

# 如何防止推挽式转换器中的变压器饱和

作者: Anant Kamath

接口类隔离产品系统工程师

## 引言

推挽式转换器已成为一种常用拓扑,用于构建 1W 至 10W 范围内的隔离式电源。此拓扑可与数字隔离器、隔离式放大器、隔离式模数转换器、隔离式接口 (例如隔离式控制器局域网和隔离式 RS-485) 以及隔离式栅极驱动器进行配对。请参阅图 1。

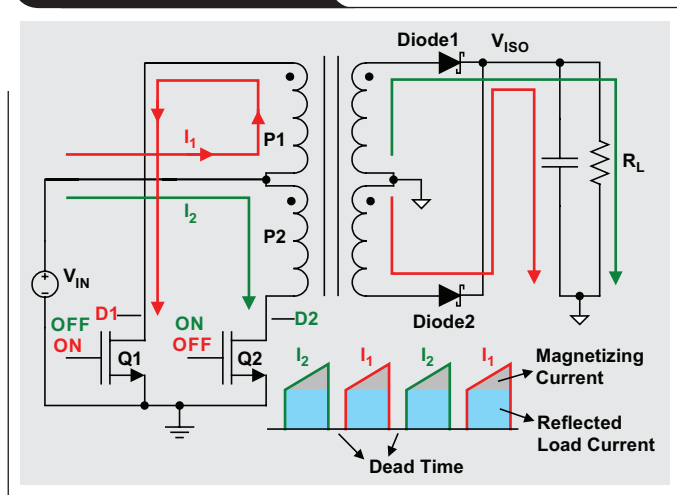
推挽式转换器的普及源于其操作简单、电磁辐射低、峰值电流低、效率高、抗扰度高和系统成本低。<sup>[1]</sup> 只需使用以下几种分立式元件即可设计具有推挽式拓扑的隔离式电源轨: 两个电源开关、一个中心抽头变压器和一些整流器二极管。这是一种前馈拓扑,不需要基于光耦合器的反馈,因此不存在环路稳定性问题。

尽管推挽式转换器有许多优点,但存在一个大问题,即可能发生变压器饱和。这种转换器依靠两个运行相位之间的良好匹配来避免变压器铁芯中出现磁通量累积。变压器饱和会导致初级电流呈指数级增长,从而造成输入电源崩溃甚至损坏转换器。本文介绍了可能导致推挽式转换器中变压器饱和的情况,以及能够减轻或防止变压器饱和的参数。

## 推挽式转换器的基本工作原理

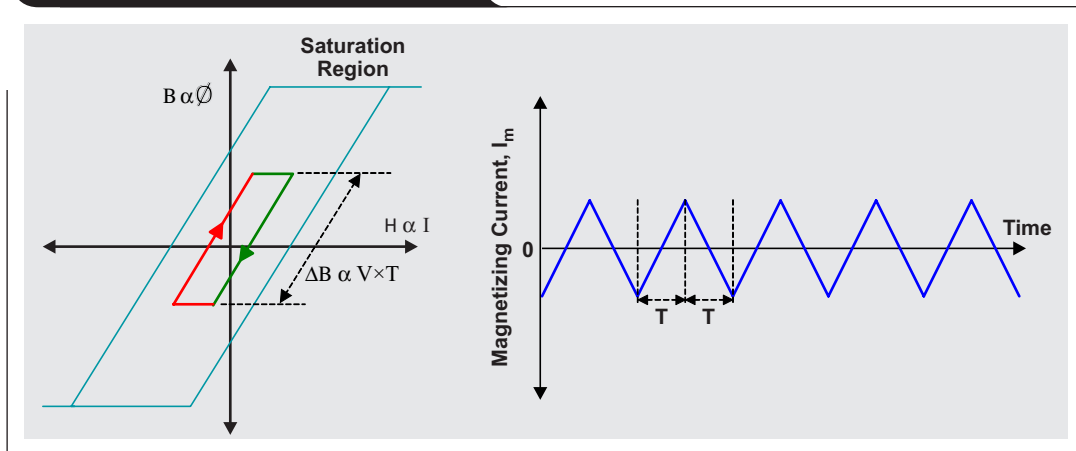
在图 1 所示的推挽式转换器中,场效应晶体管 (FET) Q1 和 Q2 设计为驱动强度相等,并在交替周期中具有相同的导通时间 (T)。两个初级绕组采用特定缠绕方式,使 Q1 导通产生的磁通量与 Q2 导通产生的磁通量完全相等且方向相反。每个相位中的磁通量累积 ( $\Delta B$ ) 与变

