

## 基于 BQ76952 的电池包短路保护 DSG FET 损坏原因及优化方法

厉梦溪 Jayden Li / 檀瑞安 Ryan Tan

FAE East China / SE PDS

### ABSTRACT

锂电池因为具备能量密度高，使用寿命长，污染小等优点而被广泛应用于诸多领域。但不可忽视的是锂电池相比铅酸电池而言，危险性更高，若不慎对待，很容易发生失火，爆炸等危险，因此需要对锂电池组采取各种保护措施，如过压保护，欠压保护，过流保护，短路保护，过温保护等等。而短路保护作为最严格的测试项，在研发测试过程中经常会出现放电 MOS 管损坏的现象，给工程师带来了很大的困扰，本文将基于 BQ76952 的 BMS 系统为例，对短路保护时放电 MOS 损坏的常见原因进行分析，并给出相应的优化方法。

### Contents

<b>1</b>	<b>基于 BQ76952 的 BMS 系统</b> .....	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>放电管 DSG FET 损坏原因分析</b> .....	<b>2</b>
	2.1 原因一：放电管 DS 电压尖峰导致的过压损坏.....	3
	2.2 原因二：放电管关断损耗过大导致的过热损坏.....	4
<b>3</b>	<b>短路保护的优化方法</b> .....	<b>5</b>
	3.1 过压损坏的优化方法.....	5
	3.2 过热损坏的优化方法.....	6
	3.2.1 充电器防反接的原理.....	6
	3.2.2 利用充电器防反接电路加速关断的实现.....	7
<b>4</b>	<b>参考文献</b> .....	<b>10</b>

### Figures

<b>Figure 1.</b>	<b>BQ76952 典型应用电路</b> .....	<b>2</b>
<b>Figure 2.</b>	<b>放电管 DSG FET 关断前后模式</b> .....	3
<b>Figure 3.</b>	<b>放电管 DSG FET 关断后等效电路</b> .....	3
<b>Figure 4.</b>	<b>放电管 DSG FET 关断主要波形</b> .....	4
<b>Figure 5.</b>	<b>放电管 DSG FET 关断模式</b> .....	4
<b>Figure 6.</b>	<b>放电管关断后等效电路 (带有反并二极管)</b> .....	6
<b>Figure 7.</b>	<b>充电器防反接电路</b> .....	6
<b>Figure 8.</b>	<b>充电器反接等效电路</b> .....	7
<b>Figure 9.</b>	<b>带反并二极管的充电器反接等效电路</b> .....	7
<b>Figure 10.</b>	<b>不满足条件的短路保护测试结果</b> .....	8
<b>Figure 11.</b>	<b>满足条件的短路保护测试结果</b> .....	8
<b>Figure 12.</b>	<b>在防反接电路中增加 R3 实现关断速度调节</b> .....	9
<b>Figure 13.</b>	<b>不同 R3 的测试结果</b> .....	9

## 1 基于 BQ76952 的 BMS 系统

Figure 1 所示为 BQ76952 的典型应用电路。当电池包的输出侧发生短路时，即 PACK+和 PACK-短接时，几乎为零的负载阻抗会瞬间带来极大的放电电流，可能会达到几百甚至几千安培，此时当  $V_{SRN} - V_{SRP}$  大于 **Protections: SCD: Threshold**，并持续 **Protections: SCD: Delay**，BQ76952 就会认为检测到短路事件发生，启动短路保护，关断放电管 DSG FET，从而避免因为短路而导致的危险。

