

## 摘要

肖特基二极管广泛用于电源系统设计，可在各种输入电源故障条件下提供保护，并通过并联电源提供系统冗余。汽车电源系统设计使用功率肖特基二极管，可在电池反向和各种汽车电气瞬变条件下提供保护。工业系统传统上采用肖特基二极管提供反极性保护以防止现场电源接线错误，并提供对雷电和工业浪涌的抗扰能力。

常用的工业系统、电信服务器、存储和基础设施设备均采用肖特基二极管来提供系统冗余，或通过对两个或更多电源采用 ORing 电路来增加功率容量。然而，肖特基二极管的正向压降会在大电流下产生显著的功率损耗，从而更需要使用散热器和更大 PCB 空间来进行热管理。正向传导损耗和相关的热管理会使效率降低，并使系统成本和空间增加。随着系统功率水平的提高以及功率密度需求的增加，肖特基二极管不再是新一代高性能系统设计的优先选择。

本应用手册重点介绍了采用肖特基二极管或 P 沟道 MOSFET 的传统输入电池保护解决方案的局限性，并讨论了如何使用德州仪器 (TI) 的理想二极管控制器来提高电池输入保护应用和电源 ORing 应用的效率和性能。

## 内容

1 引言	2
2 电池反向保护	2
3 ORing 电源	3
4 采用 MOSFET 实现电池反向保护	4
5 反极性保护与反向电流阻断	6
6 什么是理想二极管控制器？	8
7 使用理想二极管控制器实现汽车瞬态保护	14
8 采用理想二极管控制器的 ORing 电源	17
9 集成式理想二极管解决方案	20
10 总结	21
11 参考文献	21
12 修订历史记录	22

## 插图清单

图 2-1. 反接电池：损坏 MCU 或直流/直流转换器	2
图 2-2. 反接电池：损坏极化电容器	2
图 2-3. 采用肖特基二极管实现电池反向保护	3
图 2-4. 肖特基二极管对电池反向条件的响应	3
图 3-1. 二极管 ORing	4
图 4-1. 采用 P 沟道 MOSFET 实现电池反向保护	4
图 4-2. 动态反极性 - 肖特基二极管	5
图 4-3. 动态反极性 - P 沟道 MOSFET	5
图 4-4. 输入短路 - 肖特基二极管	5
图 4-5. 输入短路 - P 沟道 MOSFET	5
图 4-6. 交流叠加测试 - 肖特基二极管	6
图 4-7. 交流叠加测试 - P 沟道 MOSFET	6
图 4-8. 采用 N 沟道 MOSFET 实现电池反向保护	6
图 5-1. 反极性保护控制器和理想二极管控制器的典型应用用例	7
图 5-2. 基于 P 沟道 MOSFET 和 LM74500-Q1 的反极性保护解决方案的性能比较	8
图 6-1. 理想二极管控制器 - 典型应用原理图	9
图 6-2. 理想二极管控制器方框图	10

图 6-3. 正向电压与负载电流间的关系.....	11
图 6-4. 功率耗散与负载电流间的关系.....	11
图 6-5. LM74700-Q1 对输入短路的响应.....	12
图 6-6. LM74700-Q1 的快速负载瞬态响应.....	13
图 6-7. 200V 无抑制负载突降保护应用电路.....	13
图 6-8. LM74701-Q1 在 VDS 钳位模式下运行.....	14
图 7-1. 采用 LM74700-Q1 实现电池反向保护.....	15
图 7-2. LM74700-Q1 对静态反极性的响应.....	15
图 7-3. LM74700-Q1 对 ISO 7637-2 脉冲 1 的响应.....	16
图 7-4. LM74700-Q1 对输入微短路的响应.....	16
图 7-5. LM74700-Q1 交流叠加测试.....	17
图 8-1. 典型的 OR-ing 应用.....	18
图 8-2. ORing $V_{IN1}$ 切换到 $V_{IN2}$ .....	18
图 8-3. ORing $V_{IN1}$ 切换到 $V_{IN2}$ .....	18
图 8-4. ORing $V_{IN2}$ 切换到 $V_{IN1}$ .....	19
图 8-5. ORing $V_{IN2}$ 切换到 $V_{IN1}$ .....	19
图 8-6. ORing - $V_{IN2}$ 故障和切换到 $V_{IN1}$ .....	19
图 8-7. ORing - $V_{IN2}$ 故障和切换到 $V_{IN1}$ .....	19
图 9-1. LM66100 反向电流阻断电路.....	20
图 9-2. 反向电流阻断波形.....	20
图 9-3. LM66100 ORing 解决方案.....	20
图 9-4. LM66100 从 IN1 切换到 IN2.....	21

## 表格清单

表 6-1. 线性调节控制与迟滞开/关控制.....	9
表 9-1. LM66100 比较.....	21

## 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 引言

本应用报告将讨论使用肖特基二极管或 P 沟道 MOSFET 提供前端输入保护（例如电池反向保护、反向电流阻断和输入微短路期间的保护）的传统方法。接下来，本报告将讨论 ORing 电源如何提供电源冗余并增加功率容量。本报告将详细讨论现有方法的缺点，以及将 TI 理想二极管控制器用于输入保护和 ORing 应用的优点。

## 2 电池反向保护

在前端电源系统设计中，直接使用电池电源运行的模块或子系统需要防止电池反接，或防止在感性负载与电池断开连接期间出现动态反极性条件。在汽车电池维护期间或车辆跨接启动过程中，电池在重新安装过程中会发生反极性连接，并会导致连接的子系统、电路和组件遭到损坏。图 2-1 显示了反接的电池。发生这种情况时，巨大的电流将流过微控制器、直流/直流转换器或其他集成电路的 ESD 二极管，从而使电池连接的子系统严重受损。如图 2-2 所示，电池反接会损坏电解电容器等极化元件。

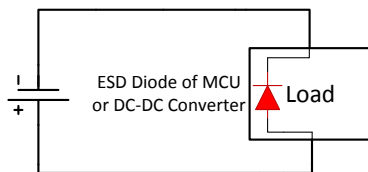


图 2-1. 反接电池：损坏 MCU 或直流/直流转换器

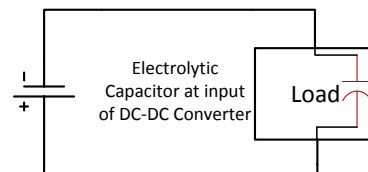


图 2-2. 反接电池：损坏极化电容器

乘用车和商用车配备 12V 或 24V 电池，在车辆的使用寿命期间，通过 12V 或 24V 电池供电的子系统会在其电源线路上承受各种电气瞬变。汽车 EMC 测试标准（例如 ISO 7637-2 和 ISO 16750-2 等）指明了电气瞬变规格和测试方法，并就相应瞬变的抗扰度进行性能分类。电池反向保护解决方案有望保护电气子系统免受瞬态影响，并满足每个子系统所需的性能水平。传统上采用肖特基二极管提供电池反向保护，并防止损坏电池连接的子系统。

## 2.1 采用肖特基二极管实现电池反向保护

实现电池反向保护的简单方法是在系统电源路径的输入端添加一个串联二极管。图 2-3 显示了如何使用肖特基二极管实现电池反向保护。当电池安装正确时，负载电流沿二极管正向流动。如果安装电池时出现极性错误，二极管将被反向偏置并会阻止反向电流，从而保护负载免受负电压的影响。

图 2-4 显示了对输入端反极性条件的响应。当 12V 输入快速反转至 -20V 时，输出电压保持不变，不会立即崩溃或跟随负输入，因为肖特基二极管会被反向偏置并会使输出与负电压隔离。放置在输出端的大容量电容器可防止输出立即下降，并可在输入电源恢复之前为负载供电一小段时间。

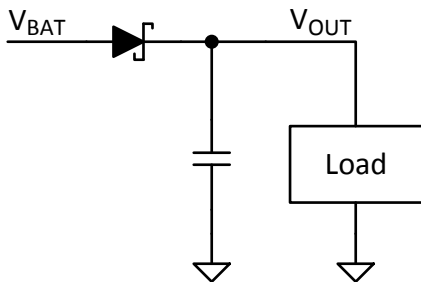


图 2-3. 采用肖特基二极管实现电池反向保护

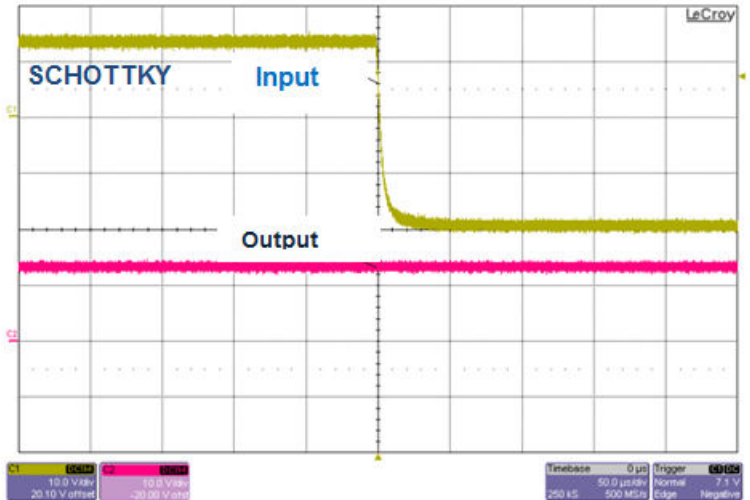


图 2-4. 肖特基二极管对电池反向条件的响应

使用肖特基二极管进行电池反向保护的缺点包括：

- 功率耗散：在较高的负载电流下，正向传导会造成显著的效率损失。
- 热管理：需要使用散热器来管理功率耗散，因此会增加成本和空间。
- 反向漏电流：高压肖特基二极管的反向漏电流随结温升高而急剧增加，导致反向导通期间的功率耗散更高。
- 下游电源转换器的裕量：在汽车冷启动期间，电池电压降至 3V，而在热启动期间降至 4V。正向压降会减少后续电源转换器的裕量，因此在 3V 或 4V 冷启动运行期间需要使用工作电压范围更宽的电源转换器。所以，需要在二极管之后使用输入电压范围更宽的直流/直流升压转换器。

在使用大容量保持电容器的系统上，启动期间的浪涌电流会很大，并且不得超过最大二极管电流。在选择散热布局或散热器时需要考虑这一点。

## 3 ORing 电源

肖特基二极管传统上用于实现两个或更多电源的 ORing 电路，从而增加系统冗余或增加 N+1 配置中的电源容量。通常，在 N+1 冗余配置中使用肖特基二极管并联多个电源单元 (PSU)。至少需要“N”个电源来为负载供电，并提供一个额外的电源单元以在发生单点故障（一个电源单元发生故障）的情况下作为冗余。具有较高电压的电源将提供负载所需的大部分或全部功率。为了在电源之间实现几乎平均的负载共享，需要调整电源直流设定点以紧密匹配其他单元。