图 1: 推挽式转换器



压器初级两端施加的电压 (V) 和施加电压的时间 T 成正比。在所有元件完全匹配的情况下,变压器铁芯中的磁通量通过零点四周的两个象限,如图 2 所示。两个相位中的磁通量完全抵消,因此,转换器能够在稳定状态下运行,没有连续的磁通量累积。磁化电流 ( $I_m$ ) 会相应地在零点四周以三角波摆动。

图 2: 变压器中的磁通量以及  $I_m$



## 失配的影响

如果两个运行相位之间存在失配问题(例如,如果施加的电压不同或持续时间不同),一个周期中变压器中积累的磁通量在另一个周期中不会完全被抵消。这种状况会在一个完整的运行周期后留下轻微的残余磁通量,这些磁通量随着时间的推移会慢慢增加,最终使变压器进入饱和区。请参见图 3。根据失配的极性, $I_m$  会在正区域或负区域中累积。在饱和区,通过变压器初级绕组的电流会急剧增加,可能对变压器和驱动器晶体管造成灾难性损坏。

## 对适配问题进行补偿

实际可行的推挽式转换器总是存在适配问题。随着时间的推移,即使是最小的失配也会导致磁通量大量累积。这是否意味着推挽式转换器将始终饱和?不是。

$Q_1$  和  $Q_2$  导通电阻 ( $R_{ON}$ ) 的负反馈、限流以及  $I_m$  在死区时间内传输到负载都有助于防止变压器饱和。接下来将介绍这些技术的使用以及相应效果。

### FET $R_{ON}$ 的负反馈

如图 3 所示,在磁通不平衡的情况下,一个相位中的  $I_m$  高于另一个相位中的相应值。电流较大的相位会在功率 FET 中出现较高的压降,因此在该相位下对变压器两端施加较低的电压。在该相位累积的磁通量较少,因此会减小  $I_m$ 。如果转换器中的失配很小,该负反馈足以使转换器保持稳定平衡。

但是,根据 FET  $R_{ON}$  和  $I_m$  的值,该负反馈可能无法补偿转换器失配的影响。例如,如果输入电压 ( $V_{IN}$ ) 为 5V,峰值  $I_m$  为 100mA,且 FET  $R_{ON}$  为  $1\Omega$ ,则 FET  $R_{ON}$  可提供的最大负反馈为  $100\text{mA} \times 1\Omega = 100\text{mV}$ ,相对于 5V 的超出百分比为 2%。也就是说,FET  $R_{ON}$  能够补偿高达 2% 的失配(例如,由两个相位之间的导通时间不匹配引起的失配问题)。在大多数情况下,这 2% 的补偿足以防止饱和。但是,如果 FET  $R_{ON}$  仅为  $0.25\Omega$ ,则负反馈只能补偿 0.5% 的失配,这一数值可能不足以始终防止饱和。

这种近似分析有助于了解 FET 电阻的负反馈所能补偿的失配程度。对于 FET  $R_{ON}$  设计得很低以便降低传导损耗的大功率转换器,FET 电阻的负反馈可能不足以防止变压器饱和。

### 限流

另一种防止饱和的技术是逐周期限流,它可以监控每个周期中通过 FET 的电流。如果电流超过安全限值(通常设置为工作电流范围的两到三倍),则该周期将终止。虽然限流可作为一种可靠的安全措施,但这种方法会导致更高的整体  $I^2R$  功率损耗,因为转换器中的峰值电流被允许上升到高于要求的值。轻载条件下对效率的影响更大,在这种情况下,无负载电流意味着  $I_m$  必须大幅增加到更高的值才能达到电流限值。图 4 所示为限流对  $I_m$  的影响,该电流不能超过设定的电流限值。

