

BQ76952 在电池均衡时电压采样不准确的原因分析及优化方法

厉梦溪 Jayden Li / 檀瑞安 Ryan Tan

FAE East China / SE PDS

ABSTRACT

BQ76952 系列模拟前端因为具有采样精度高，集成高边驱动，功耗小，保护功能丰富，支持乱序上电，支持 3-16S 电池，均衡能力强等诸多优点而被广泛应用于电动两轮车，电动工具，户用储能等多种应用的 BMS 方案中。但是当 BQ76952 开启电池均衡功能后，用户经常会遇到电压采样不准确的问题。本文将针对 BQ76952 在开启均衡后电压采样不准确的常见原因进行分析，并给出对应的优化方法。

Contents

1	BQ76952 均衡电路	2
2	均衡开启后电压不准确原因及优化方法	2
	2.1 原因一：滤波电阻电容过大	3
	2.2 原因二：CUV/COV Check	5
	2.3 原因三：最高节输入滤波电阻额外压降.....	7
	2.4 原因四：稳压管选型问题.....	8
3	参考文献	9

Figures

Figure 1.	BQ76952 内部均衡电路	2
Figure 2.	BQ76952 内部均衡电路开启前后等效电路	3
Figure 3.	均衡开启前后电压采集引脚电压	3
Figure 4.	BQ76952 Measurement Loop	4
Figure 5.	均衡 FET 关闭瞬间的电压波形	4
Figure 6.	BQ76952 Datasheet 标注输入滤波电阻和电容的范围	5
Figure 7.	COV/COV Check 波形	5
Figure 8.	均衡电路仿真模型	6
Figure 9.	均衡 FET 关闭前后各节电压瞬态波形	6
Figure 10.	均衡 FET 供电回路	7
Figure 11.	增加稳压管后的均衡电路	8
Figure 12.	增加稳压管后的均衡电路	9

1 BQ76952 均衡电路

BQ76952 内部集成了均衡电路，所采用的是被动均衡法，每路最大支持 100mA 的均衡电流。

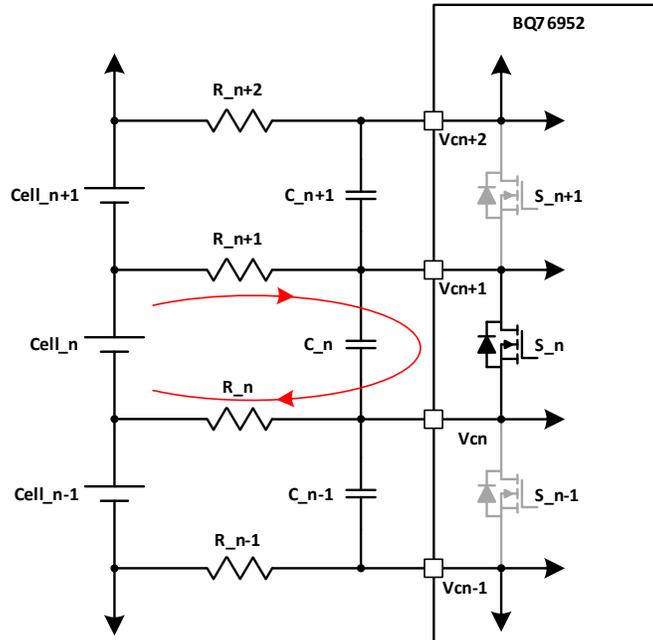


Figure 1. BQ76952 内部均衡电路

如 Figure 1 所示，假设 Cell_n 需要均衡时，则内部均衡 FET - S_n 会导通，Cell_n 会经过 R_n，R_{n+1} 以及 S_n 组成的回路进行放电，以电阻发热的形式释放掉不平衡部分的电量，直至 Cell_n 与其他电芯电压的误差小于一定范围才停止，从而实现电池之间的均衡。