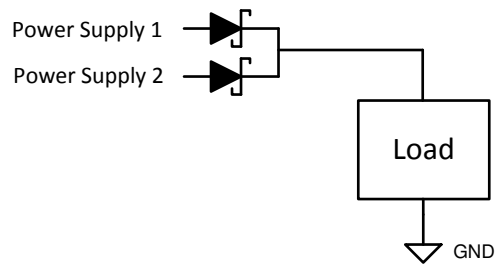

**图 3-1. 二极管 ORing**

图 3-1 显示了双 ORing 方案，其中采用两个 PSU 通过两个肖特基二极管为负载供电。当其中一个电源发生故障且其输入短路时，其路径中的肖特基二极管将被反向偏置，并将另一个电源与故障相隔离。负载完全由正常工作的电源保持供电，直到更换掉发生故障的单元。

**负载共享：**两个电源之间的负载共享主要取决于肖特基二极管的正向电压差和两个电源之间的电压差。具有较高电压和较低正向电压肖特基二极管的电源将承载大部分电流。肖特基二极管的正向压降具有负温度系数，并且随着温度的升高而减小。这会导致单个电源承载整个负载电流，但第二个电源仍然存在，并造成结温  $T_J$  升高。因此，需要在两个二极管之间进行慎重的散热器设计和热管理。

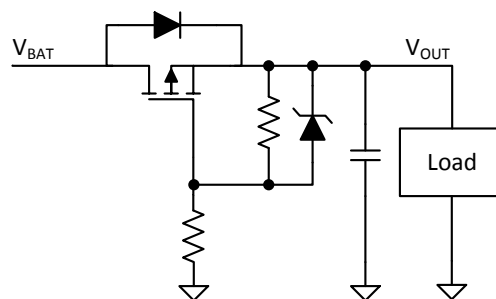
**功率耗散和热管理：**除了功率耗散和相关热管理等关键问题外，如果热设计不当，高温下的反向漏电流会导致效率损失并引起热耗散情况。高压肖特基二极管的反向漏电流随温度升高急剧增加。例如，额定电压为 60V 的肖特基二极管 STPS20M60S 在 150°C 时的反向漏电流为 100 mA，因此，-60V 时的功耗为 6W。考虑这样一种情况：由于肖特基二极管的正向电压差或电源直流设定点偏移，只有一个电源完全提供负载电流。如果这个（第一个）电源发生故障，第二个电源将接管第一个电源并为整个负载供电，但第一个电源的肖特基二极管在关断前具有较高的  $T_J$ ，并传导较大的反向漏电流。这可能导致热耗散情况，其中肖特基二极管继续传导增加的反向电流并会受损。肖特基二极管损坏和电源发生故障会拉低整个电源系统，从而导致系统故障。即使通过慎重的散热器设计避免了热耗散，反向传导中的持续功率耗散也会导致不必要的功率损耗。

## 4 采用 MOSFET 实现电池反向保护

在本节中，我们将讨论使用 P 沟道 MOSFET 和 N 沟道 MOSFET 实现的电池反向保护及其优缺点。

### 4.1 采用 P 沟道 MOSFET 实现电池反向保护

肖特基二极管可以替换为 P 沟道 MOSFET 以提供电池反向保护，如图 4-1 所示。为了降低二极管的正向压降，可以将肖特基二极管替换为 P 沟道 MOSFET，并使其体二极管与肖特基二极管的方向相同。在电池正常工作期间，MOSFET 的体二极管将被正向偏置，并导通很短的时间，直到栅极电压被拉至源极以下时将 MOSFET 导通。当电池极性反转时，栅源电压变为正电压，并将 MOSFET 关断，从而保护下游电路免受负电压的影响。


**图 4-1. 采用 P 沟道 MOSFET 实现电池反向保护**

在输入快速由正变负的动态反极性期间，在栅源电压变为正电压而导致输入开始变为负时，P 沟道 MOSFET 将关断。还需要注意，输出也将接近或低于系统接地的二极管压降，并保护下游直流/直流转换器免受负电压的影响。由于这种 P 沟道 MOSFET 保护功能不会阻止反向电流流回输入端，保持电容器将放电。可以添加一个额外的电路来检测输入和输出之间的电压差，并在输入低于输出时关断 MOSFET，但需要增加成本和布板空间。

在图 4-3 中，当发生输入从 12V 快速变为 -20V 的动态反极性条件时，P 沟道 MOSFET 电路会保护输出免受这种情况的影响。在初始反向电压持续 50  $\mu$ s 后，输出仍然免受负电压的影响。请注意，由于缺少反向电流阻断功能，输出将完全放电，并且所有保持电容器都会放电。

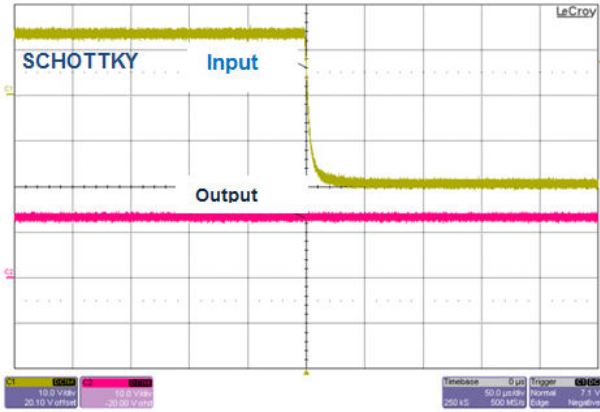


图 4-2. 动态反极性 - 肖特基二极管

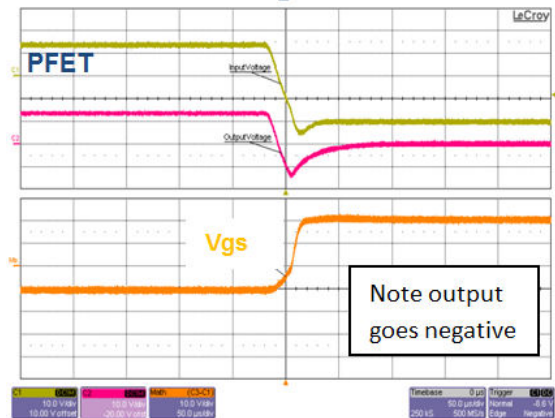


图 4-3. 动态反极性 - P 沟道 MOSFET

## 4.2 输入短路和电源中断

图 4-4 和图 4-5 显示了 P 沟道 MOSFET 与肖特基二极管在输入短路或中断期间的性能比较情况。在输入短路期间，肖特基二极管会快速反向偏置，并阻止反向电流回流到短路的输入端。输出与输入短路隔开，输出端的保持电容器为负载提供备用电源，使得输出电压下降。消除输入短路后，负载通过肖特基二极管供电。

在图 4-5 中，当栅源电压超过 MOSFET 的  $V_{TH}$  (接近 0V) 时，P 沟道 MOSFET 将关断。由于缺乏反向电流阻断功能，输出电压会大幅下降。

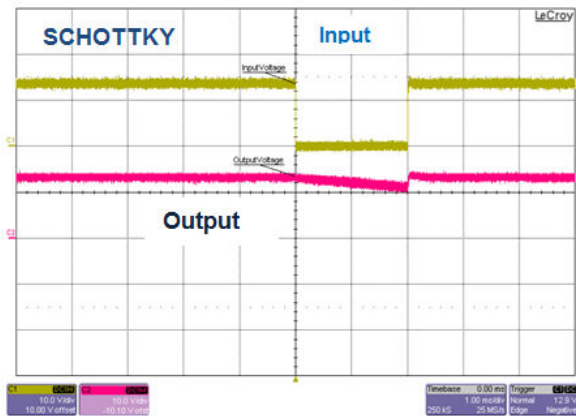


图 4-4. 输入短路 - 肖特基二极管

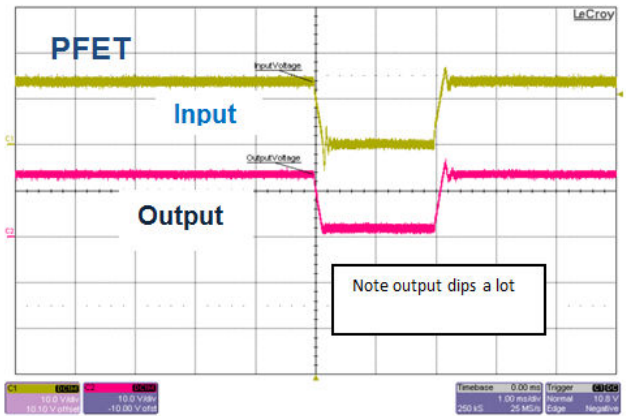


图 4-5. 输入短路 - P 沟道 MOSFET

## 4.3 线路干扰期间的二极管整流

在汽车系统中，电池线路在车辆正常运行期间会受到各种干扰和瞬变的影响。其中一项关键测试是被称为“交流叠加测试”的电源线路干扰测试。此测试在电池电源线路上施加峰-峰值为 2V - 4V 且频率在 20Hz 至 30KHz 之间的交流干扰，此时，子系统应能够正常运行而没有任何功能损失。

肖特基二极管通过阻断反向电流来对交流线路干扰进行整流。图 4-6 显示了整流后的输出和输入电流；此电流由于注入的交流线路干扰而增加了交流分量。由于与正向压降相乘的 RMS 电流增加，肖特基二极管上的功率耗散增加。为了在交流叠加测试期间可靠运行，需要管理这些额外的热量。

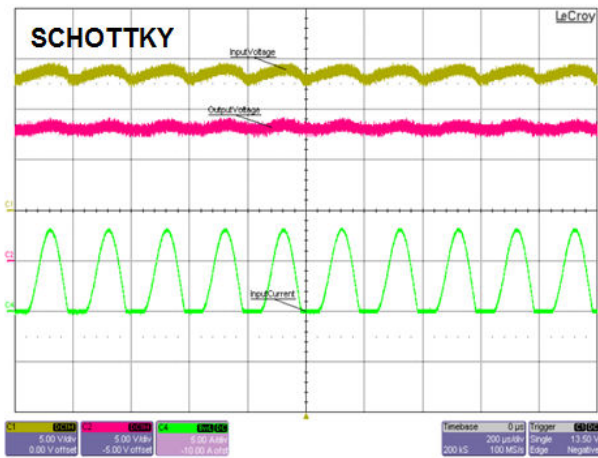


图 4-6. 交流叠加测试 - 肖特基二极管

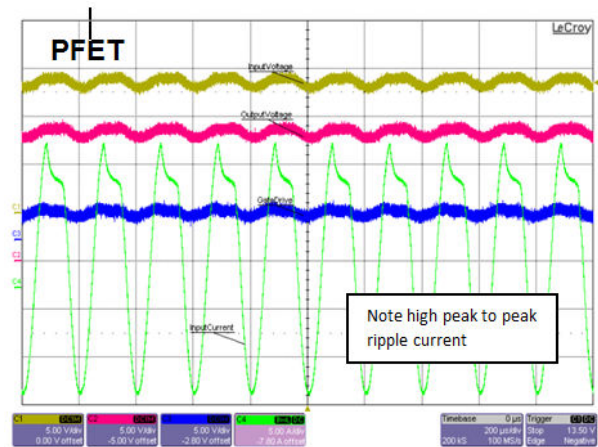


图 4-7. 交流叠加测试 - P 沟道 MOSFET

图 4-7 显示了 P 沟道 MOSFET 电路的性能。由于 P 沟道 MOSFET 不会阻断反向电流，因此不会对线路干扰进行整流，进而会导致 RMS 输入电流增加。由于 MOSFET 保持导通，正向压降较低，MOSFET 上的功率耗散可能不是主要问题，但是，输出电解电容器的 RMS 电流会因 ESR 而在电容器上产生额外的热量。为防止电容器因过热而损坏，可将所需电容拆分到多个并联电容器以降低 ESR。这种做法会增加系统成本和空间。