图 3:失配引起的磁通量增加和  $I_m$  上升

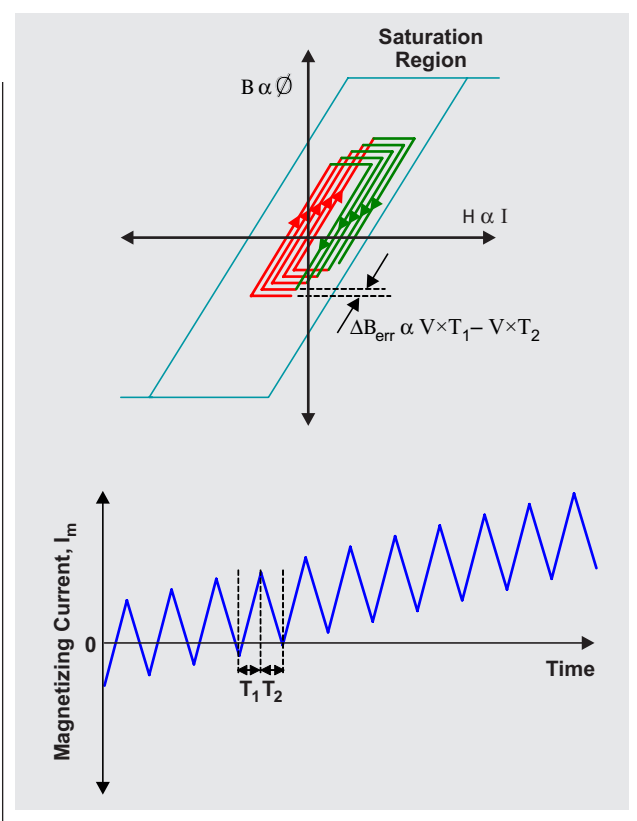
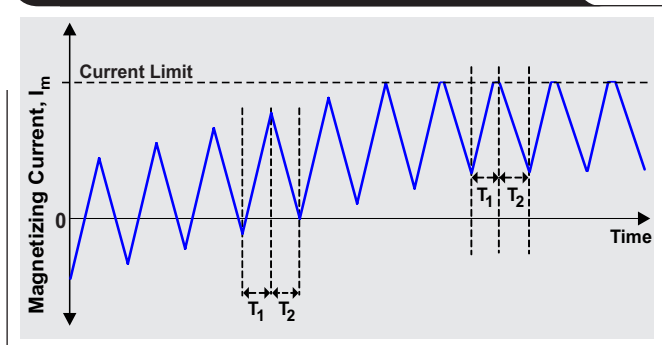


图 4:限流可防止  $I_m$  累积到不安全水平



## 死区时间对推挽式变换器中变压器饱和的影响

为了防止击穿电流，推挽式转换器在两个相位之间总是存在一定的死区时间。在死区时间内，FET Q1 和 Q2 都关断。死区时间在防止变压器饱和方面的有利效果如下所述。

在图 5 中，磁化电感建模为  $L_m$ 。流经  $L_m$  的电流为  $I_m$ 。FET Q1 和 Q2 在死区时间内均关断，因此  $I_m$  会升高 Q1 或 Q2 的漏极电压，从而使 Diode1 或 Diode2 正向偏置。电流路径取决于死区时间开始时  $I_m$  的极性。变压器铁芯两端将出现次级侧电压，从而使铁芯磁通量衰减。换句话说， $I_m$  在死区时间内流经次级侧二极管 Diode1 或 Diode2 时以某种方式发生衰减。当  $I_m$ （因此铁芯磁通量）达到零时，流经次级二极管的电流将停止。

如果总死区时间占导通时间  $T$  的百分比大于两个相位之间磁通量失配的百分比，则磁通量在死区时间内将始终衰减为零。推挽式转换器现在在一个象限内工作，如图 6 所示。如果稳定状态下在一个相位中产生的磁通量 ( $\Delta B_1$ ) 比另一个相位中产生的磁通量 ( $\Delta B_2$ ) 更高，从而在整个周期结束时产生净的正  $I_m$ ，那么该正  $I_m$  在死区时间内流经次级二极管时会发生衰减 ( $\Delta B_3$  和  $\Delta B_4$ )，直到磁通量和  $I_m$  降至零。如图 6 所示， $I_m$  不会无限期累积，而是会达到稳定状态，并保持正值。同样，如果失配在两个相位结束时导致净负  $I_m$ ， $I_m$  将以净负  $I_m$  达到稳定状态。

