性能的 ADC_s 功能。现有情况下, SAM-L10 微控制器具有 12 位 ADC_s, 能达到每秒 1 百万的采样。

当传感电压高达 60V 左右时 (比如: 4 个 12V 铅酸蓄电池串联充电下), 则要求一种前端 (front-end), 将电压降到典型的 ADC_s 范围。

一种选择是利用运算放大器 (op-amps), 能允许这些较高电压, 按要求分配 (或可能漂移) 这些电压。适合的部件不难找到, 但价格不便宜。而且因为蓄电池平衡器须传感的电压不能很快改变, 在这高频特性的方法中, 要求电压的变化小, 故可采用偏差补偿 (offset-correcting) 的斩波器式 OP-amps。然而, OP-amps 电路要求的性能是由连接电阻器的精度所决定的。在许多器件中, 印象深刻是功耗低, 而在这些 OP-amps 中的功耗相当高, 因一直不能离开它们提供功率。

那么, 代之以用简单的开关电容器, 开关接地的电阻分压器, 如图 3 所示。为避免总是接通的分压器恒定的功耗。我们增加了低边 nMOSFET (Q_{8a} , Q_{13a} 和 Q_{24a})。甚至很小信号 FET 引入, 接通时也仅仅两个欧姆 (Ω) 的误差。然而在断开时, 电压能偏移至超过微处理器输入针容限。这样, 第二组 nMOSFET 通过晶体管 (Q_{8b} , Q_{13b} , Q_{19b} 和 Q_{24b}), 确保微控制器永不出现这一电压。再一次体现了双 MOSFET 组件的优点, 才能使每对晶体管正好成为一配件焊接在电路板上。

为节省微控制器的引线针, 所有分压器共用一对公用的控制线。要提取一组电压读数, 首先, 接通低边的 nMOS 开关, 分压器启动 (enabling)。其次, 通过栅极 nMOS 的开关接通, 允许滤波电容器开始向其各次的数值稳定 (settling)。最后, 微控制器板上的 ADC 进行采样, 允许用软件知道每一蓄电池 / 单电池上的电压。利用了 100k Ω /2.2k Ω 的分压器, 及具有 1.65V 基准的 12 位 ADC, 额定传感的电压范围为 0 ~ 76.65V, 以及分辨率为 18.7mV。对检测 12V 蓄电池各个电压之间的小差别, 那也是足够精确的。

对于较低电压的蓄电池, 例如锂离子电池, 锂针 (LiPo) 电池, 或磷酸铁锂 (LiFePo₄) 电池, 单电池典型电压是

2.7V ~ 4.2V, 电阻分配器的变化为 100kΩ/6.8kΩ, 给出的电压范围 0 ~ 25.9V 和 6.3mV 的分辨率。这就意味着在 10mV 左右开始, 单电池之间的电压差则失去平衡。

为了传感电池堆两端的电压, 利用 MOSFET Q_{18a} 和 Q_{18b} , 实际上利用了相同的电路配置, 还可经过 MOSFET Q_{7a} 和 Q_{7b} , 旋转电位计 VR1。这均用于调整各个不同的参数。

当一个独立的电池堆电压监视器看似多余, 但利用蓄电池平衡器在其它应用时, 就可派上用场, 例如, 它可用于从光伏板或某一蓄电池充电器等其它电源对蓄电池充电。它甚至能用于与另一蓄电池平衡器组合, 以便在两个不同的蓄电池之间, 为保持二者的平衡而在两个方向传送能量。注意, 为避免误差, 在功率部分起作用时, 不能取电压读数。

7 软起动 / 减轻火花

我们发现, 第一件原型样品在连接蓄电池时, 会产生一些常见的不利火花, 这主要是因对电容器组充电时的冲击电流所致。这些火花可能损坏连接点, 或甚至将其焊住。解决这些火花并不难, 只需采取以下措施。