为了进行整流，可使用基于外部比较器的方法添加反向电流阻断功能，但这会增加成本和空间。

#### 4.4 采用 N 沟道 MOSFET 实现电池反向保护

电池反向保护的另一种方法是在低侧（例如接地返回路径）使用 N 沟道 MOSFET。工作原理类似于图 4-1 中的 P 沟道 MOSFET。在正常工作期间，MOSFET 的体二极管将被正向偏置并导通，直到 MOSFET 导通。当电池输入通过限流电阻对栅极充电时，MOSFET 会快速导通。在静态电池反向或动态电池反向条件下，当电池输入开始变为负后，由于栅源电压开始低于 MOSFET  $V_{th}$  并变为负，MOSFET 将关断。

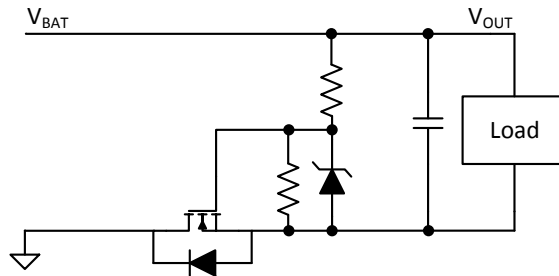


图 4-8. 采用 N 沟道 MOSFET 实现电池反向保护

节 4.1 描述了动态反极性期间的性能类似于 P 沟道 MOSFET 解决方案。但是，并非所有系统都能承受开/关或负载电流瞬变期间的系统接地电压跳跃，因此在系统设计期间需要考虑这一因素。

### 5 反极性保护与反向电流阻断

电池反向保护涉及两个方面的保护：通常称为反极性保护 (RPP) 和反向电流阻断 (RCB)。反极性保护也称反向连接保护 (RHP)，可在电池反向连接期间输入端出现负电压或在感性负载与电池断开连接期间出现动态反极性条件时，防止负载损坏。反极性保护不一定会阻止反向电流从负载或下游直流/直流转换器流入电池。在许多汽车子系统中，大容量保持电容器用于在电池线路短暂中断或电池输入短路期间提供足够的备用电源，从而使子系统不间断运行或在关闭前执行存储器转储等维护类辅助控制任务。反向电流阻断可防止反向电流从负载流回电池，并允许保持电容器为子系统提供额外的备用时间，以便在各种动态反向电池条件或短暂中断期间正常工作。

使用肖特基二极管进行电池保护与使用 P 沟道 MOSFET 进行保护之间的一个关键区别在于，肖特基二极管始终会阻断从负载流回电池的反向电流，并提供固有的反向极性保护和反向电流阻断功能。当电池的端子接反时，肖特基二极管会被反向偏置，并阻止反向电流使连接到负载的保持电容器放电。这样就会自然而然地将负载与负输入电压隔离，并为负载提供反极性保护。

图 4-1 或图 4-8 中所示的电池保护解决方案不会阻止反向电流流回电池，因为 MOSFET 在电池电压接近 MOSFET 的  $V_{th}$  时会关断，而不是在电池电压开始下降时立即关断。在电池发生输入微短路期间，保持电容器可能会放电至低于下游直流/直流转换器 UVLO 的电压，从而导致子系统复位。

### 5.1 反极性保护控制器与理想二极管控制器

反极性保护控制器与外部 N 沟道 MOSFET 搭配使用时，可提供低损耗保护，防止输入电源反接。反极性保护控制器不提供反向电流阻断功能，适用于仅需要输入反极性保护的应用。

理想二极管控制器与外部 N 沟道 MOSFET 搭配使用时，可提供低损耗保护，既可防止输入电源反接，也可阻断反向电流从输出负载流回输入端。理想二极管控制器适用于同时需要输入反极性保护和反向电流阻断的应用。

图 5-1 概述了反极性保护控制器和理想二极管控制器的典型应用用例。对于输出负载为直流/直流转换器、稳压器后跟 MCU/处理器（逻辑路径）的应用，通常需要输入反极性保护和反向电流阻断功能。对于逻辑路径的反极性保护解决方案，适合使用 LM74700-Q1 等理想二极管控制器器件。

对于可能会将能量输送回输入电源的负载（例如车身控制模块 (BCM) 负载驱动路径），需要输入反极性保护，但反向电流阻断不是必需的特性。对于类似应用的反极性保护，适合使用 LM74500-Q1 等反极性保护控制器器件。

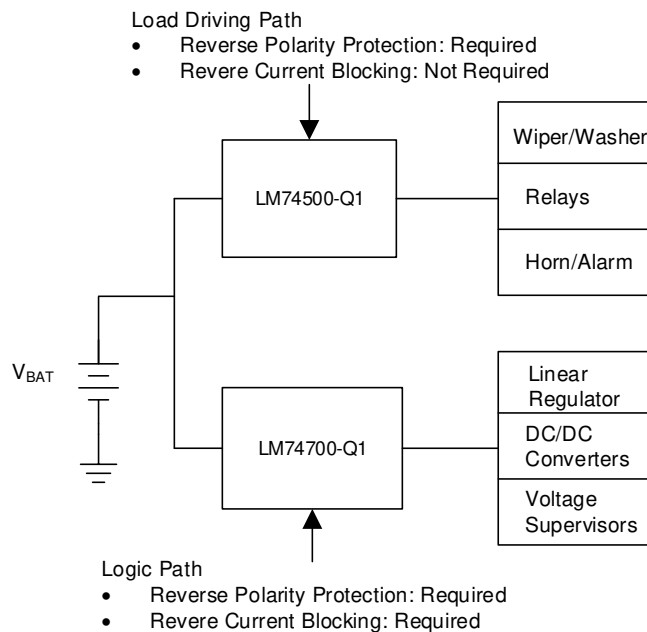


图 5-1. 反极性保护控制器和理想二极管控制器的典型应用用例

### 5.2 基于 P 沟道和反极性保护控制器的解决方案的性能比较

基于 P 沟道 MOSFET 的反极性保护是工业和汽车应用中非常常用的方案，用于实现低插入损耗保护解决方案。通过将 LM74500-Q1 与外部 N 沟道 MOSFET 结合使用来替代基于 P 沟道 MOSFET 的解决方案，可以实现低损耗反极性保护解决方案。与基于 P 沟道 MOSFET 的解决方案相比，基于 LM74500-Q1 的反极性保护解决方案提供更好的冷启动性能（以低输入电压运行）和更小的解决方案尺寸。图 5-2 比较了 LM74500-Q1 + N 沟道 MOSFET 与基于传统 P 沟道 MOSFET 的反极性保护解决方案的性能优势。

如图 5-2 所示，对于给定的功率水平，LM74500-Q1 + N 沟道 MOSFET 解决方案的尺寸可以只有具有类似额定功率的 P 沟道 MOSFET 解决方案的三分之一。此外，P 沟道 MOSFET 通过将其栅极引脚拉低的简单方法来实现自偏置，因此与 LM74500-Q1 相比，P 沟道 MOSFET 表现出较差的冷启动性能（以低输入电压运行）。在电池电压低于 4V 的严苛冷启动期间，P 沟道 MOSFET 串联电阻急剧增加，如图 5-2 所示。这会导致 P 沟道 MOSFET 上的压降更高。此外，由于栅源电压阈值 ( $V_T$ ) 较高，有时关断 P 沟道 MOSFET 会导致系统复位。另一方面，LM74500-Q1 具有出色的严苛冷启动性能。LM74500-Q1 使外部 FET 保持完全增强，即使在严苛冷启动运行期间输入电压降至 3.2V 也是如此。

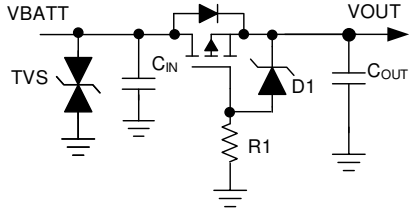
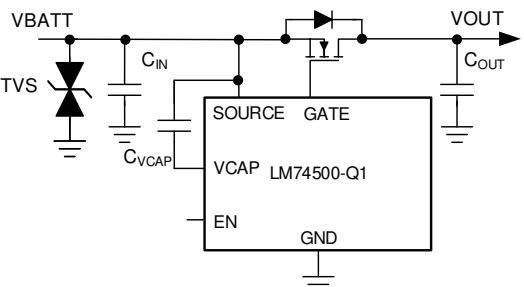
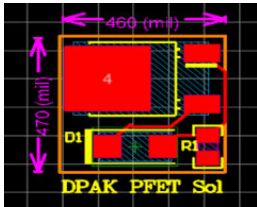
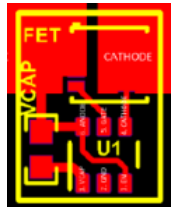
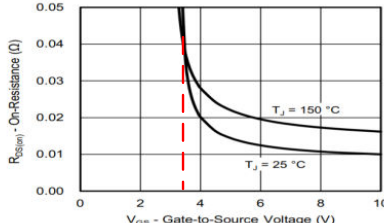
Parameter	P-channel MOSFET	LM74500-Q1 + N-channel MOSFET
Typical Application Diagram		
Solution Size (Load current >6A)	12mm x 11.7mm (140mm <sup>2</sup> ) 	7mm x 5.3mm (37.1mm <sup>2</sup> ) 
Low $V_{IN}$ / Cold-Crank Performance		Better cold crank performance compared to PFET based solution. External N-FET remains fully enhanced even if input voltage falls to 3.2V.