均衡电流可通过下式进行计算：

$$I_{CB} = \frac{V_{Cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}}$$

其中，R_{dson} 为内部均衡 FET 的导通电阻。

可以看到，通过调节输入滤波电阻的大小可以调节均衡电流的大小。输入滤波电阻越大，均衡能力越弱，反之输入滤波电阻越小，均衡能力则越强。

此外，BQ76952 也支持外部均衡以实现更强的均衡能力，参考文献 2 给出了非常详细的实现方法与测试结果，感兴趣的读者可以参考，本文不做赘述。

2 均衡开启后电压不准确原因及优化方法

用户经常在实际应用中发现，在均衡功能触发后，电芯电压采样会出现不准确的现象。本节将分析均衡开启后电压采集误差的几种常见原因，并给出相应的优化建议。

2.1 原因一：滤波电阻电容过大

Figure 2 所示为 Cell_n 节电芯均衡开启前后的等效电路。

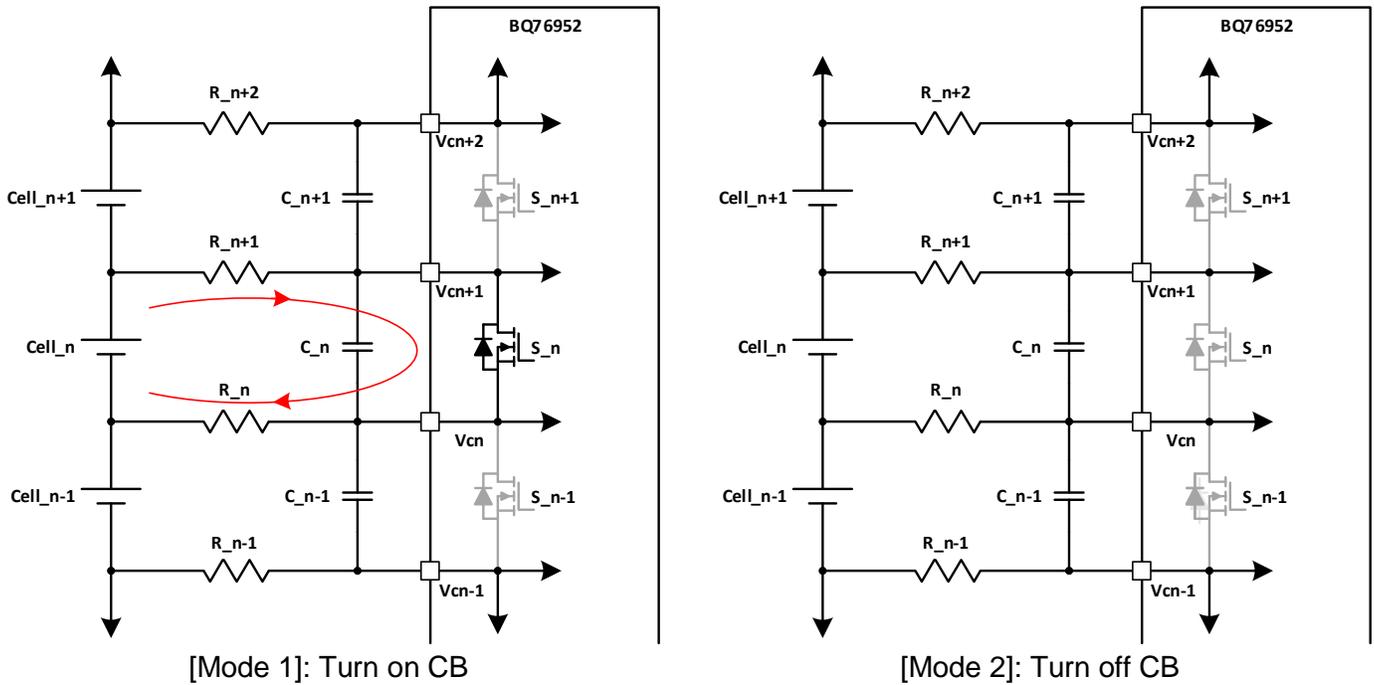


Figure 2. BQ76952 内部均衡电路开启前后等效电路

当均衡开启后，对应节电芯及其相邻电芯的引脚电压都会改变，Figure 3 所示为电压均衡前后电压采集引脚间的电压。

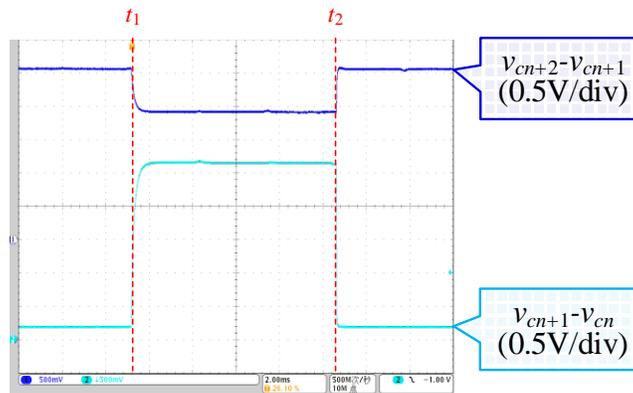


Figure 3. 均衡开启前后电压采集引脚电压

t_1 之前：均衡未开启， S_n 关断，电压采集引脚间电压就等于对应电芯电压。

t_1-t_2 ：均衡开启， S_n 导通，均衡电芯对应采集引脚电压被拉低，相邻节电芯对应的采集引脚电压被抬升。

t_2 之后：均衡关闭， S_n 再次关断，电压采集引脚间电压恢复至对应电芯电压。

通过观察 Figure 2，很容易推导出，在均衡开启前后，对应的 VCx 输入引脚电压的具体变化量如下：

Table 1. 均衡开启前后 VCx 引脚电压变化

Voltage	Balance OFF	Balance ON
