

Application Note

双向直流/直流转换器中半桥栅极驱动器的挑战和解决方案



Richard Herring

摘要

在高功率和输出电流电平 (>200A 负载) 下工作的电动汽车直流/直流转换器等应用使用双向降压/升压转换器。这些多相直流/直流转换器在轻混合动力汽车应用的 48V 至 12V 电源系统中很常见。这些设计通常是多相系统, 能够启用和禁用相位, 用于优化控制器不同工作模式下的效率。这些不同的工作模式为栅极驱动器带来了独特的工作条件, 设计人员需要加以注意。100V 半桥栅极驱动器用于具有 48V 总线的各种高功率、高功率密度应用, 通常用于双向直流/直流电源系统, 本应用手册将对这些驱动器进行重点介绍。本文介绍了汽车以及电网电力系统所用多相降压/升压电源系统中栅极驱动器的驱动器自举偏置运行相关的独特挑战。

内容

1 启动运行.....	2
2 设计注意事项.....	4
3 正确确定自举电容器和 VDD 电容器的容值.....	5
4 高功率连续运行.....	6
5 设计注意事项.....	7
6 总结.....	7
7 参考文献.....	8

插图清单

图 1-1. 展示自举电容器充电路径的简化同步降压图.....	2
图 1-2. 同步降压时序图.....	3
图 1-3. 多相同步降压/升压 HB 电容器和电感器电流路径.....	4
图 1-4. 非活动相位启动时序图.....	4
图 3-1. 外部自举二极管示例的 V_F 与 I_F 间的关系.....	6
图 4-1. 稳态 HS 电压和自举二极管电流的详细时序图.....	6
图 5-1. 功率 MOSFET 体二极管示例 V_F 与 I_F 间的关系.....	7

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 启动运行

为保持电源转换器按预期正常运行，设计人员必须了解半桥驱动器的启动序列，尤其是在对浮动的高侧驱动器使用自举偏置时。某些设计人员可能并不了解半桥驱动器 IC 的时序，除非遇到转换器运行方面的问题。为了使驱动器输出响应 LI（低侧）和 HI（高侧）输入，VDD 电压电平必须高于 VDD UVLO（欠压锁定）上升阈值。在满足 VDD UVLO 阈值后，输出响应驱动器输入之前存在 UVLO 延迟时间。HB（高侧）偏置也有 UVLO，因此 HB 偏置必须远高于 HB UVLO 上升阈值，HO 输出才能响应 HI 输入。HB UVLO 电路在 HO（高侧驱动器输出）响应 HI 输入之前，也存在延迟时间。

为了更好地理解双向直流/直流转换器中的驱动器启动问题，我们可以参考标准直流/直流同步降压中的驱动器启动序列（输出端从 0V 开始）。

驱动器的首选启动序列是在 LI 和 HI 的 PWM 信号开始之前，让 VDD 上升并远高于 UVLO 阈值。由于 VDD 上存在 UVLO 延迟，因此我们建议从 VDD 上升到 PWM 信号启动的延迟为 10us 或更长。在输出从 0V 开始的典型同步降压中，有一条从 VDD 经过自举二极管再到 HB 的路径，用于为 HB 电容器充电。当 HS 接近地电平时，该电容器充电，这是启动时的情况，因为 VOUT 为 0V，输出电感器提供从 HS 到地的路径，请参阅图 1-1。由于这条到达输出端的路径从 0V 开始，HB 至 HS 电容器在 VDD 上升的同时充电。对于大多数典型半桥驱动器，一旦 VDD 高于 UVLO 阈值且 HB-HS 高于 UVLO 阈值 5-10us，LO 和 HO 输出就会对 LI 和 HI 输入做出响应。关于 HB 浮动偏置自举电路，假设 VDD 上升时间 dV/dt 低，那么驱动器自举二极管中的正向电流通常具有低正向电流，这种情况在大多数系统中都很常见。通常，在驱动器和功率级中开始开关之前，自举电容器会充满电。图 1-2 显示了此时序，以及 HS 电压如何上升以对自举二极管进行反向偏置。