图 5-2. 基于 P 沟道 MOSFET 和 LM74500-Q1 的反极性保护解决方案的性能比较

## 6 什么是理想二极管控制器？

理想二极管控制器可驱动外部 N 沟道 MOSFET 来仿真具有超低正向压降和可忽略不计的反向电流的理想二极管。理想二极管控制器具有低工作静态电流、超低关断电流、稳压正向电压和快速反向电流响应等重要特性，因此能够在各种应用中仿真实理想二极管。功率 MOSFET 在连接后可确保 MOSFET 关断时其体二极管会阻断反向电流。由于 MOSFET 在正向传导期间导通，正向压降和功率耗散将显著降低。理想二极管控制器可检测通过 MOSFET 的反向电流并将 MOSFET 关断，从而让体二极管阻断反向电流。理想二极管控制器可根据栅极控制机制分为两类：线性调节控制和迟滞开/关控制。



## 6.1 线性调节控制与迟滞开/关控制

在线性调节控制中会根据负载电流来控制栅极电压，从而对 MOSFET 的正向电压进行调节。实现线性调节的方法是控制栅极电压，从而根据负载电流改变 MOSFET 的  $R_{DS(ON)}$ 。在标称负载电流下，保持栅源电压高于 MOSFET 的  $V_{th}$  电压；在较低负载电流下，保持栅源电压接近于 MOSFET 的  $V_{th}$  电压，且  $R_{DS(ON)}$  增大。在较高负载电流下，栅源电压停留在接近于最大栅极驱动电压的水平，且运行时的  $R_{DS(ON)}$  接近于可能的最低值。根据运行功率要求选择 MOSFET 有助于在大多数负载条件下使 MOSFET 保持在稳压状态。正向电压线性调节以及快速反向电流阻断有助于确保回流输入端的直流电流为零。此外，还有助于在输入电源故障、输入电源瞬变或输入电源电压下降期间尽可能降低峰值反向电流。

在迟滞开/关控制中，当超过正向导通比较器阈值  $V_{FWD\_ON}$  时，MOSFET 完全导通，当达到反向比较器阈值  $V_{REV\_OFF}$  时，MOSFET 关断。当 MOSFET 导通时，栅极得到完全增强，栅源电压不受负载电流的控制。当反向电流达到  $V_{REV\_OFF} / R_{DS(ON)}$  时，MOSFET 关断。请注意，如果反向电流小于  $V_{REV\_OFF} / R_{DS(ON)}$ ，则 MOSFET 无法关断。反向关断阈值  $V_{REV\_OFF}$  是固定的负值，或可编程并允许设置为较小的正值。在反向比较器阈值可编程并可设置为较小的正值的理想二极管控制器中，可以完全阻断直流反向电流。此外，将反向比较器阈值设置为一个较小的正值，可能需要使正向负载电流  $V_{REV\_OFF} / R_{DS(ON)}$  尽可能小才能导通 MOSFET。如果正向负载电流无法保持在最低，则 MOSFET 会持续导通/关断，从而导致栅极电压持续振荡。

表 6-1. 线性调节控制与迟滞开/关控制

理想二极管控制器	工作电压范围 (绝对最大额定值)	线性调节控制	迟滞开/关控制
LM74700-Q1	±65V	是	否
LM74610-Q1	±45V	否	是
LM5050-1 和 LM5050-1-Q1	±100V	是	否
LM5050-2	±100V	是	否
TPS2410 和 TPS2412	±18V	是	否
TPS2411 和 TPS2413	±18V	否	是
TPS2419	±18V	否	是
LM74701-Q1	±65V	是	否
LM7472x-Q1	±70V	是	否
LM74800-Q1 和 LM74810-Q1	±70V	是	否
LM74801-Q1	±70V	否	是

图 6-1 中的典型应用原理图显示了用于驱动外部 N 沟道 MOSFET 的 LM74700-Q1 理想二极管控制器。MOSFET 的源极与输入端相连，因此体二极管在关断时会阻断反向电流。电荷泵电容器连接在阳极和 VCAP 之间，可提供足够的栅极驱动电压来导通 MOSFET。EN 引脚用于导通 MOSFET，在正常运行期间提供阳极到阴极之间经过调节的低正向压降。下拉 EN 引脚会关断 MOSFET，并且控制器会进入低关断电流模式。当 MOSFET 关断时，负载仍然可以通过 MOSFET 的体二极管汲取功率。

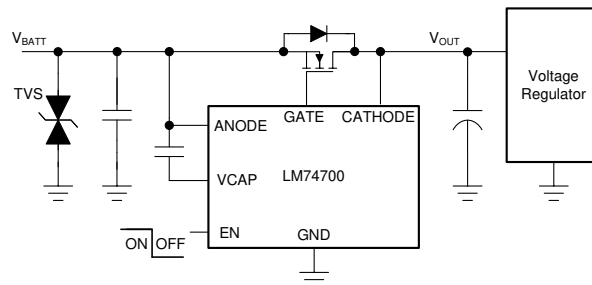


图 6-1. 理想二极管控制器 - 典型应用原理图

本节使用图 6-2 所示的功能方框图来讨论 LM74700-Q1 的主要性能特性。理想二极管控制器具有内部电荷泵，可在正常工作期间充分驱动 MOSFET 栅极电平高于阳极，并在检测到反向电流时开启正向比较器并关闭反向电流比较器，以使 MOSFET 体二极管完全阻断反向直流电流。

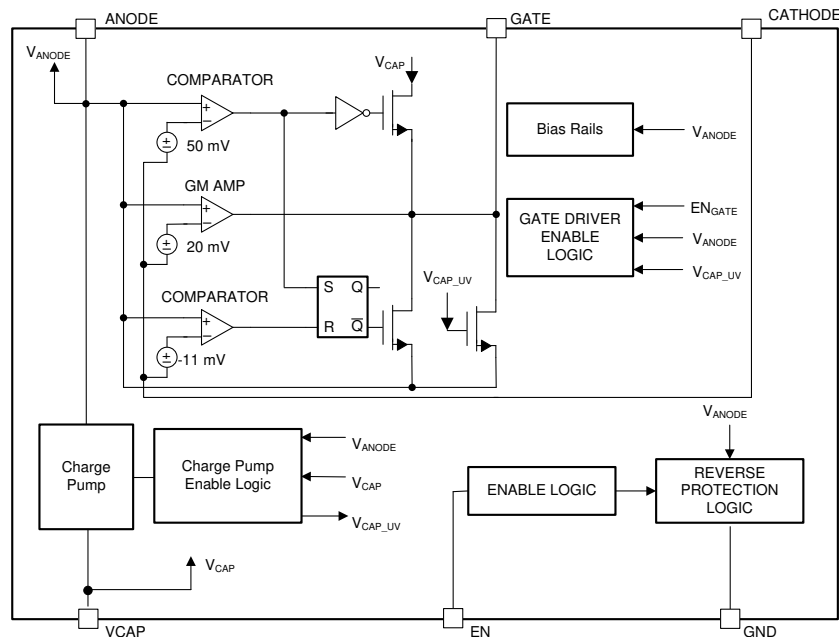


图 6-2. 理想二极管控制器方框图

## 6.2 低正向传导损耗

肖特基二极管的正向压降会增加正向传导功率损耗，需要使用散热器进行热管理，并且需要更多 PCB 空间，从而导致成本增加。理想二极管控制器使用外部 MOSFET 将正向电压降至 20 mV 或更低（具体取决于控制方案）。线性调节控制方案在大部分工作电流范围内保持 20 mV 正向电压。迟滞开/关控制可完全增强 MOSFET 以降低正向电压，且正向压降完全取决于所使用的 MOSFET。

由理想二极管控制器驱动 MOSFET DMT6007LFG 的正向电压与肖特基二极管 STPS20M60S 的正向电压进行比较的情况如图 6-3 所示。采用线性调节方案的理想二极管控制器在负载电流  $= 20\text{mV} / R_{DS(\text{MIN})}$  及以下时可将正向电压调节到低至 20mV，而在负载电流高于  $20\text{mV} / R_{DS(\text{MIN})}$  时，正向电压完全取决于 MOSFET 的  $R_{RD(\text{ON})}$ 。在图 6-3 中，负载电流不高于 5.7A 时，MOSFET 的正向电压调节至 20mV，而在超过 5.7A 时，MOSFET 会得到完全增强，正向电压随着负载电流增加而升高。在 10A 负载电流下，正向压降会下降到低至 35 mV，而使用肖特基二极管的情况下为 465 mV。LM74722-Q1 理想二极管控制器可提供 13mV 的更低正向压降，进一步提高了电源效率。

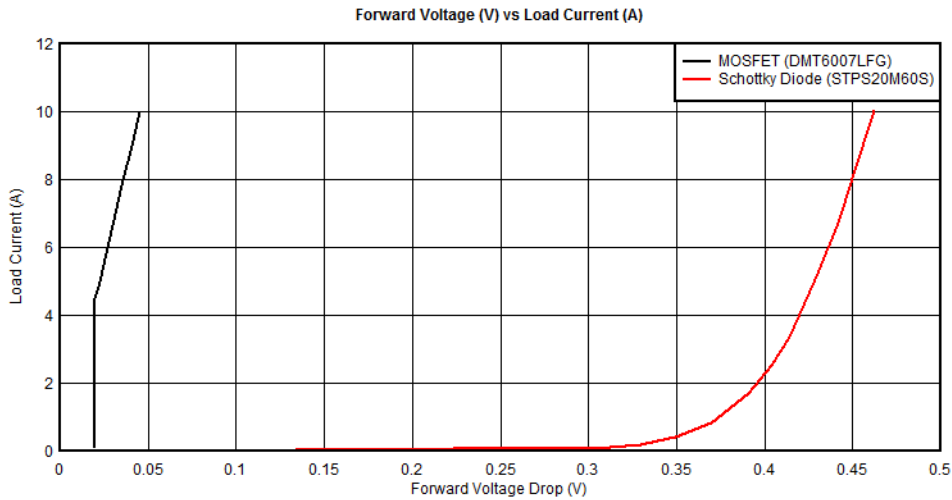


图 6-3. 正向电压与负载电流间的关系

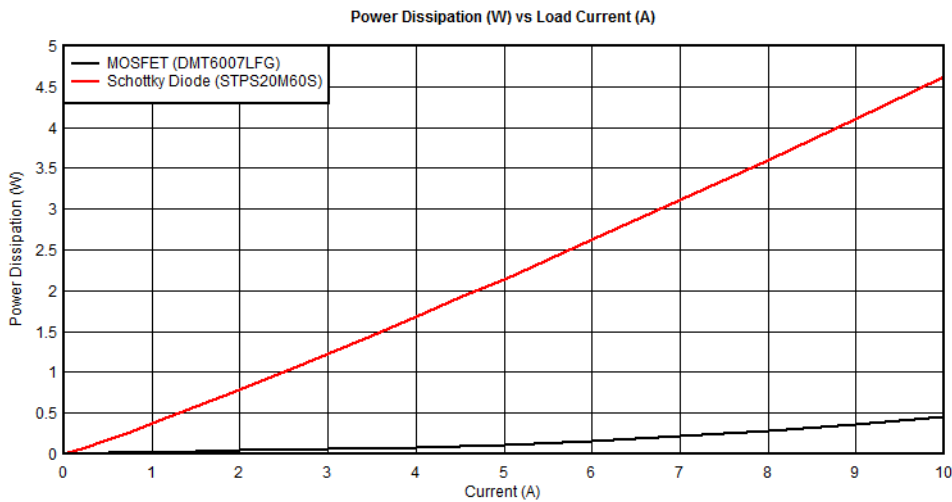


图 6-4. 功率耗散与负载电流间的关系

图 6-4 显示了肖特基二极管和理想二极管控制器之间的功率耗散比较情况。在 10A 负载电流下，DMT6005LPS-13 MOSFET 的功率耗散为 0.35W，而肖特基二极管 STPS20M60S 的功率耗散为 4.65W，因此使用理想二极管控制器和 MOSFET 时的节能可达 10 倍以上。