$V_{cn+1} - V_{cn}$	V_{cell_n}	$\frac{V_{cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}} \times R_{dson}$
$V_{cn} - V_{cn-1}$	V_{cell_n-1}	$V_{cell_n-1} + \frac{V_{cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}} \times R_n$
$V_{cn+2} - V_{cn+1}$	V_{cell_n+1}	$V_{cell_n+1} + \frac{V_{cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}} \times R_{n+1}$

又因为无论均衡与否，BQ76952 始终会按照 Figure 4 所示的 **Measurement Loop** 进行电压采样，所以为了保证电芯电压在均衡时仍然能够采集到正确的电芯电压，BQ76952 会在采集均衡电芯及其相邻电芯电压时，短暂地关闭均衡 FET，等待电压采样完成后，再次导通均衡 FET，开启电压均衡。

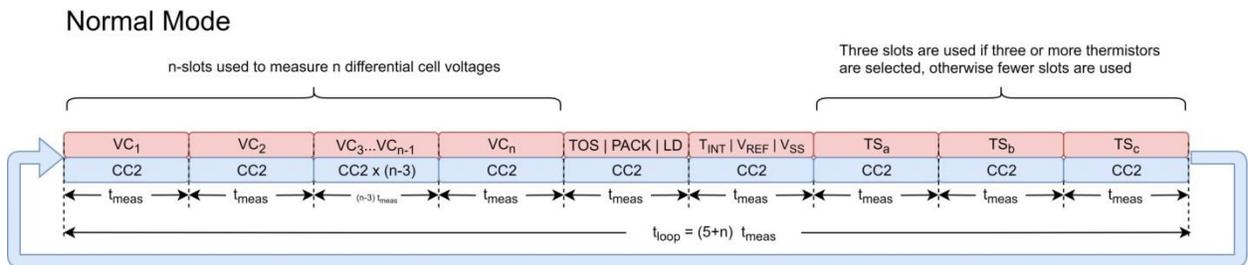


Figure 4. BQ76952 Measurement Loop

而在均衡 FET 关闭瞬间，由于 RC 滤波电路的存在，Vcx 两端的电压并不能瞬间变化，而是需要经过一段时间才能恢复到电芯实际电压，如 Figure 5 所示，时间长短取决于滤波电路的 RC 时间常数。

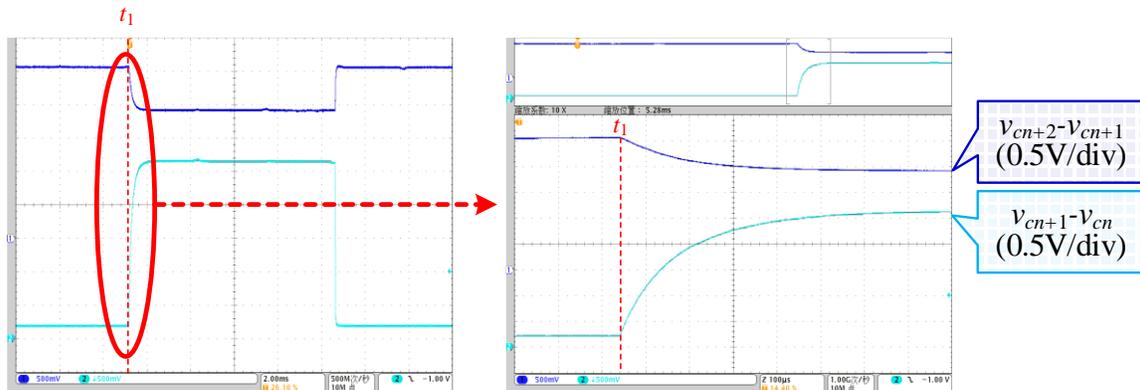


Figure 5. 均衡 FET 关闭瞬间的电压波形

BQ76952 的采样机制是在 3ms 内对同一节电芯电压进行多次采样并进行数字滤波，因此这部分转换过程的电压也会被采样，从而引入误差，好在 BQ76952 的滤波算法中已经考虑到这个问题，对采集电压的前面部分的权重比较低，因此该原因引起的误差比较小，通常为 mV 级。