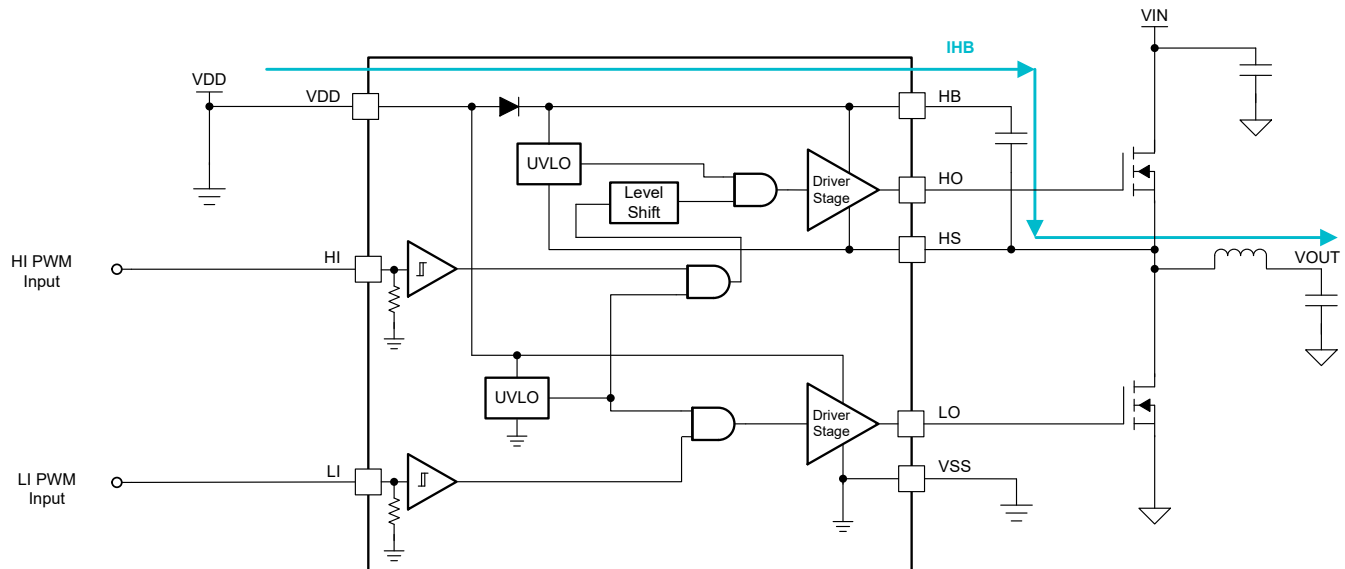


图 1-1. 展示自举电容器充电路径的简化同步降压图

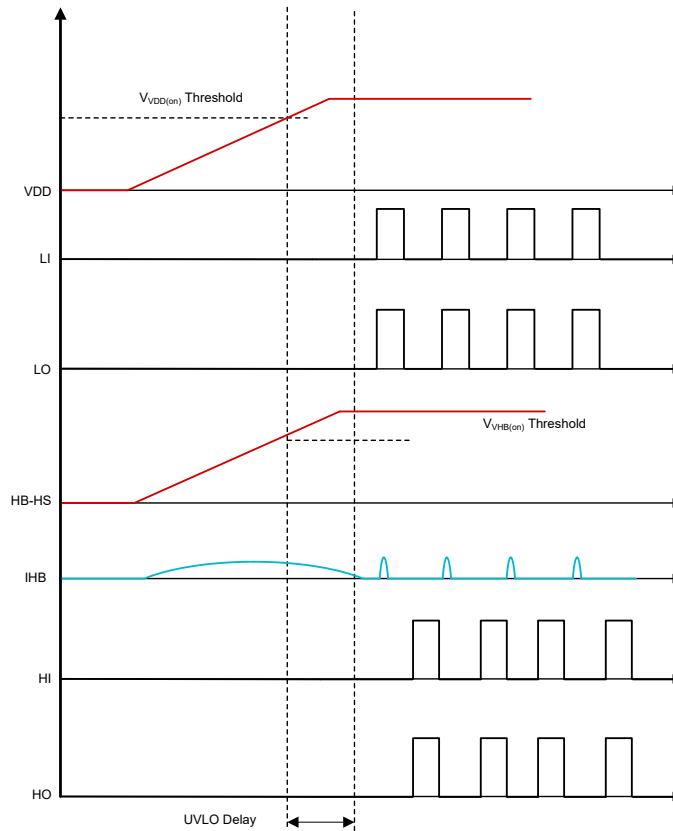


图 1-2. 同步降压时序图

借助双向直流/直流转换器，许多应用采用多相同步降压/升压转换器来支持高电流输出。在较轻负载条件下提高效率的一种常见做法是随着输出电流/功率的降低而禁用相位。图 1-3 展示了一种两相配置，其中一个相位处于活动状态，另一个处于非活动状态。在实践中，转换器中可能存在额外的相位。在这种情况下，由有源相位供电的输出端为 12V，第二相在功率级开关节点上有 12V 输出。在非活动相位，驱动器 IC HS 引脚为 12V，可在 VDD 为 12V 或更低的情况下防止自举电容器充电。当非活动相位开始开关时，第一个 LI 输入会导通低侧 FET，从而通过自举二极管为自举电容器电流 (IHB) 提供充电路径。此外，负电感器电流也开始从 12V 输出流经低侧 FET。在向自举二极管阳极施加 12V 电压并在 HS 引脚上施加高 dV/dt 的情况下，自举二极管具有高初始正向电流。在许多应用中，这可能会超过 10A，并且会明显更高，具体取决于驱动器 IC 自举二极管动态电阻。如果启用空闲相位的 PWM 脉冲，使得初始 LO 脉冲很短，则在低侧关断时，自举二极管中的正向电流会非常高。在转换器输出端为 12V 的情况下，当 LO 关断时，输出电感器中会出现负电流斜坡。该负电感器电流导致开关节点转换为高电平并钳位到 48V 输入。这会迫使具有高正向电流的自举二极管关断，可能在自举二极管中产生高反向电流。这种反向恢复应力可能会损坏内部自举二极管。