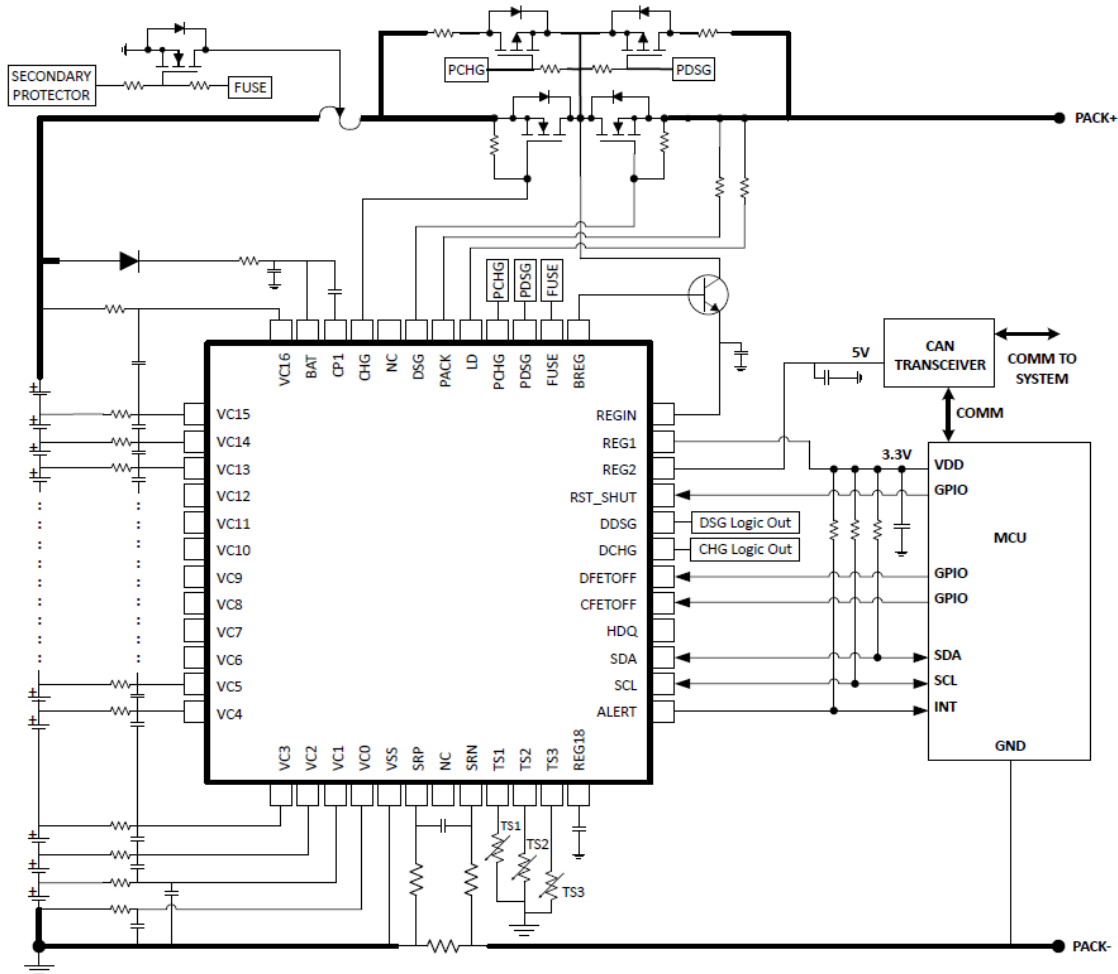


Figure 1. BQ76952 典型应用电路

## 2 放电管 DSG FET 损坏原因分析

放电 MOS 在短路保护过程中损坏主要可归结为两个原因：1. 短路后整个功率回路的寄生电感在短路保护时因巨大的  $di/dt$  产生的感应电动势和电池电压串联，从而导致放电 MOS 的 DS 过压损坏；2. 放电 MOS 管关断损耗过大而导致的过热损坏。