优化方法：

1. 不要超出数据手册中规定的输入滤波电阻和电容的最大值 (Figure 6 所示)，并在散热允许的前提下，适当选取较小的滤波电阻 R_C 和滤波电容 C_C 。

Parameter		MIN	TYP	MAX	UNIT
R_C	External cell input resistance	20		100	Ω
C_C	External cell input capacitance	0.1	0.22	1	μF

Figure 6. BQ76952 Datasheet 标注输入滤波电阻和电容的范围

2. 若是通过 **Settings:Configuration:Power Config:FASTADC** 启用了 FASTADC 功能，则 Figure 4 中所示的 t_{meas} 会从 3ms 压缩至 1.5ms，虽然采样时间缩短了，但是上述由滤波 RC 带来的电压恢复时间的比重变大了，误差也就增大，因此关闭 FASTADC 功能对提高电压采样精度也会有改善。

2.2 原因二：CUV/COV Check

BQ76952 的内部机制会每 1s 实施一次所有节电芯的 CUV/COV Check，这个过程大概持续 20ms 左右，如前文所述，均衡时均衡电芯及其相邻电芯的采样电压会发生变化，为防止该变化引起 COV/COV 误触发，因此在进行 CUV/COV Check 期间，BQ76952 也会暂时关闭所有的均衡 FETs。如 Figure 7 所示， $t_1 \sim t_2$ 阶段就是在进行 CUV/COV Check。

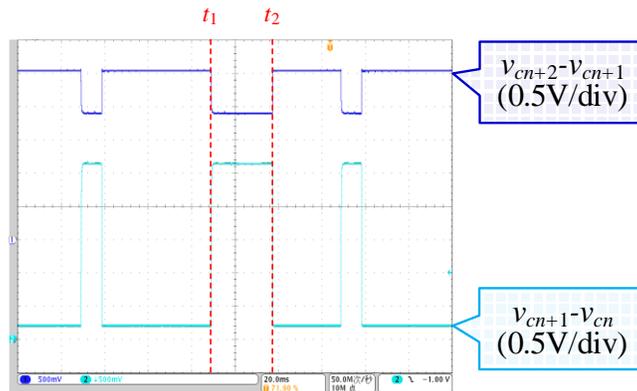


Figure 7. COV/COV Check 波形

而在均衡 FET 关闭的动态瞬间，均衡节电芯及其相邻节电芯的变化也会通过滤波电容耦合到其他节电芯。由于均衡电路由若干电芯及滤波电阻电容组成，比较复杂，直接通过电路分析各个滤波电容的瞬态比较复杂，本文直接基于 TINA 工具搭建了 Figure 8 所示的 5 串仿真模型进行了仿真。

仿真结果如 Figure 9 所示，可以看到，在 t_1 时刻，第三节电芯均衡 FET 关闭瞬间，非相邻的第一节和第五节电芯对应的滤波电容电压都会有一定的瞬时跌落。

但是该周期性的 CUV/COV Check 并不会和 **Measurement Loop** 同步，即 CUV/COV Check 会发生在任意时刻，假设就在均衡 FET 关闭瞬间，BQ76952 正在采样第五节电芯，则会引入测量误差，而若 FET 关闭瞬间正好发生在采样过程 t_{meas} 的中期 - 在 BQ76952 的滤波算法中占较大的权重，则会引入更大的误差。