### 6.3 快速反向恢复

在输入电源故障或微短路情况下，巨大的反向电流会流入输入端，使得用于保持的负载电容器放电。理想二极管控制器具有非常快速的反向比较器和强大的栅极驱动器，可拉低栅源电压以关断 MOSFET。内部反向比较器可监测阳极与阴极之间的电压，如果超过反向电流阈值，则外部 MOSFET 的栅极会与阳极（源极）发生短路并产生强大的下拉电流。反向比较器延迟和栅极下拉电流决定了 MOSFET 关断的速度。总反向电流关断延迟包括反向比较器延迟和 MOSFET 关断延迟。

TI 的理想二极管控制器 LM74700-Q1 具有极低的反向比较器延迟（最大值为 0.75  $\mu\text{s}$ ）和栅极下拉电流 (2.37A)。栅极电容为 5nF 的 MOSFET 可在 0.75  $\mu\text{s}$  + 21 ns = 0.77  $\mu\text{s}$  内关断，在栅极下拉电流为 2.37A 的情况下使 5nF 的栅极电容放电需要 21 ns。图 6-5 显示了 LM74700-Q1 可在 0.77  $\mu\text{s}$  内对电池输入端的短路做出快速反应。这可以防止输出端的保持电容器放电到短路的电池输入线路中。

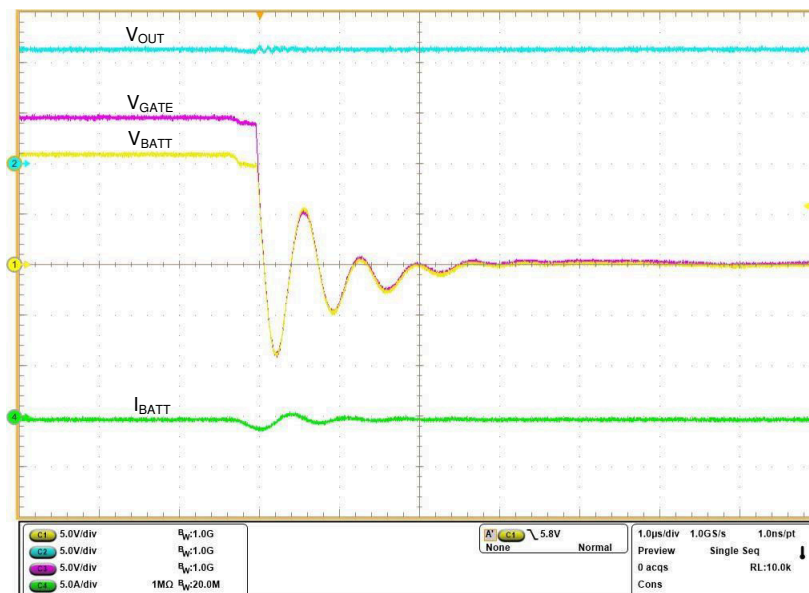


图 6-5. LM74700-Q1 对输入短路的响应

## 6.4 超低关断电流

在汽车应用中，系统同时存在许多电池供电的子系统，因此需要超低关断电流才能满足低于  $100\ \mu\text{A}$  的整体系统要求。TI 的理想二极管控制器 LM74700-Q1 具有  $1.5\ \mu\text{A}$  (最大值) 的超低关断电流，可满足汽车系统要求。因此，该器件也可用于许多其他需要低关断电流的电池供电型应用或能量收集应用。

## 6.5 快速负载瞬态响应

采用线性调节控制方案运行的理想二极管控制器根据负载电流来控制栅源电压，使正向电压保持在低位。轻载条件下的栅源电压较低，并随着负载电流的增加而增加。虽然线性调节方案有助于使直流反向电流为零，但在从轻载到重载的突然负载瞬变期间具有低栅源电压会带来不利影响。在较轻负载下，栅源电压高于 MOSFET 的  $V_{th}$  且  $R_{DS(ON)}$  高于标称值，旨在满足正向调节要求  $R_{DS(ON\_LIGHT\_LOAD)} = 20\text{mV} / I_{LIGHT\_LOAD}$ 。当突然从轻负载转变为较高负载时，MOSFET 的栅极需要快速从低电压充电到高电压，以满足突然增加的负载需求。如果栅极没有快速充电，输出电压在最坏情况下的压降等于  $I_{HEAVY\_LOAD} \times R_{DS(ON\_LIGHT\_LOAD)}$ ，但不会超过 MOSFET 的体二极管压降。在许多 ORing 应用中，输出电压的这种下降可能是不可接受的，因为这会减少下游电源的裕量。

TI 的理想二极管控制器 LM74700-Q1 在正向压降超过  $50\ \text{mV}$  时具有  $11\ \text{mA}$  峰值源极电流。此特性有助于在负载快速瞬变期间为栅极快速充电，从而最大限度地减少电源压降。图 6-6 显示了负载从  $10\ \text{mA}$  轻载突变为  $5\ \text{A}$  时 LM74700-Q1 的负载瞬态响应。控制器会快速反应并快速增强 MOSFET 栅极，使输出压降降至  $<50\ \text{mV}$ 。

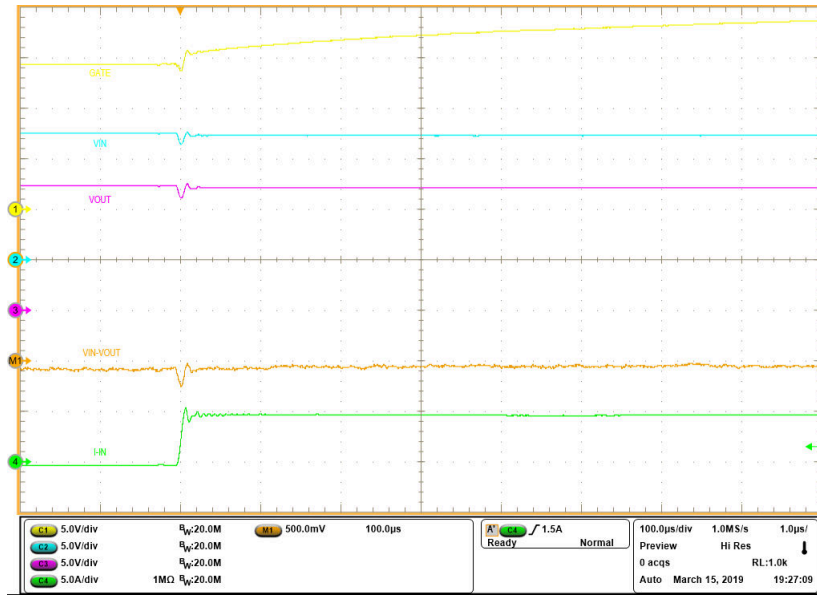


图 6-6. LM74700-Q1 的快速负载瞬态响应

## 6.6 理想二极管控制器的其他特性

除了上述特性之外，理想二极管控制器还可以支持多种其他特性，例如过压保护、浪涌电流控制、无 TVS 运行。后续几节将详细说明这些特性。

### 6.6.1 背对背 FET 驱动理想二极管控制器

LM7480-Q1 和 LM7472x-Q1 等理想二极管控制器可驱动和控制外部背对背 N 沟道 MOSFET，从而仿真具有电源路径开/关控制、浪涌电流限制和过压保护功能的理想二极管整流器。在负载突降等过压故障期间断开负载时，可以使用低压下游组件，因此可实现密集型 ECU 设计，例如 ADAS 摄像头、USB 集线器、激光雷达和 TCU。LM7480x-Q1 和 LM7472x-Q1 具有独立的栅极控制功能，可实现理想二极管控制和开/关控制。

由车辆电池供电的汽车 ECU 设计需要能够承受负载突降。在基于 12V 汽车电池的设计中，抑制的负载突降峰值规格为 35V。在不具备集中式负载突降抑制功能的系统设计中，根据 ISO-16750-2 标准，未抑制负载突降导致的浪涌电压在 12V 系统中不超过 101V，在基于 24V 电池的系统中不超过 202V。传统解决方案使用多个高功率 TVS 堆叠（尺寸与 SMD 相同）在未抑制的负载突降期间钳位到安全电平（低于下游绝对最大电压），从而导致整体解决方案尺寸和前端保护电路 BoM 成本增加。

LM7480-Q1 控制器与采用共源极拓扑配置的外部 MOSFET（如下方图 6-7 所示）一同提供无抑制负载突降保护。

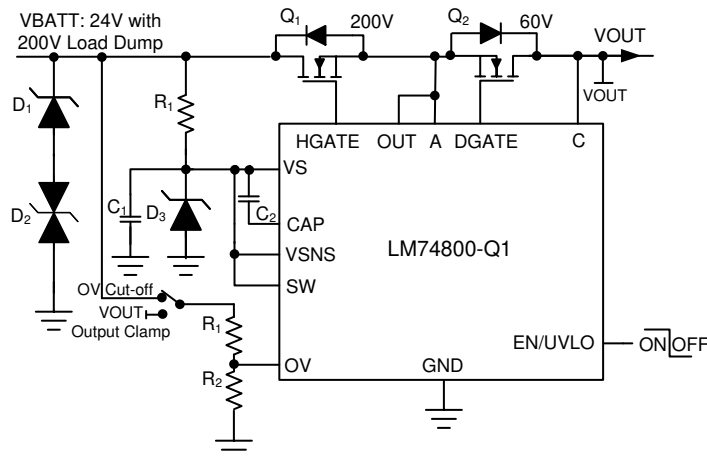


图 6-7. 200V 无抑制负载突降保护应用电路

### 6.6.2 超低静态电流

对于汽车应用中由电池供电的电子系统，即使点火开关关闭时电池也要持续供电，目的是支持即使在点火开关关闭状态下也需要的遥控免钥匙进入和安全性等功能。为了尽可能延长电池寿命，需要电源保护解决方案来提供强大的反向保护，同时保持低电源电流。

在汽车系统中，睡眠模式/点火开关关闭状态期间的低 IQ 通常通过以下方式实现：

1. 在基于冗余电源输入的 ECU 设计中常使用外部 IGN 连接。这样的设计会使用额外的 ECU 接线。
2. 来自微控制器的内部控制信号用于将 EN 引脚拉低以禁用器件。如果设计中的数字和电源部分相距很远或位于其他板上，则该信号容易产生噪声和未知状态，从而使整体运行不稳定。