下面对这两个损坏原因分别进行分析。

## 2.1 原因一：放电管 DS 电压尖峰导致的过压损坏

因为真实电路并不是理想电路，功率回路中总是存在一些寄生电感，为了简化分析，本文分别将负载侧和电池侧的寄生电感等效为 L1 和 L2。

则可以将整个 BMS 功率电路等效为 Figure 2 所示的电路模型。在短路保护前后，存在两个模式。

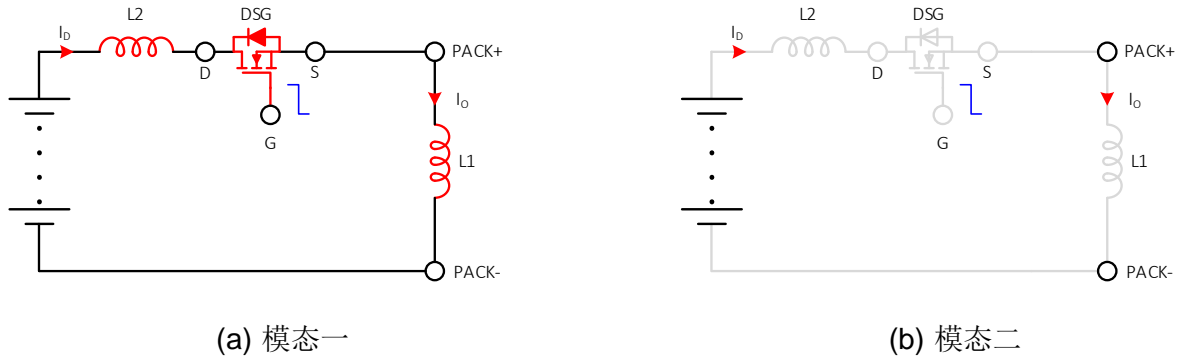


Figure 2. 放电管 DSG FET 关断前后模式

[模式一]: 如 Figure 2(a)所示，在短路保护之前，DSG FET 保持导通，DS 电压为零，电池经过 L1 和 L2 进行大电流放电，放电电流为  $I_o$ ，该电流可达几百甚至几千安培。

[模式二]: 如 Figure 2(b)所示，在短路保护之后，DSG FET 关断，流过 L1 的电流  $I_o$  没有续流回路，几百甚至几千安培的短路电流  $I_o$  在短时间内减小至零，极大的电流变化率会在 L1 上产生很大的感应电压：

$$V_{L1} = L1 \frac{dI_o}{dt}$$

而流过 L2 的电流同样因为没有续流回路，所以流过 L2 的电流也会在短时间内从几百甚至几千安培减小至零，极大的电流变化率同样会在 L2 上产生相应的感应电压：

$$V_{L2} = L2 \frac{dI_o}{dt}$$

则放电 MOS 关断后的等效电路如 Figure 3 所示。

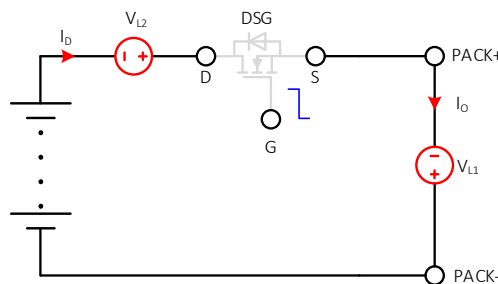


Figure 3. 放电管 DSG FET 关断后等效电路

因此 DS 两端电压可以用如下表达式表达：

$$V_{DS} = V_{L1} + V_{L2} + V_{bat} = L1 \frac{dI_o}{dt} + L2 \frac{dI_o}{dt} + V_{bat}$$

其中  $V_{bat}$  为电池组的电压。因为短路时  $I_o$  特别大，可能会达到几百甚至几千安培，所以尽管  $L1$ ,  $L2$  很小，但是其感应电压仍然很大，因此在放电 MOS 关断瞬间，DS 端会存在很大的电压尖峰，很容易导致放电 MOS 因过压而损坏。

此外，在实际应用中，因为负载侧通常是通过机械插件连接，而电池侧则通常是焊接，所以短路时负载侧的寄生电感  $L1$  往往比电池侧的  $L2$  大得多，因此  $L1$  所产生的感应电动势在上述  $V_{DS}$  的表达式中占主导。

## 2.2 原因二：放电管关断损耗过大导致的过热损坏

忽略寄生电感的影响，MOS 管在关断时的主要波形如 Figure 4 所示，主要可以分为四个模态。而其中因为模态一 ( $t_0-t_1$ ) 的 DS 电压为零，模态四 ( $t_3-t_4$ ) 的电流为零，因此这两个模态都不会产生功耗，所以真正产生功耗的只有模态二和模态三。下面分别对模态二和模态三进行分析。