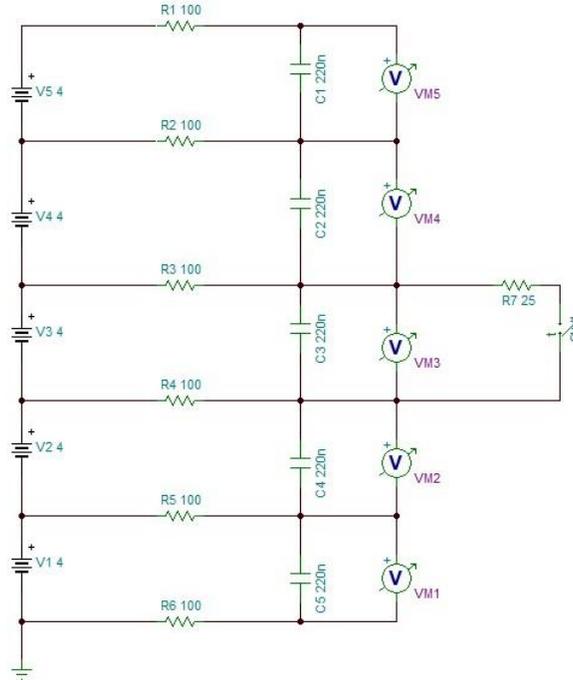


Figure 8. 均衡电路仿真模型

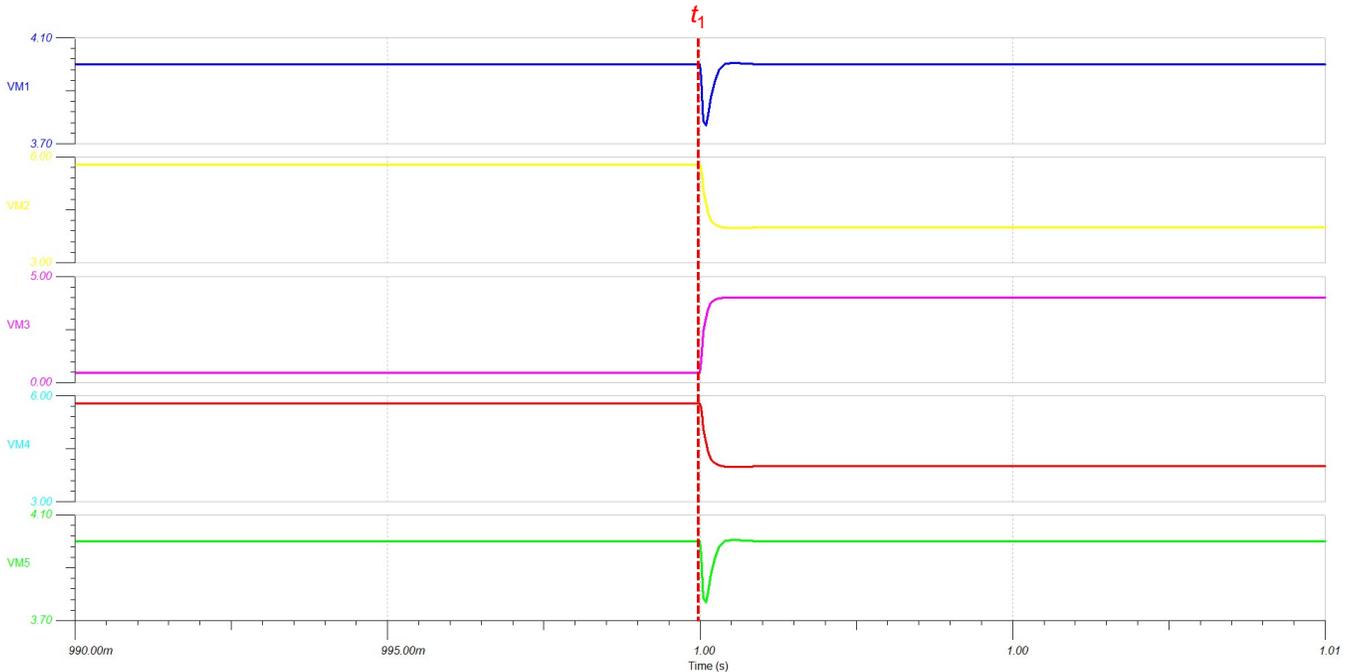


Figure 9. 均衡 FET 关闭前后各节电压瞬态波形

优化办法:

1. 减小 RC 时间常数能够加快电压采集稳定至电芯电压，因此对该原因所带来的电压失真仍然能够起到优化作用；
2. 关闭 FASTADC 功能能够减少恢复时间的比重，因此对该原因所带来的电压失真也仍然能够起到优化作用；
3. 若在上述两种优化方法下，仍然存在不能接受的误差，考虑到出现的概率很小，建议在软件端对采样结果进行检测，并对异常的采样结果进行滤除。