**LM7472x-Q1** 器件可实现 <35 uA 的静态电流，而无需依赖 MCU EN 控制信号或通过导线传输的外部信号，因此与其他产品相比，该器件更适合。

### 6.6.3 无 TVS 运行

处理能力的提高和电子系统尺寸的小型化增加了对高效率和高功率密度设计的需求。这让系统设计人员面临新的挑战，尤其在设计汽车前端保护系统方面。**LM74701-Q1** 和 **LM74721-Q1** 等器件可实现更小的解决方案尺寸和更低的成本，因此适用于设计空间受限应用（如 ADAS 摄像头模块）的输入反极性保护解决方案。这些器件使用集成式有源钳位来限制负瞬态脉冲期间的输入电压电平。当外部 MOSFET 的漏极和源极上的电压达到  $V_{DS\_CLAMP}$  电平时，外部 MOSFET 在饱和区域中运行，作为有源钳位元件，会消耗 ISO7637-2 脉冲 1 负瞬态等事件产生的瞬态脉冲能量。在 VDS 钳位运行期间，器件允许反向电流从输出电容器流回输入源。选择的 VDS 钳位阈值应使其在需要反向电流阻断的汽车 EMC 测试中（例如在交流叠加性能（LV124 E-06、ISO16750-2）测试和输入微短路中断事件（LV124 E-10）测试中）不会进入 VDS 钳位模式，从而确保强大的 EMC 性能。更多有关如何设计输入侧无 TVS 反极性保护解决方案的详细信息，请参阅 **LM74701-Q1** 数据表

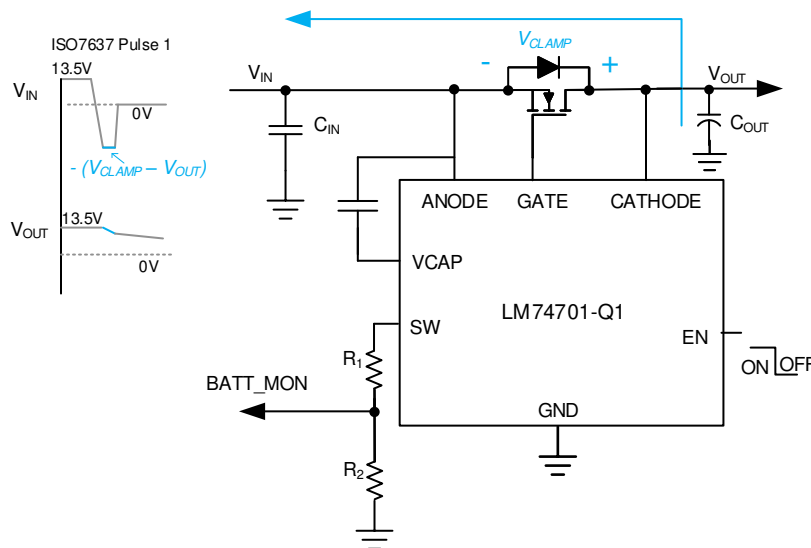


图 6-8. LM74701-Q1 在 VDS 钳位模式下运行

在车身控制模块负载驱动路径等应用中，需要输入反极性保护但反向电流阻断不是必备要求时，**LM74501-Q1** 可使用栅极放电计时器特性实现无 TVS 运行，带来了空间和成本上的优势。更多详细信息，请参阅 **LM74501** 数据表。

## 7 使用理想二极管控制器实现汽车瞬态保护

理想二极管控制器可驱动外部 N 沟道 MOSFET 来仿真实理想二极管。如前文所述，理想二极管控制器具有内置电荷泵，可在正常工作期间充分驱动 MOSFET 栅极电平高于阳极，并在检测到反向电流时关闭反向电流比较器，使 MOSFET 体二极管完全阻断反向电流。因此，理想二极管控制器能够用于电池反向保护。

## 7.1 LM74700-Q1 与 N 沟道 MOSFET

图 7-1 显示了使用 LM74700-Q1 的典型 12V 电池反向保护电路。MOSFET 体二极管的方向正确时，可在 LM74700 关断时阻止反向电流流回电池。当电池通过阳极供电时，MOSFET 的体二极管在 MOSFET 导通之前先导通。在启动期间，当阳极电压达到 POR 阈值时，内部电荷泵开启并开始驱动 MOSFET 的栅极以使栅极高于阳极（MOSFET 的源极），从而导通 MOSFET。如果电池在维护或维修过程中发生反极性安装或接线错误，则由于 MOSFET 已经关断，MOSFET 的体二极管会阻止反向电流。这样可以防止负电压出现在输出端，并保护下游电路免受损坏。

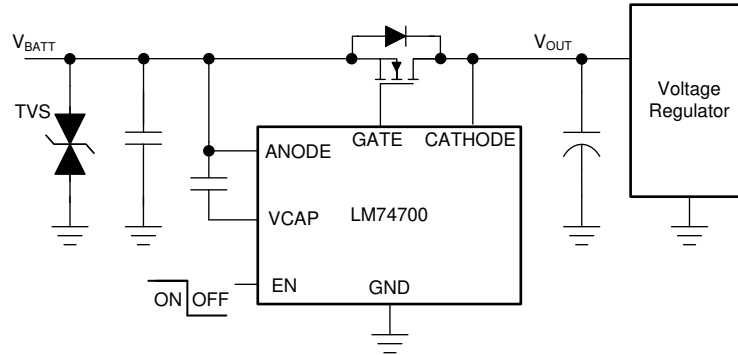


图 7-1. 采用 LM74700-Q1 实现电池反向保护

## 7.2 静态反极性

在汽车电池维护期间或车辆跨接启动过程中，电池在重新安装过程中会发生反极性连接。当电池极性接反时，LM74700-Q1 保持关断状态，以防下游电路和组件遭到损坏。如图 7-2 所示，在输入端进行 -12V 的电池反接时，输出电压仍然受到保护。

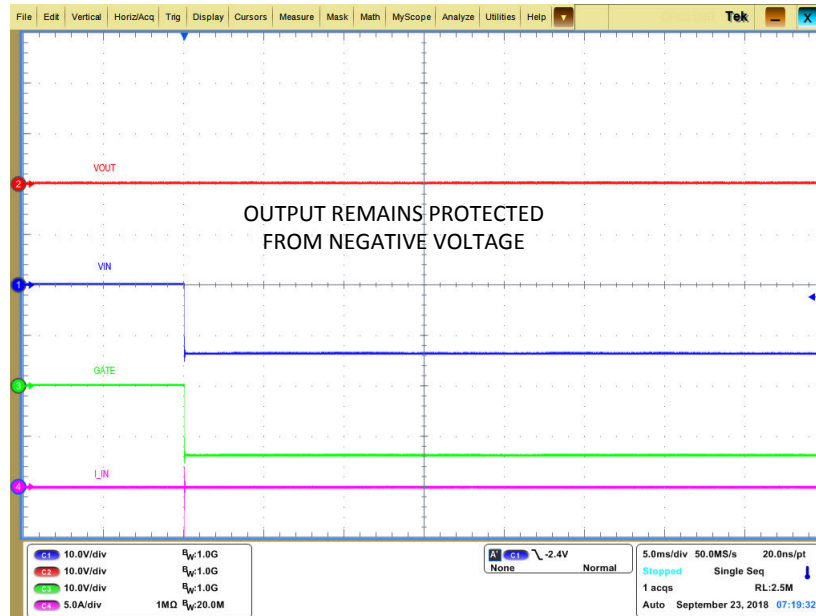


图 7-2. LM74700-Q1 对静态反极性的响应

## 7.3 动态反极性

在 ISO 7637-2 脉冲 1 规定的动态反极性条件下，使用  $10\ \Omega$  发生器阻抗将低至 -150V 的负瞬态电压施加在 12V 电池电源线路并持续 2 ms，使用  $50\ \Omega$  发生器阻抗将低至 -600V 的负瞬态电压施加在 24V 电池电源线路并持续 1 ms。图 7-3 显示了 LM74700-Q1 对输入端施加的 ISO 7637-2 脉冲 1 的响应。在施加测试脉冲之前，MOSFET 处于导通状态并允许负载电流通过。在电池输入端施加 ISO 7637-2 测试脉冲 1 后，负载电流开始快速

反向并试图将输出电压拉负。LM74700-Q1 会检测到反向电流，并在  $0.75 \mu\text{s}$  内关断 MOSFET 以阻断反向电流并防止输出变为负值。通常，理想二极管电路在此类瞬态期间为模块的其余部分提供能量之后，会使用大容量保持电容器。LM74700-Q1 在  $0.75 \mu\text{s}$  内快速关断 MOSFET，以防止大容量保持电容器放电。请注意，需要使用输入 TVS 对电压进行钳位，防止电压超过 LM74700-Q1 和 MOSFET 的绝对最大额定值。

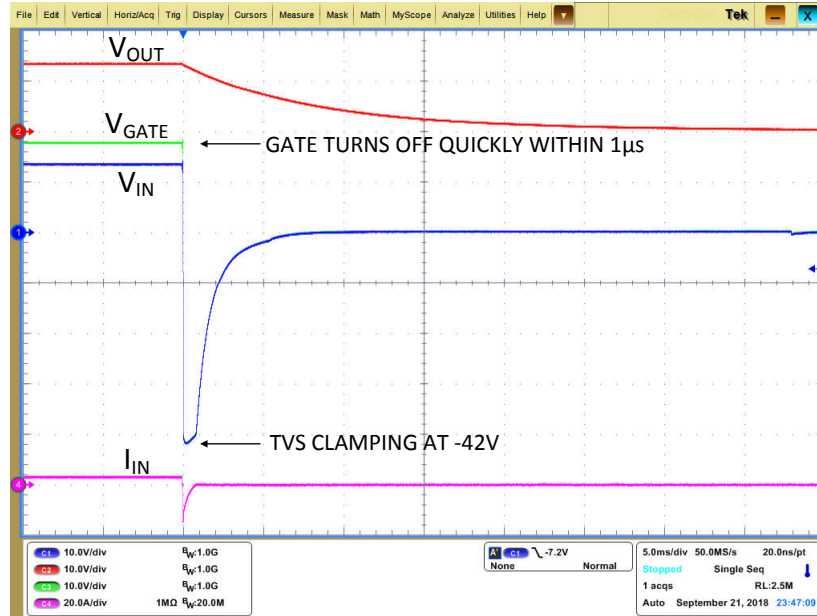


图 7-3. LM74700-Q1 对 ISO 7637-2 脉冲 1 的响应

#### 7.4 输入微短路

许多电源系统都需要承受电源线路的短暂中断或输入微短路，并确保不间断运行。如图 7-4 所示，在输入端出现输入微短路时，LM74700-Q1 会快速反应以关断 MOSFET，从而阻止反向电流回流到短路的电源。在输入短路期间，输出会保持开启，因为输出保持电容器与输入短路相隔离并提供负载电流，直到输入从微短路恢复。请注意，在 MOSFET 关断后，由于电源路径中的寄生电感，输入电流会发生振铃，并且不会导致反向电流。