当首先施加功率供电时, 将与每一组旁路电容器串联的 MOSFET 断开, 这些电容器经过串联的 20Ω 电阻, 缓慢的充电。

最初的蓄电池连接以后, 并在任何平衡产生之前, 微控制器接通这些 MOSFET, 只在连接以后提供全去耦合的电容。

MOSFET 对电容器组有效增加一点 ESR (等效串联电阻), 其通态电阻 (on-resistance) 仅为几分之一欧姆, 电容器仍然能起到精确稳定单电池和蓄电池电压的作用。MOSFET 接通的时间相当慢, 因没有变换器驱动, 但它们仅在已充电的电容器之后接通, 故接通慢没关系。

在推荐一定要可靠将蓄电池连接到蓄电池平衡器, 并预知将产生一些火花时, 上述方法能大幅减少典型火花的产生。

8 电路保护

注意到, 所有单电池和蓄电池是经过保险丝连接的, 大容量的蓄电池 (或某些情况下甚至是小蓄电池), 如果出现故障时能输通多少电流? 能否保证所要求的电流值?

每一输入, 还有一齐纳 (zener) 二极管跨接其两端 (保

险丝后), 这具备两个功能: 一, 如单电池或蓄电池连接反向, 齐纳管立即导通, 并烧断保险丝; 二, 由于某些原因 (例如, 蓄电池连接端子接错), 齐纳管发生雪崩 (avalanche) 故障。大多数情况下保险丝再次烧断。

同时 (by the way), 已规定由单向瞬态电压抑制器 (TVS_s) 取代齐纳二极管是有效的, 拥有很高的脉冲电流操控能力。注意实际的箝位 (clamping) 电压高于规定的电压, 这取决于从电源正在输送电流的大小。

当微控制器监视所有不同的电压时, 如果任一电压超过范围, 则应切断。例如, 某一单电池对电路起作用时, 其电压太低。

9 控制部分

由于 SAM-L10 微集成电路 IC₂ 的集成度很高, 微控制器部分极其简单明了。它的内部振荡器不仅适用, 在这一应用中还起到了时钟信号源的作用。数字输出 15、16、23、24 的限流电阻器, 直接提供了驱动 4 个 LED 状态。释放静电的静电阻抗器 (ESD) 箝位电路, 跨接在程序设计 (programming) 和 UART (通用异步收发传输器) 的接口上, 以便保护, 防止其引线针外部受影响时的静态放电。

微控制器从线性调节器 REG (Njw4184, U₃-33B) 驱动其功率。这一选择, 实现了静态电流最小化和运行于相对宽的输入电压上 (高达 35V)。在达到微控制器电源针之前, 其输出通过铁氧体磁环 (ferrite bead), 并提供功率到各种低功率数字隔离器的“近边”和电池堆边的栅极驱动器上。

10 蓄电池平衡器的特点和技术条件

- (1) 平衡 2 个, 3 个或 4 个串联的单电池或蓄电池
- (2) 适用于锂离子、锂钴、磷酸铁锂、铅酸电池, 以及其它化学电池
- (3) 每一单电池或蓄电池电压范围可从 2.5V (全放电) 到 15V (最大值)
- (4) 平衡电流达到 2.5A
- (5) 充电电流达到 50A
- (6) 效率的典型值约 80%
- (7) 每个蓄电池 / 单电池的静态电流约 100μA
- (8) 用于大电流蓄电池的为 5mm 的扁平接线插座
- (9) 2.54mm 孔距的针引线端板, 用于连接较小的蓄

电池

(10) 开关频率典型值为 100KH₂

(11) 多路(复用)平衡器,可组合用于平衡多个单
电池或蓄电池

(12) 它还能起到有效的蓄电池充电器或放电器的作
用

(13) 4 个板上 LED 状态加上 1 个调节的电位计

(14) 串联状态 / 调试接口

(15) 外形尺寸 (108mm×80mmPCB) 结构紧凑

原文出自 Duraid Madina, High-Current Battery
Balancer – Care for your rechargeable
batteries,《Practical Electronics》 2022 04 月
P38-P45