2.3 原因三：最高节输入滤波电阻额外压降

开启均衡时，内部均衡 FETs 的供电均由电池组经 VC16 Pin 提供，如 Figure 8 所示，因此会有额外的电流流过 R₁₇，引入额外的压降，从而导致最高节电芯采样电压比实际值偏低。

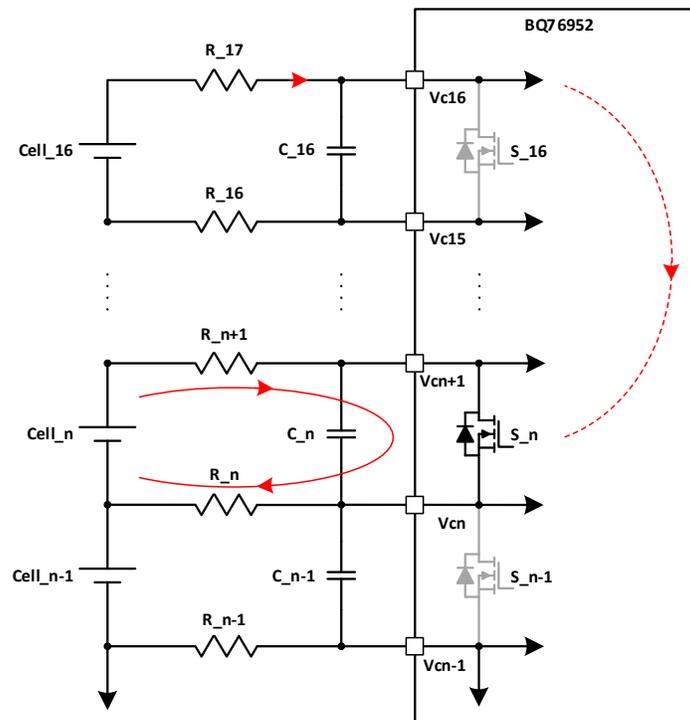


Figure 10. 均衡 FET 供电回路

针对最高节电压采样偏低的问题，有如下两种优化方法：

1. 适当减小滤波电阻 R₁₇

通过减小 R₁₇ 的值可以减小供电电流在其上的压降，从而减小误差。但需要注意的是，R₁₇ 的值仍然需要满足 Figure 6 所示的指标要求。

2. 限制最大允许均衡电芯的数量

通过配置 **Settings:Cell Balancing Config:Cell Balance Max Cells** 可以限制允许同时平衡的电芯的最大数量，开启均衡的数量越少，内部均衡 FET 所需的电流越小，R₁₇ 的压降越小，最高节电压的误差也就越小。

2.4 原因四：稳压管选型问题

BQ76952 的电池输入引脚，除 VC0 以外，VC1~VC16 都支持 85V 耐压，所以在输入端通常不需要再额外安装稳压管去保护电压。但有时出于 ESD 防护以及公司规范，部分客户仍然会选择在电池输入端放置稳压管。但有时会因为稳压管选型不合适，反而会带来电压采样误差的问题。

如前文所述，当 Cell_n 开启均衡，S_n 导通，(V_{cn+2}) - (V_{cn+1}) 的电压如下式所示：

$$V_{cn+2} - V_{cn+1} = V_{cell_{n+1}} + \frac{V_{cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}} \times R_{n+1}$$

而此时若选型的稳压管 D_{n+1} 的稳压电压 V_Z 小于上述电压，即

$$V_Z < V_{cell_{n+1}} + \frac{V_{cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}} \times R_{n+1}$$

则稳压管 D_{n+1} 将工作，如 Figure 8 所示，(V_{cn+2}) - (V_{cn+1}) 的电压差将被钳位在 V_Z，将会引入稳定电流 I_Z，如下式所示：

$$I_Z = \left(V_{cell_{n+1}} + \frac{V_{cell_n}}{R_n + R_{n+1} + R_{dson}} \times R_{n+1} - V_Z \right) \times \frac{1}{R_{n+2}}$$