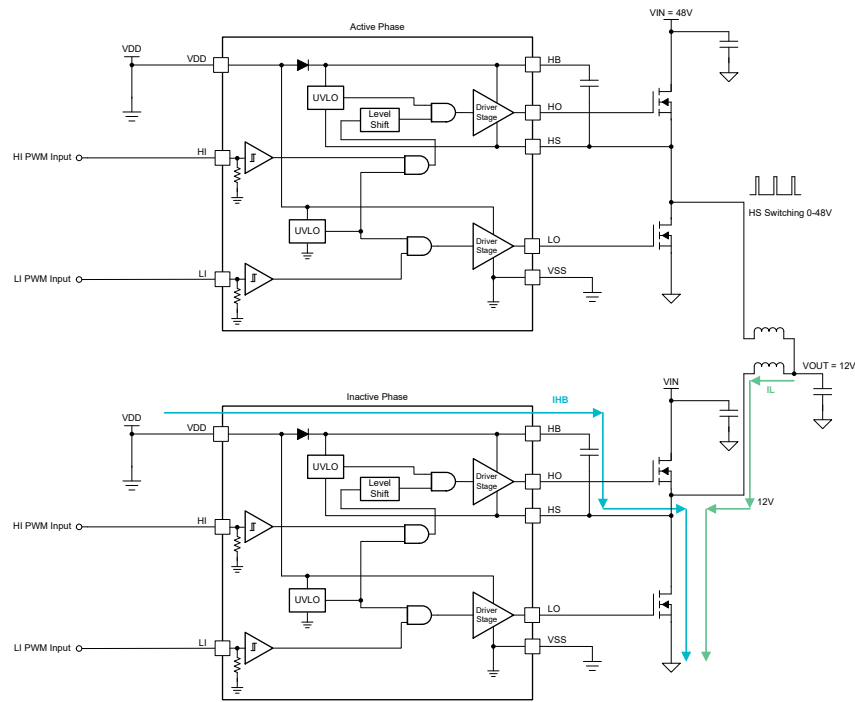


图 1-3. 多相同步降压/升压 HB 电容器和电感器电流路径

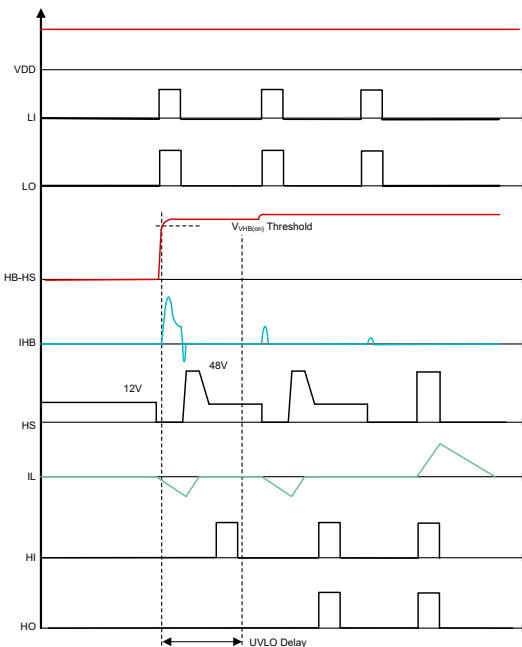


图 1-4. 非活动相位启动时序图

2 设计注意事项

在双向直流/直流应用中，此设计中的一些考虑因素有助于减小自举二极管上的应力，以及减轻对自举二极管可能造成的损坏。

首先，适当确定自举电容器的容值对于正确驱动功率 MOSFET 而言非常重要，此外，也会使 HB-HS 偏置以极快的速度启动。在这些应用中，我们建议不要使自举电容过大。

还有其他设计注意事项可以解决如下所示的栅极驱动器和自举启动问题：

1. 在未主动供电的相位上包含低频 LO 脉冲。这可确保 HB-HS 偏置在启用相位之前完全预充电。

2. 确保当启用一个相位时，第一个初始 LO 脉冲是一个长脉冲，足以在自举二极管正向电流变为零或接近于零的情况下为自举电容器充电。在正常 HI 和 LI 脉宽期间随机启用相位会导致 LI 初始脉宽短，从而导致高正向电流在自举二极管中流动，然后当 HS 变为高电平时，反向恢复电流会更高。
3. 添加一个与驱动器内部自举二极管并联的外部肖特基二极管。使用一个小型封装二极管以允许靠近具有低 V_F 和低 R_{DYN} 的 IC VDD 和 HB 引脚放置。

3 正确确定自举电容器和 VDD 电容器的容值

在任何应用中，确定自举电容器和 VDD 电容器的正确容值都很重要，在双向直流/直流转换器中更是如此。下面快速介绍了选择自举电容值和 VDD 电容值的过程。应用手册“[针对半桥配置的自举电路选择](#)”也是有关此主题的良好参考。

首先计算自举电容在对 MOSFET Q_G 充电过程中允许的压降。