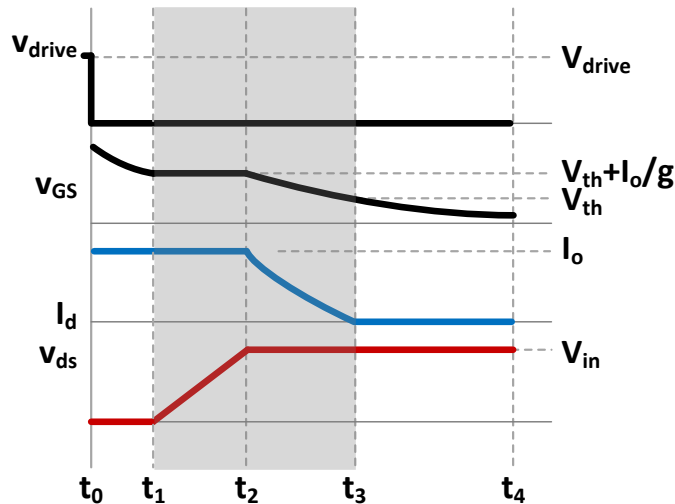


Figure 4. 放电管 DSG FET 关断主要波形

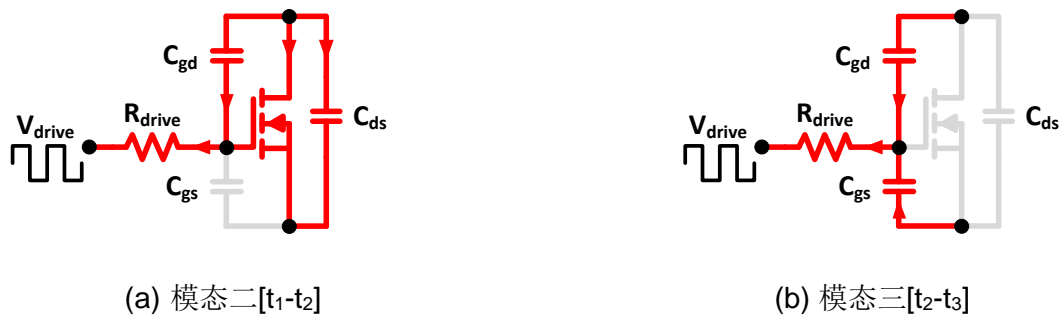


Figure 5. 放电管 DSG FET 关断模态

[模态二:  $t_1$ - $t_2$ ]: 该阶段为 MOS 管的米勒平台, 如 Figure 5 (a)所示, 结电容  $C_{gd}$  和  $C_{ds}$  通过驱动电阻  $R_{drive}$  充电,  $V_{DS}$  电压升高,  $t_2$ 时刻,  $V_{DS}$  达到最大值, 模态二结束。该模态中, 流过放电 MOS 管的电流保持为  $I_o$ , 结电容的充电速度取决于  $R_{drive}$  的大小,  $R_{drive}$  越小, 充电速度越快, 模态二的时间越短。

[模态三:  $t_2$ - $t_3$ ]: 如 Figure 5 (b)所示,  $t_2$ 时刻, 放电 MOS 进入模态三, 流过放电 MOS 管的电流从  $I_o$  开始减小,  $C_{gs}$  经过  $R_{drive}$  放电,  $C_{gd}$  经过  $R_{drive}$  充电,  $v_{GS}$  开始减小。  $t_3$ 时刻, 流过放电 MOS 的电流减小至零,  $v_{GS}$  减小至开启电压  $V_{th}$ , 模态三结束。该模态中, 结电容的充放电速度同样取决于  $R_{drive}$  的大小,  $R_{drive}$  越小, 充放电速度越快, 模态三的时间越短。

根据上述分析, 放电 MOS 在关断瞬间产生的损耗可以用如下表达式近似表达:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} \times V_{in} \times I_o \times (t_3 - t_1)$$