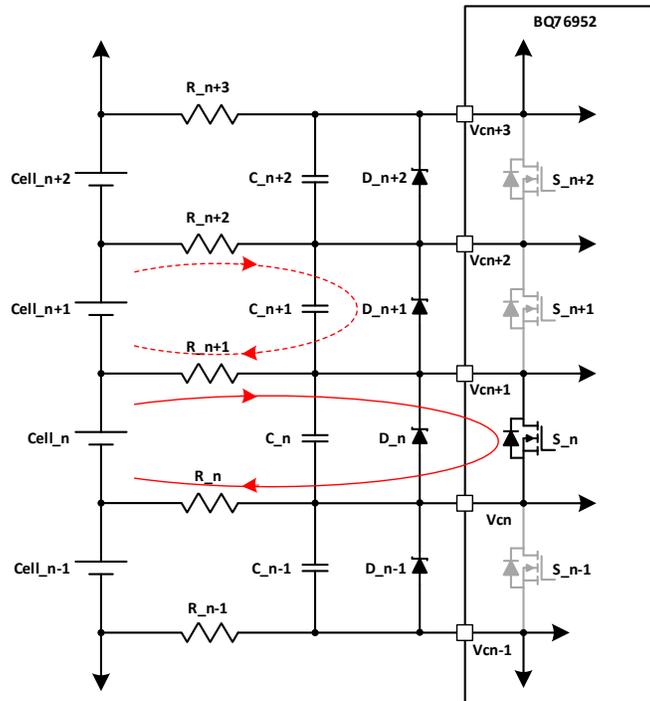


Figure 11. 增加稳压管后的均衡电路

该稳定电流会导致 $(V_{cn+3}) - (V_{cn+2})$ 的电压抬升:

$$V_{cn+3} - V_{cn+2} = I_Z \times R_{n+2} + V_{cell_{n+2}}$$

如 Figure 9 所示, 在 Cell_n 均衡期间, $(V_{cn+3}) - (V_{cn+2})$ 被抬升了 160mV, 因为 Cell_n+2 并不是 Cell_n 的相邻电芯, 在 Cell_n 均衡时, 仍然会进行电压采样, 因此这部分的采样误差会被引入。

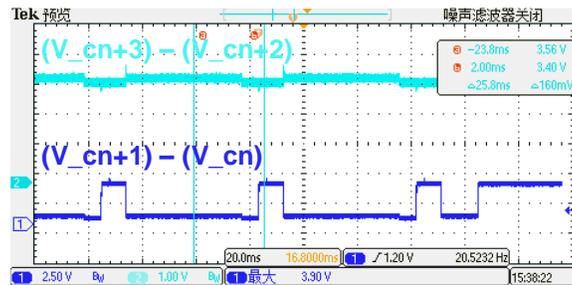


Figure 12. 增加稳压管后的均衡电路

优化方法:

1. 由于 VC1~VC16 都支持 85V 耐压, 所以在实际应用中可以不加稳压管, 也就不会引入误差。
2. 若仍然需要增加稳压管, 建议按如下规则进行选型: a) 若电池包是奇偶均衡方式, 建议稳压管的稳压电压至少大于 $2 \times V_{cell_max}$; b) 若选用全均衡方式, 建议稳压管的稳压电压大于等于 85V。确保在正常的均衡过程中稳压管不会介入工作。

3 参考文献

1. BQ76952 3-Series to 16-Series High Accuracy Battery Monitor and Protector for Li-Ion, Li-Polymer, and LiFePO4 Battery Packs datasheet (SLUSE13A)
2. Cell Balancing With BQ769x2 Battery Monitors (SLUAA81A)
3. 具有精确电池测量和高侧 MOSFET 控制功能的 10 节至 16 节串联电池组参考设计 (TIDA-010208)
4. How to stack battery monitors for high-cell-count industrial applications
5. BQ76952 Evaluation Module User Guide (SLUCC33A)
6. BQ76952 Technical Reference Manual (SLUUBY2A)
7. BQ76200 high-voltage battery pack front-end charge/discharge high-side NFET driver datasheet (SLUSC16B)
8. Multiple FETs with the BQ76952, BQ76942 Battery Monitors
9. 高串数锂电池包短路保护电路的设计及考虑因素 (ZHCAAJ0)
10. 基于 BQ76952 的电池包短路保护 DSG FET 损坏原因及优化方法
11. Using Low-Side FETs with the BQ769x2 Battery Monitor Family
12. 10s-16s battery pack reference design with accurate cell measurement and high-side MOSFET control (TIDA-010208)
13. Multi-Cell 36-48V Battery Management System Reference Design (TIDA-00792)
14. bq76200 Beyond the Simple Application Schematic (SLUA794)
15. Parallel Paths with the BQ76952 Battery Monitor Family

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司