$$\Delta V_{HB} = V_{DD} - V_F - V_{HBmin} \quad (1)$$

其中...

- V_{DD} 是栅极驱动器器件的电源电压
- V_F 是自举二极管正向压降
- V_{HBmin} 是驱动 MOSFET 的最小 HB 偏置电压

接下来确定自举电容器每个开关周期所需的总电荷，通常由 MOSFET Q_G 决定。

$$Q_{TOTAL} = Q_G + I_{HBS} \times \left(\frac{D_{MAX}}{f_{SW}} \right) + \left(\frac{I_{HB}}{f_{SW}} \right) \quad (2)$$

其中...

- Q_G 是高侧驱动器输出端的总 MOSFET 栅极电荷
- I_{HBS} 是数据表中的 HB 至 VSS 漏电流
- D_{MAX} 是高侧 MOSFET 上的转换器最大占空比
- I_{HB} 是数据表中的 HB 静态电流

最后，目标最小自举电容器值可以通过以下公式确定。

$$C_{BOOTmin} = \frac{Q_{TOTAL}}{\Delta V_{HB}} \quad (3)$$

通过上述分析可得出最小自举电容值，以便提供足够的自举偏置电荷，从而以足够的 V_{GS} 正确驱动高侧 MOSFET Q_G 。电容器必须是高质量电介质，例如 X7R 或性能更好的电介质，设计人员需要考虑施加的温度和电压的容差并增加一些裕度。

如果设计在启用相位时无法适应 LI 输入启动脉冲的建议时序，或者无法容纳低频 LI 脉冲以使 HB-HS 偏置电容器在空闲时保持充电状态，建议使外部自举二极管和驱动器中的内部自举二极管并联配置。此外，选择 100V 半桥驱动器（例如 LM5101A、UCC2720x(A)、UCC27211A、UCC27301A 或 UCC27311A）也很重要。