从上述表达式可知,  $t_3$ - $t_1$ 的时间越长, 放电 MOS 在保护瞬间所产生的关断损耗就越大, 就越容易过热损坏。

由上一节的分析可知, 在放电管 DSG FET 关断瞬间, PACK+因寄生电感的感应电压而会存在很大的负压尖峰, 从而将放电 MOS 的 S 极拉至负压, 又因为 BQ76952 的 DSG Pin 的最小电压为 0, 所以一旦满足以下条件:

$$V_{PACK+} - V_{PACK-} < -V_{GStH_{DSG}} + I_o/g$$

放电 MOS 的 G 极电压就会小于 0, 就无法通过 DSG Pin 来泄放结电容上的电压, 而只能通过放电 MOS 管的 GS 两端所并联的稳压管和电阻来泄放, 该电阻主要是用来避免 GS 端的静电聚集, 防止误开通, 该电阻一般会取比较大, 因为较小的 GS 电阻会增加 BQ76952 充电泵的直流负载, 而 BQ76952 不建议较大直流负载, 所以该 GS 电阻通常为兆欧级电阻, 如参考文献 3 和参考文献 4 中都选用的 10 兆欧, 所以结电容的充放电电流都是  $\mu A$  级别, 所以整个关断时间就会很慢, 从而在关断过程中产生大量的热损耗, 导致 MOS 管过热损坏。

综上所述, 在短路保护瞬间导致放电 MOS 损坏的原因有二: 1. 过压损坏: 寄生电感产生的感应电压尖峰导致放电 MOS 的 DS 端电压过压而损坏; 2. 过热损坏: 放电 MOS 关断时间太慢使得关断损耗太大而导致的过热损坏。

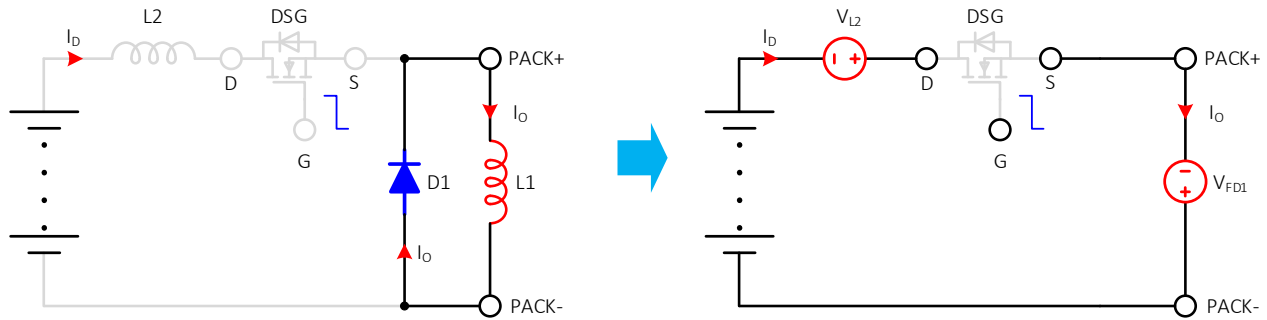
### 3 短路保护的优化方法

为了避免上述原因导致短路保护时, 放电 MOS 损坏。本文分别对上述两种诱因提出了对应的优化方法, 下面对优化的方法进行介绍。

#### 3.1 过压损坏的优化方法

如前文所述, 短路时负载侧的寄生电感  $L_1$  往往比电池侧的  $L_2$  大得多, 因此本文着重针对  $L_1$  所产生的感应电压尖峰进行优化。

优化的方法是在 PACK+和 PACK-之间反并二极管, 如 Figure 6 所示。这样当放电管 DSG FET 关断后, 反并二极管 D1 给流过  $L_1$  的短路电流提供了一个额外的续流回路,  $L_1$  上的能量就会经过 D1 进行泄放, 这样, PACK+的电压就会被钳位在 D1 的正向导通压降  $V_{FD1}$ , 等效电路如 Figure 6 所示。