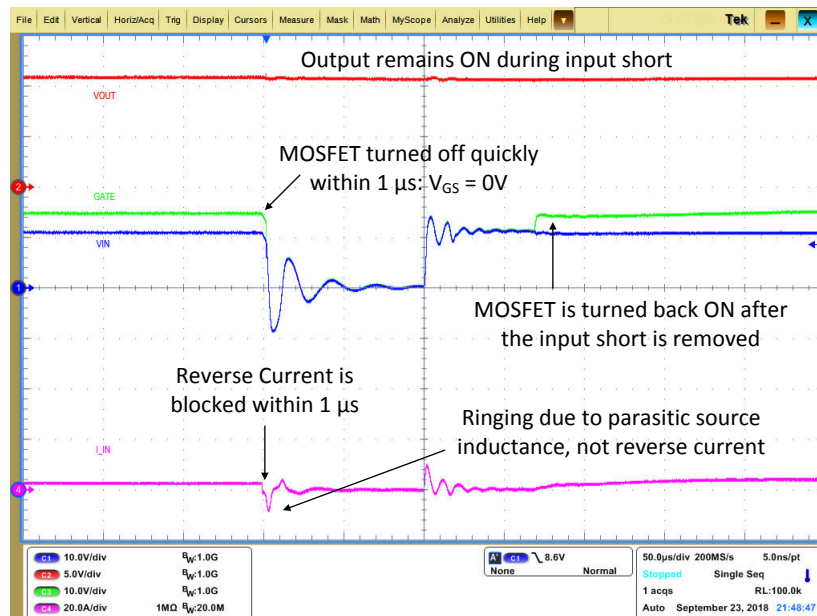


图 7-4. LM74700-Q1 对输入微短路的响应

#### 7.5 通过二极管对电源线路干扰进行整流



理想二极管控制器的快速反向电流阻断和快速反向恢复能力有助于通过在每个周期进行开关操作，对交流干扰进行有源整流。理想二极管控制器在测试期间检测回流到电源的反向电流并快速关闭栅极，从而将输入电流的 RMS 值降低一半。由于正向压降较低，测试期间 MOSFET 的功率耗散也会降低。图 7-5 显示了 LM74700-Q1 在电源线路干扰或交流叠加测试期间的性能。

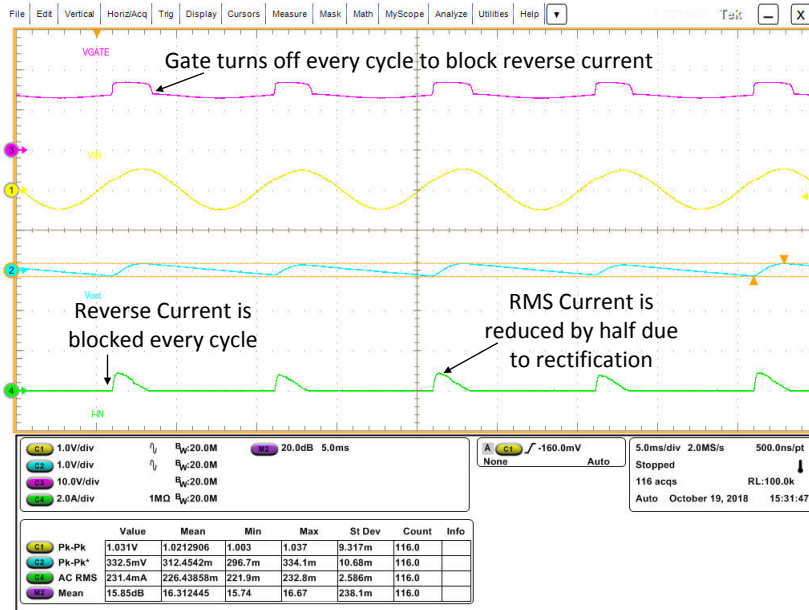


图 7-5. LM74700-Q1 交流叠加测试

LM7472x-Q1 等的理想二极管栅极驱动器具有更快的开关速度，可在 ISO 16750 和 LV124 E-06 测试定义的交流叠加场景中实现有源整流。执行交流叠加时的有源整流可降低纹波电流，从而在外部 MOSFET 和输出电解电容器上实现低功率损耗。

在轻混合动力汽车电源树的设计中，ACS 期间应用的频率可高达 200 KHz，以便适应爪极 Lundell 交流发电机的纹波。因此，要与直流/直流转换器一同使用的保护器件需要对高达 200 KHz 的频率不敏感。LM74722-Q1 理想二极管控制器具有诸如极低正向压降、快速栅极驱动、快速反向恢复响应和集成升压转换器等重要性能特性，因此能够对高达 200 kHz 的交流电压纹波进行有源整流。

## 8 采用理想二极管控制器的 ORing 电源

LM74700-Q1 与外部 N 沟道 MOSFET 组合在一起可用于 OR-ing 解决方案，如图 8-1 所示。随着外部 N 沟道 MOSFET 在正常工作期间导通，正向二极管压降会减小。LM74700-Q1 可快速检测到反向电流并迅速拉低 MOSFET 栅极，让 MOSFET 的体二极管阻止反向电流。

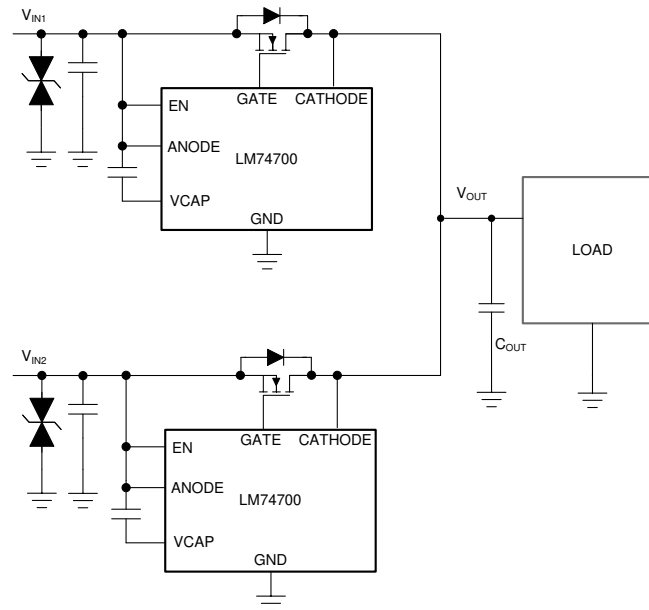
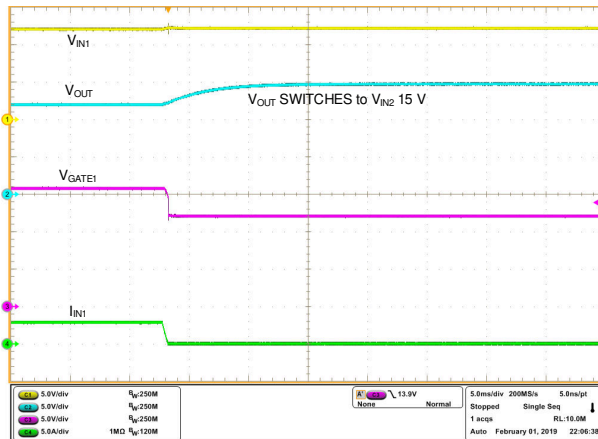


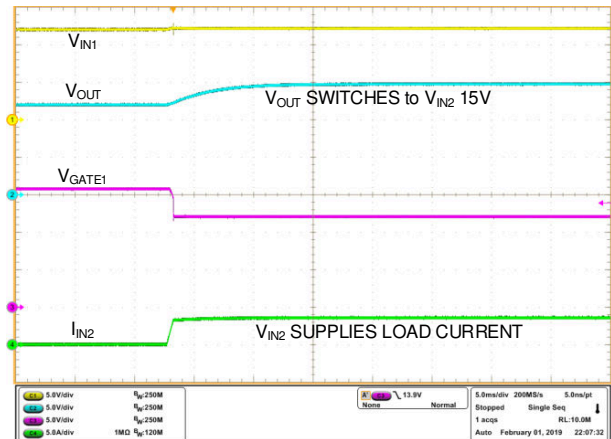
图 8-1. 典型的 OR-ing 应用

有效的 OR-ing 解决方案需要以极快的速度限制反向电流的大小和持续时间。OR-ing 配置中的 LM74700-Q1 器件不断检测阳极和阴极引脚（分别是电源（ $V_{IN1}$ 、 $V_{IN2}$ ）和公共负载点的电压电平）之间的电压差。LM74700-Q1 的阳极和阴极引脚会监测 MOSFET 的源漏电压  $V_{DS}$ 。只要  $V_{(IN)} - V_{(OUT)}$  降至  $-11\text{ mV}$  以下，快速比较器就会在  $0.75\text{ }\mu\text{s}$ （典型值）内通过快速下拉电阻将栅极驱动器关断。一旦差分正向电压  $V_{(IN)} - V_{(OUT)}$  超过  $50\text{ mV}$ ，该器件就会以  $11\text{ mA}$  的栅极充电电流将栅极导通。



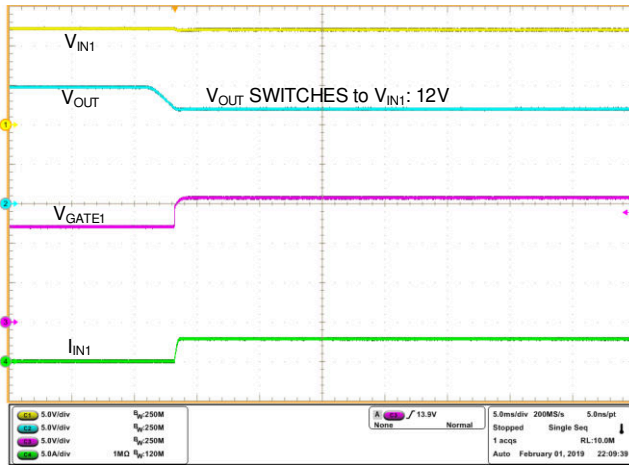
时间 (5 ms/格)

图 8-2. ORing  $V_{IN1}$  切换到  $V_{IN2}$



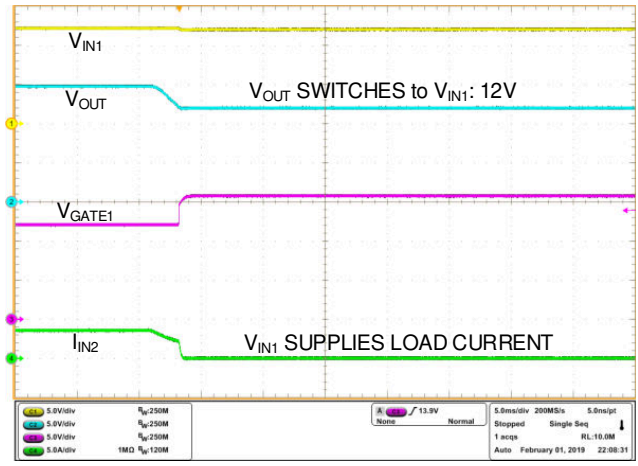
时间 (5ms/格)

图 8-3. ORing  $V_{IN1}$  切换到  $V_{IN2}$



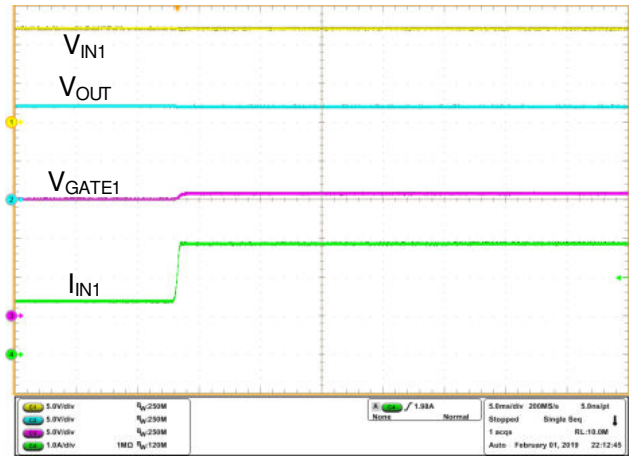
时间 (5ms/格)