外部自举二极管必须是肖特基二极管，其额定电压足以在包括任何 HS 电压过冲在内的最坏工作条件下满足 HS 上的最大电压。此外，外部二极管 V_F 必须确保外部二极管传导大部分自举充电电流，以降低驱动器内部二极管上的应力。将外部二极管靠近驱动器 VDD 和 HB 引脚放置非常重要，因此小型封装器件非常适合这种情况。

图 3-1 显示了采用小型 SOD123 封装的 100V 肖特基外部二极管的理想二极管正向电压曲线。80mA 和 100uA 条件下的驱动器内部自举二极管 V_F 参数也是以红色显示。

您可以看到，驱动器内部自举二极管 V_F 的红色标记明显高于作为目标的外部二极管。还请注意，需要采用小型封装以便靠近驱动器 IC 放置，并选择具有高峰值电流能力的二极管，因为自举二极管在从 0V 向自举电容器充电的初始充电脉冲期间可能具有高峰值电流。

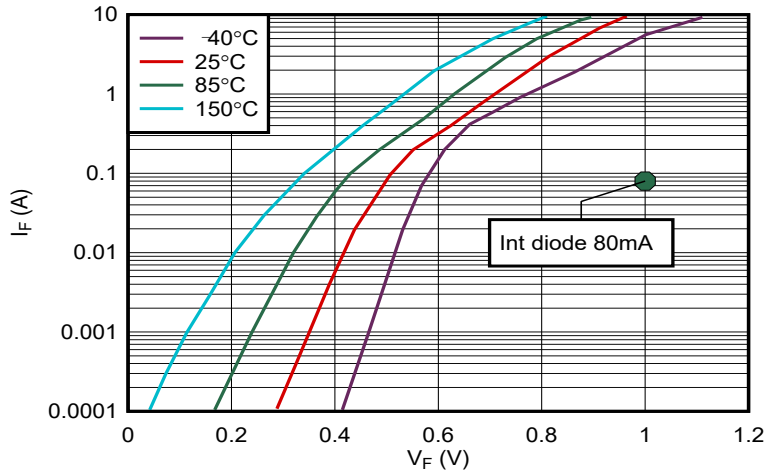


图 3-1. 外部自举二极管示例的 V_F 与 I_F 间的关系

4 高功率连续运行

许多双向直流/直流转换器应用的趋势是功率和输出电流电平不断提高。功率高达 3.6kW 的多相设计并不少见，这会在每个 75A 或更高的相位中产生高电流。有一些与栅极驱动器稳态、高电流运行相关的细节，设计人员必须密切关注。

低侧 MOSFET 和高侧 MOSFET 开关的时序有一些死区时间，以防止 MOSFET 半桥可能发生跨导。在低侧功率 MOSFET 关断且高侧功率 MOSFET 关断的死区时间内，流经输出电感器的电流会通过低侧功率 MOSFET 的体二极管。在死区时间期间，MOSFET 体二极管上的压降高于低侧 MOSFET 导通期间的压降，这会导致开关节点转换到较低的负 HS 电压电平。当低侧 FET 关断随后高侧 MOSFET 导通时，发生这种转换后，设计人员需要了解栅极驱动器的运行细节。请参阅图 4-1 中所示的时序。