**Figure 6. 放电管关断后等效电路 (带有反并二极管)**

因此增加了反并二极管之后，DS 两端电压可以用如下表达式表达：

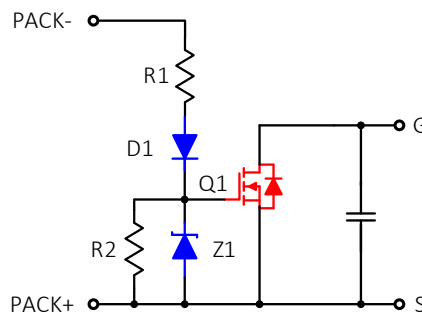
$$V_{DS\_D1} = V_{L2} + V_{FD1} + V_{bat} = L2 \frac{di_o}{dt} + V_{FD1} + V_{bat}$$

相比未在 PACK 端增加反并二极管时，由寄生电感 L1 所带来的感应电压尖峰被 D1 钳位，放电 MOS 的 DS 应力大幅降低，避免了放电 MOS 在短路保护时的过压损坏。

此外还应该注意 PCB 的布线，避免引入过大的寄生电感 L2，尽量减小由 L2 所产生的感应电压  $V_{L2}$ 。

### 3.2 过热损坏的优化方法

其实在 TI 的 EVM 中引入了 Figure 7 所示充电器防反接电路。本文将利用该充电器防反接电路针对过热损坏进行优化。



**Figure 7. 充电器防反接电路**

下面首先对该电路实现充电器防反接的工作原理进行介绍。

#### 3.2.1 充电器防反接的原理

Figure 8 所示为充电器反接时的等效电路。其中， $V_{charger}$  为充电器电压。CHG 和 DSG 分别为充电 MOS 和放电 MOS。

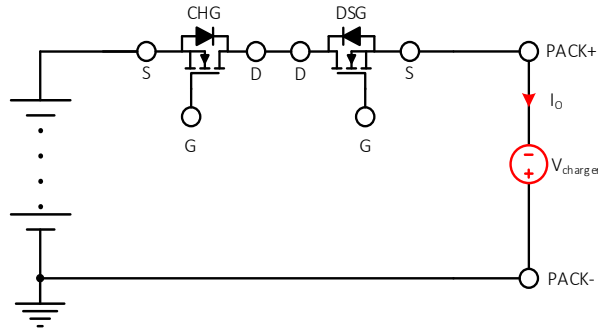


Figure 8. 充电器反接等效电路

因为此时 DSG FET 为关断状态，DSG Pin 对 VSS 放电至 LD Pin 电压，但因为 LD 最低只能到 0V，所以 DSG Pin 会维持在 0V，而 PACK+ 电压却被充电器强制拉低至  $-V_{\text{charger}}$ ，因此 DSG FET 的 G 极和 S 极之间承受正压而导通 (DSG FET 的 GS 端存在稳压管，所以不会损坏)，因此若不添加充电器防反接电路，在反接充电器后，电池反而会以较大电流进一步放电，导致电芯欠压损坏，并且该放电电流会给充电器的输出电容充电，可能会导致充电器过压损坏。增加了 Figure 7 所示的防反接电路之后， $V_{\text{charger}}$  会迫使 Q1 导通，DSG FET 的 GS 两端电压就会被 Q1 强制拉低，从而使得 GS 电压保持为零，迫使 DSG FET 无法开通，避免了因为充电器反接后电池进一步放电。

以上便是充电器防反接电路的工作原理。

但如前文所述，因为为了避免 DSG FET 过压损坏，实际已经在 PACK+ 和 PACK- 之间反接了二极管。该二极管其实是具备充电器防反接能力的，如 Figure 9 所示，其中  $I_{C\_MAX}$  为充电器最大输出电流。在充电器反接时，二极管 D1 会导通，充电器会通过 D1 以限流值放电，比如 10A，此时 D1 的正向导通压降  $V_{FD1}$  通常比较小，如 1V，不足以打开 DSG FET。