图 8-4. ORing  $V_{IN2}$  切换到  $V_{IN1}$



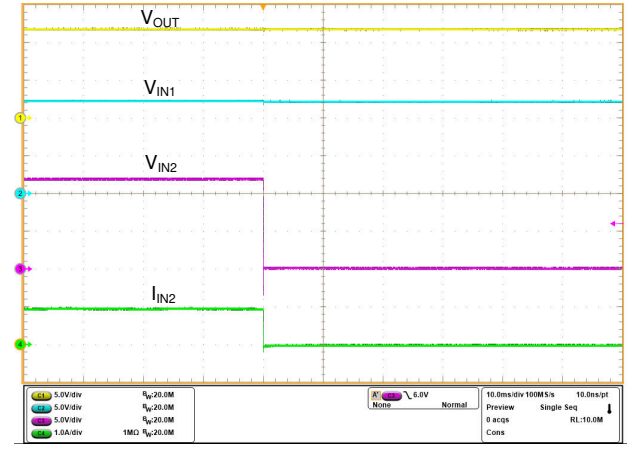
时间 (5ms/格)

图 8-5. ORing  $V_{IN2}$  切换到  $V_{IN1}$



时间 (5ms/格)

图 8-6. ORing -  $V_{IN2}$  故障和切换到  $V_{IN1}$



时间 (10ms/格)

图 8-7. ORing -  $V_{IN2}$  故障和切换到  $V_{IN1}$

图 8-2 至图 8-5 显示了两个电源轨  $V_{IN1}$  (12V) 和  $V_{IN2}$  (15V) 之间的平滑切换。图 8-6 和图 8-7 说明了  $V_{IN2}$  发生故障时的性能。控制  $V_{IN2}$  电源轨的 LM74700-Q1 会快速关闭，从而确保输出不间断，并使  $V_{IN1}$  免受  $V_{IN2}$  故障的影响。

由于理想二极管控制器的低正向压降，使用肖特基二极管时的功率耗散及其相关的热管理问题将可忽略不计。MOSFET 在高温下的漏电流不如肖特基二极管那样高，并且使用 MOSFET 可降低反向漏电流损耗。因此，系统的整体效率和可靠性将提高。

使用理想二极管控制器时，不存在肖特基二极管正向电压差异及其负温度系数引起的负载共享问题。此外，正向压降的线性调节可增强电源之间的负载共享。

## 9 集成式理想二极管解决方案

对于电压较低的应用，例如备用电池解决方案，可以使用集成式理想二极管解决方案。LM66100 使用 P 沟道 MOSFET，并将理想二极管的功能集成到单个器件中。

图 9-1 中的典型应用原理图显示了反向电流阻断 (RCB) 电路中的 LM66100 理想二极管。该芯片通过比较 CE 引脚电压和输入电压来提供支持。当 CE 引脚电压高于输入电压 ( $V_{IN}$ ) 时，二极管将被禁用，并且 PMOS 将被关断。当 CE 引脚电压低于输入电压 ( $V_{IN}$ ) 时，MOSFET 将导通，并且二极管将在运行期间具有低正向压降。通过在此配置中将 CE 引脚连接到 VOUT，可确保在强制输出电压高于输入电压时禁用 MOSFET。LM66100 集成式理想二极管还集成了反极性/电池反向保护功能，有助于防止上游电池在出现接线错误时受损。

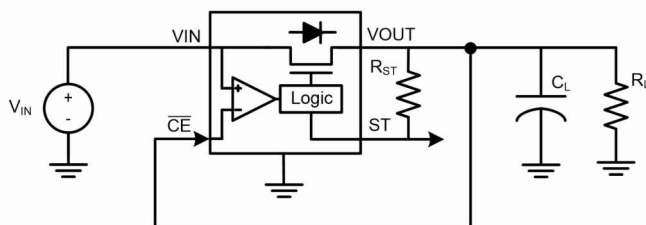


图 9-1. LM66100 反向电流阻断电路

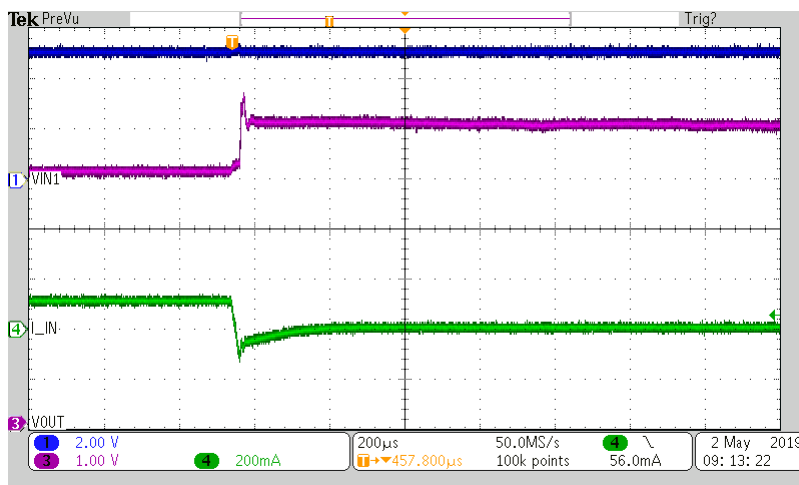


图 9-2. 反向电流阻断波形

与理想二极管控制器相似，LM66100 也可用于冗余电源架构实现电源间 ORing 电路。通过使用两个 LM66100，使 CE 引脚连接到另一个输入电压通道，可以确保选择最高输入电源电压作为输出。由于始终选择最高电源电压，因此该解决方案允许先合后断配置，从而防止输入电源之间的任何反向电流。

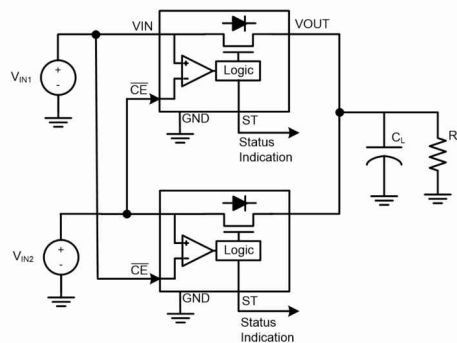


图 9-3. LM66100 ORing 解决方案

图 9-4 显示了从 VIN1 到 VIN2 的典型切换事件。在此切换事件期间，VIN1 开始衰减，从而导致 LM66100 切换到 VIN2，同时阻止反向电流进入 VIN1。

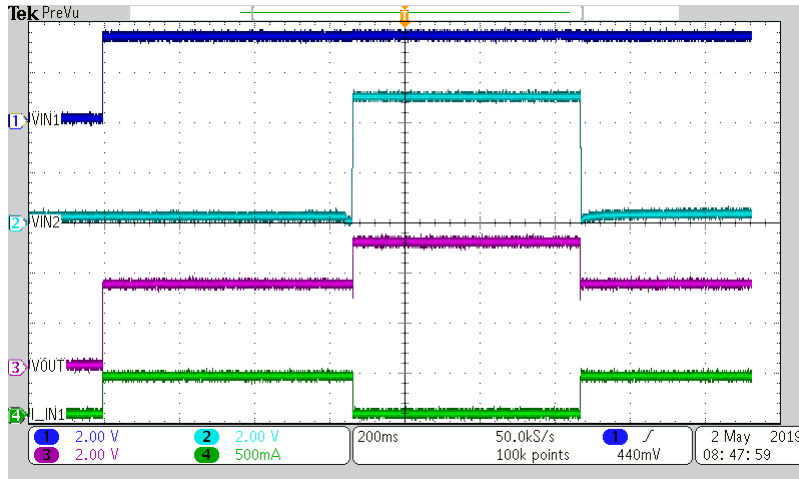


图 9-4. LM66100 从 IN1 切换到 IN2

与分立式二极管或 FET 解决方案相比，LM66100 集成式理想二极管还具有与理想二极管控制器相同的优势。在正常运行期间，LM66100 的正向传导损耗比分立式二极管更低。分立式二极管在运行时的正常压降为 0.3V - 0.4V，而 LM66100 可以在 MOSFET 上将功率损耗降至最低。这样会降低功率耗散，从而使应用更省电。

与分立式 FET 相比，LM66100 还具有更短的反向电压恢复时间。虽然分立式 FET 直到电压降至 FET 的  $V_{TH}$  以下时才会关断，但一旦输出电压升至高于输入电压，LM66100 就会在  $t_{OFF}$  内停止反向电流。这有助于防止输出电容器将电流释放回上游电源，进而防止输入电池或 PSU 等组件受损。

表 9-1. LM66100 比较

特性	理想二极管控制器	LM66100	分立式二极管	分立式 FET
功耗低	✓	✓		✓
低反向漏电流	✓	✓	✓	
反极性保护	✓	✓	✓	*(其他组件)*

## 10 总结

本应用手册讨论了在电池反向保护和 ORing 应用中使用德州仪器 (TI) 理想二极管控制器的好处。本报告讨论了 LM74700-Q1 理想二极管控制器在动态反极性、输入微短路和电源线路干扰等前端输入保护测试中表现出的性能，并与现有方法进行了比较。低正向传导损耗、快速反向恢复、真反向电流阻断和快速负载瞬态响应等关键特性使 LM74700-Q1 理想二极管控制器能够提供更高效和稳健的电池反向保护。

低正向传导损耗、更低的漏电流和简化的负载共享等主要优势使理想二极管控制器能够实现更高效、更可靠的电源 ORing 电路。

## 11 参考文献

- 德州仪器 (TI)，[LM74700-Q1 低  \$I\_Q\$  电池反向保护理想二极管控制器数据表](#)。
- 德州仪器 (TI)，[反向电流/电池保护电路应用手册](#)。
- 德州仪器 (TI)，[全能 N+1 和 ORing 电源轨控制器数据表](#)。

## 12 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

<b>Changes from Revision A (February 2021) to Revision B (October 2021)</b>	<b>Page</b>
• 在表中添加了新器件.....	9
• 更新了低正向传导损耗，提高了使用 LM7472x-Q1 获得的正向电压.....	10
• 添加了“背对背 FET 驱动理想二极管控制器”主题.....	13
• 添加了“超低静态电流”主题.....	14
• 新增了无 TVS 运行主题.....	14
• 更新了主题以说明使用 LM7472x 获得的性能增强.....	16

<b>Changes from Revision * (May 2019) to Revision A (February 2021)</b>	<b>Page</b>
• 添加了“反极性保护控制器与理想二极管控制器”一节.....	7
• 添加了“基于 P 沟道和反极性保护控制器的解决方案的性能比较”一节.....	7

## 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