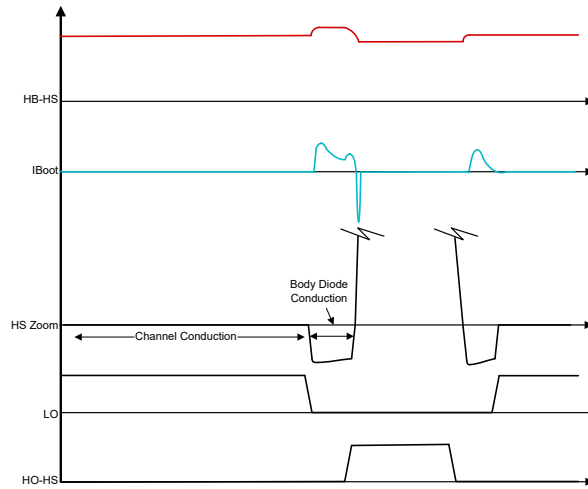


图 4-1. 稳态 HS 电压和自举二极管电流的详细时序图

需要关注的方面是低侧驱动器关断、死区时间和高侧驱动器导通之间的转换。当低侧驱动器和低侧 MOSFET 处于打开状态时，输出电感器电流将流过 MOSFET 通道，根据电感器电流和 MOSFET $R_{DS(on)}$ ，HS 或开关节点电压会略微为负值。在低侧 MOSFET 关断后，电感器电流流经低侧 MOSFET 体二极管，因此会根据体二极管正向压降产生更大的负 HS 电压。参考图 4-1，负 HS 电压增加会导致自举二极管开始导通，从而将 HB 电容充电回自举二极管的 $V_{DD} - V_F$ ，这会导致自举二极管正向电流。在此期间的自举二极管峰值电流取决于体二极管正向压降和自举二极管动态电阻，对于 1.5V 的体二极管压降和 1Ω 的自举二极管电阻，可产生 1.5A 的自举二极管正向电流。在死区时间内，驱动器的 HO 输出转换为高电平以启动高侧 MOSFET 的导通，从而使 HB-HS 电容器放电以对高侧 MOSFET Q_G 充电。这会在自举电容器上产生一些压降，还会在自举二极管中产生一些正向电流，以恢复自举电容器上的电荷。这两个事件会使自举二极管在接近高侧 MOSFET 导通时间开始传导电流，从而导致开关节

点转换为高电平。如果在开关节点转换为高电平时自举二极管中的正向电流没有充分降低到低电平，则在强制关闭时，自举二极管中会产生高反向恢复电流，可能会导致内部自举二极管发生应力或损坏。

图 5-1 显示了 100V 低 $R_{DS(on)}$ MOSFET 的体二极管正向电流与正向压降间的关系，以说明死区时间内负 HS 电压的变化。红色标记表示 40A 时的最大电压，即低温条件下的电压。需要记住的一点是，HS 负电压偏移是通道导通和体二极管导通之间的差异。从图 5-1 中的图形可以看出，体二极管的压降在低温下增加，这也是由于 MOSFET $R_{DS(on)}$ 的负温度系数而导致 $R_{DS(on)}$ 压降降低的情况。

5 设计注意事项

缓解内部自举二极管上可能出现的过应力的方法与前述多相启动问题的相同。确定驱动高侧 MOSFET 所需的自举电容，但不要使电容值过大。考虑使用之前讨论的相同参数建议为外部自举二极管提供配置。为这些应用选择驱动器非常重要，例如 LM5101(A)、UCC2720x(A)、UCC27211A、UCC27301A 或 UCC27311A。此外，如果可以增加低侧 MOSFET 关断和高侧 MOSFET 导通之间的死区时间，则可以使自举二极管电流在开关节点上升之前降低到较低水平。

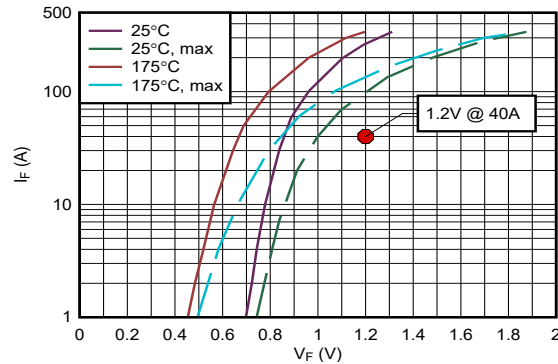


图 5-1. 功率 MOSFET 体二极管示例 V_F 与 I_F 间的关系

6 总结

本应用手册明确指出了双向直流/直流转换器的一些关键工作模式，从半桥栅极驱动器的角度而言，需要特别注意这些模式。本文就自举偏置电路设计（包括自举二极管和自举电容器）提出了非常明确的建议。这些指南和建议将有助于许多设计工程师为许多汽车和工业应用构建稳健、高效且可靠的双向直流/直流转换器。

7 参考文献

- Institute of Electrical and Electronics Engineers , [Bootstrap Voltage and Dead Time Behavior in GaN DC - DC Buck Converter With a Negative Gate Voltage](#) 出版物。

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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司