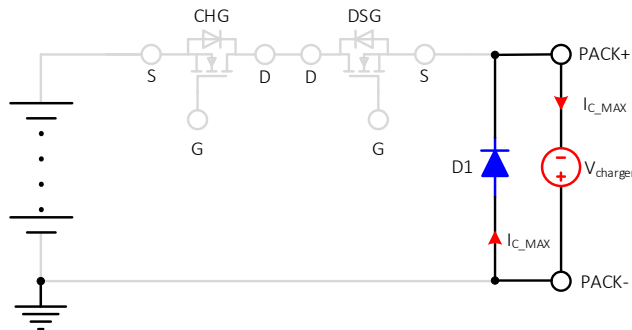


Figure 9. 带反并二极管的充电器反接等效电路

但根据二极管的导通特性可知，因为短路保护时，短路电流特别大，所以在续流二极管 D1 上产生的导通压降就会更大一些，可能超过 5V 甚至达到 10V，达到了 DSG FET 的开启电压，所以在短路保护时仍然会存在 DSG FET 关断速度慢的问题。

### 3.2.2 利用充电器防反接电路加速关断的实现

因为在短路时产生的负压和充电器反接相似，所以我们可以利用 Figure 7 所示电路加速放电 MOS 关断过程，优化短路保护时 DSG FET 过热损坏的问题。

当短路保护时，PACK+所产生的负压使得 Q1 导通，从而为放电 MOS 管的结电容提供了一条更快的放电回路，缩短了 Figure 4 中  $t_3-t_1$  的时间，加快了保护速度，减小了热损耗，避免放电 MOS 因为过热而损坏。

与应用在防反接时不同，为了保证在短路保护时，Figure7 所示电路确实能够启动工作，对电路中的各元件的参数提出一定的要求，需要进行合理的设计：

条件一：需要保证实际应用中关心的短路保护电流所对应的负压足够开启 Q1，即

$$V_{Gsth\_Q1\_Max} < \frac{(V_{PACK-} - V_{PACK+} - V_{FD1}) \times R_2}{R_1 + R_2}$$

其中， $V_{Gsth\_Q1\_Max}$  为 Q1 的最大开启电压， $V_{FD1}$  为 Figure 7 中 D1 在保护时电流大小条件下的导通压降。

条件二：需要保证在达到 DSG FET 开启电压之前，Q1 就已经开启，即

$$V_{Gsth\_Q1\_Max} < \frac{(V_{Gsth\_DSG\_Min} - V_{FD1}) \times R_2}{R_1 + R_2}$$

其中， $V_{Gsth\_DSG\_Min}$  为 DSG FET 最小的开启电压。

如不满足条件二，DSG FET 就会在 Q1 导通前进入可变电阻区，即 Figure 4 中  $t_1-t_3$  所对应的工作区域，Figure 7 电路就不会被触发工作，对短路保护没有实际优化效果。