上接154页

- [9] National Science Foundation of USA. NSF Launches an ERC to Develop Smart Lighting [EB/OL]. http://www.nsf.gov/news/news_summ.jsp?org=NSF&cntn_id=112339, 2008/9/29.
- [10] OMEGA EU Project. OMEGA project develops user-friendly gigabit home Network [EB/OL]. <http://www.ehealthnews.eu/content/view/958/27/>, 2008/1/25.
- [11] Sridhar Rajagopal, Richard D. Roberts and Sang-Kyu Lim, "IEEE 802.15.7 Visible Light Communication: Modulation Schemes and Dimming Support," IEEE Communications Magazine • March 2012, pp. 72-82
- [12] "Lifi consortium," <http://www.lificonsortium.org/>. "Lifi consortium," <http://www.lificonsortium.org/>.
- [13] G. Cossu, R. Corsini, E. Ciaramella, Indoor High-Speed Optical Wireless Communications : Recent Developments, IEEE ICTON 2014, pp.1-4 ;
- [14] J. Vucic and Klaus-Dieter Langer, "High-speed visible Light communications: state-of-the-art," OFC/NFOEC Technical Digest@2012 OSA
- [15] A. Ashok, M. Gruteser, N. Mandayam, J. Silva, M. Varga, and K. Dana, "Challenge: Mobile optical networks through visual MIMO," in MobiCom '10 Proc. sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking, Chicago, IL, September 2010, pp.105 - 112, ACM.
- [16] 郭江兴, "可见光通信在中国"《中国科技产业》2014 年 09 期
- [17] 陈明, "移动通信与可见光通信的融合"《中国科技产业》2014 年 10 期
- [18] 郑重, 刘璐等, "应用于可见光通信的上行链路方案探讨"《中兴通讯技术》2014 年 12 月第 20 卷第 6 期;
- [19] 李荣玲, 迟楠, "高速可见光通信中关键使能技术"《激光与光电子学进展》2013 年 05 期
- [20] 杨宇, 刘博, 张建昆, 陈雄斌, 陈宏达, "中一种基于大功率 LED 照明灯的可见光通信系统"《光电子、激光》2011 年 6 期第 22 卷, pp. 803-807 ;
- [21] 徐正元, "照明约束下的可见光通信技术"《中国科技产业》2014 年 10 期
- [22] 张平等, "认知无线网络架构与关键技术研究"《无线电通信技术》, 2014 年 40 期 (3)
- [23] 宋健, "可见光通信技术与电力线通信技术的融合"《中国科技产业》2014 年 10 期; pp. 36-37 ;
- [24] 骆宏图, 陈长缨等, "白光 LED 室内可见光通信的关键技术"《光通信技术》2011 年 02 期, pp56-59 ;
- [25] H. Van Der Broeck, G. Sauerlander and M. Wendt, Power driver topologies and control schemes for LEDs, IEEE APEC, Feb. 25/Mar. 1, 2007, pp. 1319-1325;
- [26] S. Li, S. C-C. Tan, S. Y. R. Hui and C. K. Tse, "A review and classification of LED ballasts," IEEE ECCE, Sep. 15-19, 2013, pp. 3102-3109
- [27] X. Xie, J. Wang, C. Zhao, Q. Lu, and S. Liu, "A novel output current estimation and regulation circuit for primary side controlled high power factor single-stage flyback LED driver," IEEE Trans. Power Electron. Vol. 27, no. 11, pp. 4602-4612, Nov. 2013
- [28] H. -H. Chou, Y-S. Hwang and J. -J. Chen, "An adaptive output current estimation circuit for a primary-side controlled LED driver," IEEE Trans. Power Electron. Vol. 28. no. 10, pp. 4811-4819, Oct. 2013;
- [29] P. S. Almeida, et al, "Off-line flyback LED driver with PWM dimming and power factor correction employing a single switch," IEEE IAS, Nov. 5-7, 2012, pp. 1-7
- [30] H. -J Chiu et al, "A high-efficiency dimmable LED driver for low power lighting applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 2, pp. 735-743, Feb. 2010