Figure 10 所示为不满足上述条件时，短路保护的测试结果。可以看到，DSG FET 关断时间超过 48us。

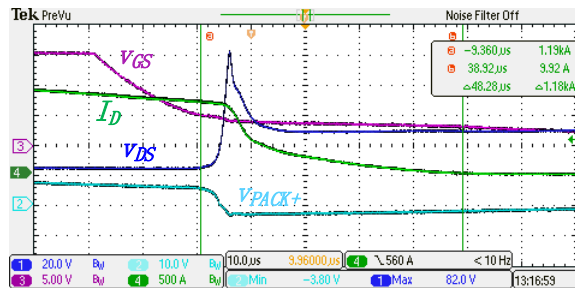


Figure 10. 不满足条件的短路保护测试结果

Figure 11 所示为满足上述条件时，短路保护的测试结果。可以看到，防反接电路工作，DSG FET 关断时间被大幅缩短至 8us。

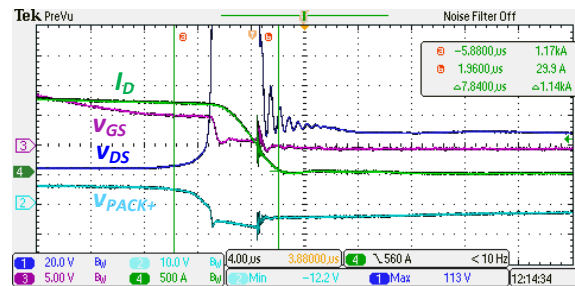


Figure 11. 满足条件的短路保护测试结果



但因为关断速度太快，DS 的电压仍然很大，存在击穿的风险。这是因为关断速度越快，dt 越小，所以 L2 上的感应电压就越大，所以  $V_{DS}$  就越大。

$$V_{DS} = L2 \frac{dI_O}{dt} + V_{bat} + V_{FD1}$$

因此建议在 Figure 7 的电路中增加 R3，如 Figure 12 所示。通过调整 R3 的大小对充放电的速度进行调整。

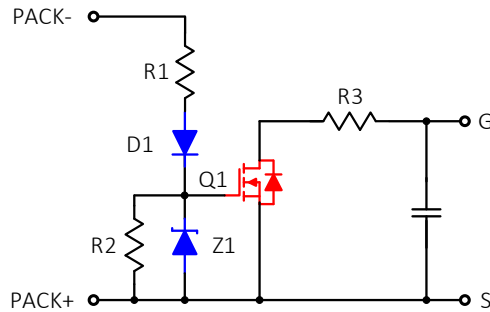
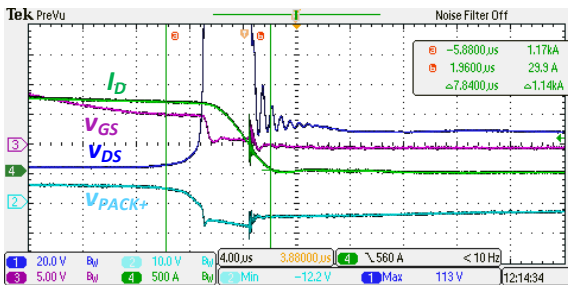
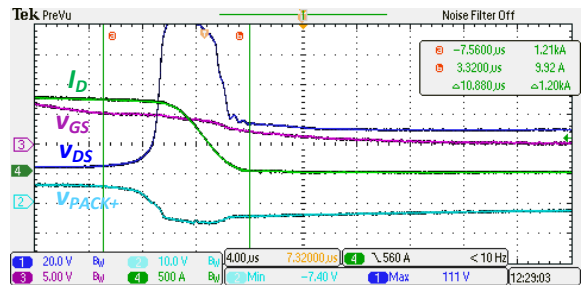


Figure 12. 在防反接电路中增加 R3 实现关断速度调节

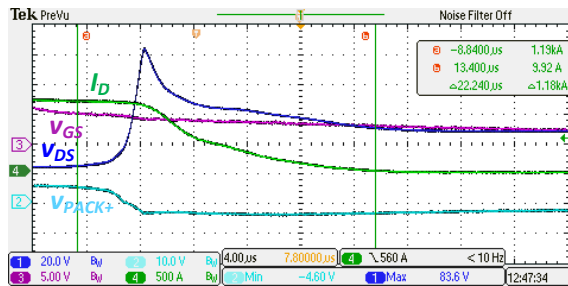
Figure 13 所示为不同 R3 时，短路保护的测试结果。从实验结果可以看到，R3 越小，充放电电流越大，放电 MOS 关断速度越快。



(a) R3=0Ω, Δt=7.84us,  $V_{DSmax}$ =113V



(b) R3=510Ω, Δt=10.88us,  $V_{DSmax}$ =111V



(c) R3=2.4kΩ, Δt=22.24us,  $V_{DSmax}$ =83.6V

Figure 13. 不同 R3 的测试结果

综上，为了避免过温损坏，建议在满足条件一和条件二的前提下，根据实际应用，结合 MOS 的电压应力和温度应力，选择合适的电阻 R3。

## 4 参考文献

1. 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)
2. 高串数锂电池包短路保护电路的设计及考虑因素 (ZHCAAJ0)
3. BQ76952 3-Series to 16-Series High Accuracy Battery Monitor and Protector for Li-Ion, Li-Polymer, and LiFePO4 Battery Packs datasheet (SLUSE13A)
4. BQ76952 Technical Reference Manual (SLUUBY2A)
5. BQ76952 Evaluation Module User Guide (SLUCC33A)

## 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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司