## 器件测量结果

我们通过测试模式特意在两个相位之间添加了时序失配，测试了死区时间对 SN6505B 推挽式转换器的影响。在没有失配的情况下，每个相位的导通时间为 625ns。添加失配以使两个导通时间 ( $T_1$  和  $T_2$ ) 一直偏斜至 540ns 和 710ns，总计失配为 170ns。然后，观察开关节点上的电源转换器效率和过冲，找出变压器饱和的迹象。 $I_m$  的突然增加将表现为电源转换器效率和过冲的拐点。

图 5.  $I_m$  流经二极管时衰减

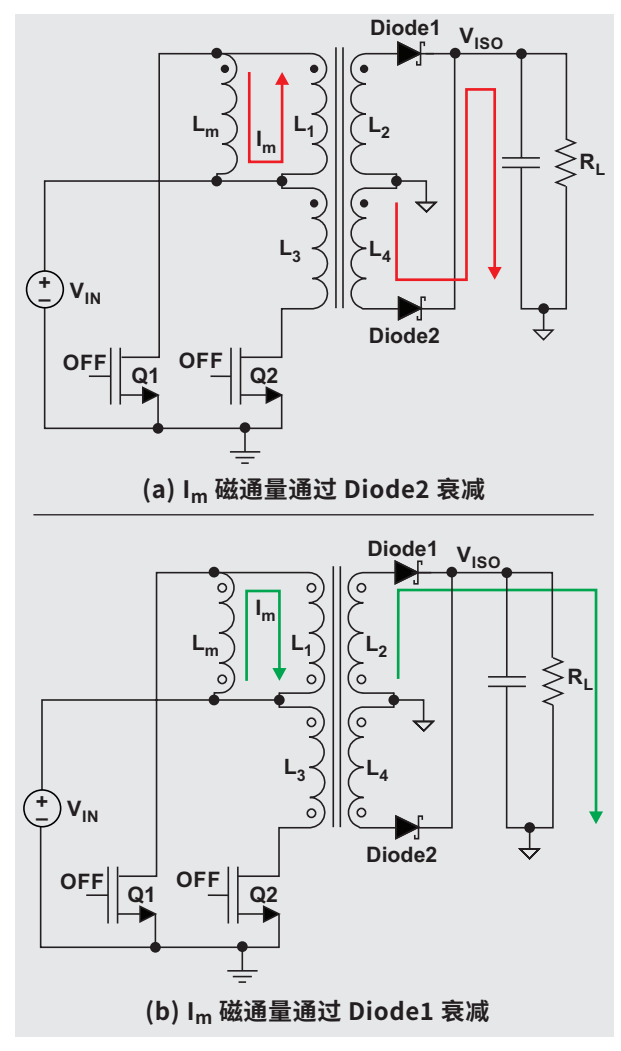
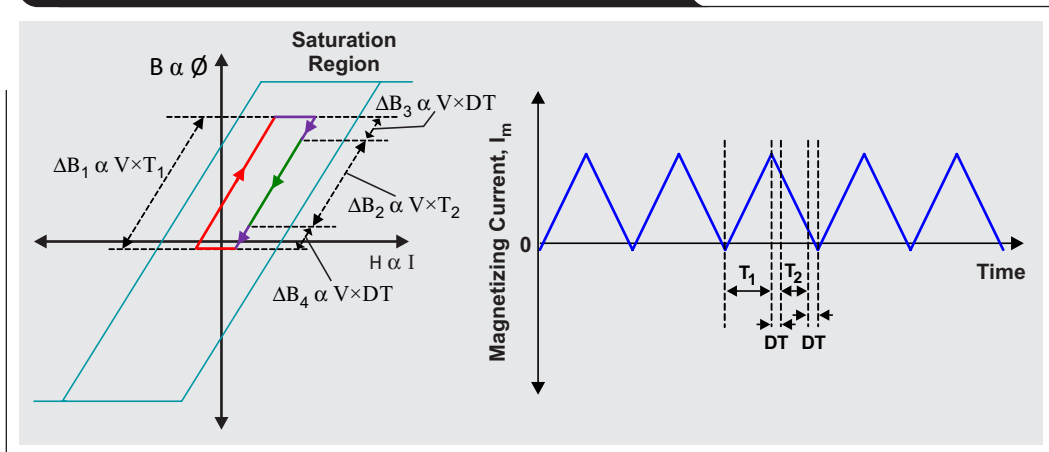


图 6. 尽管存在失配，但磁通量和  $I_m$  仍保持稳定，并在死区时间 (DT) 内衰减至零

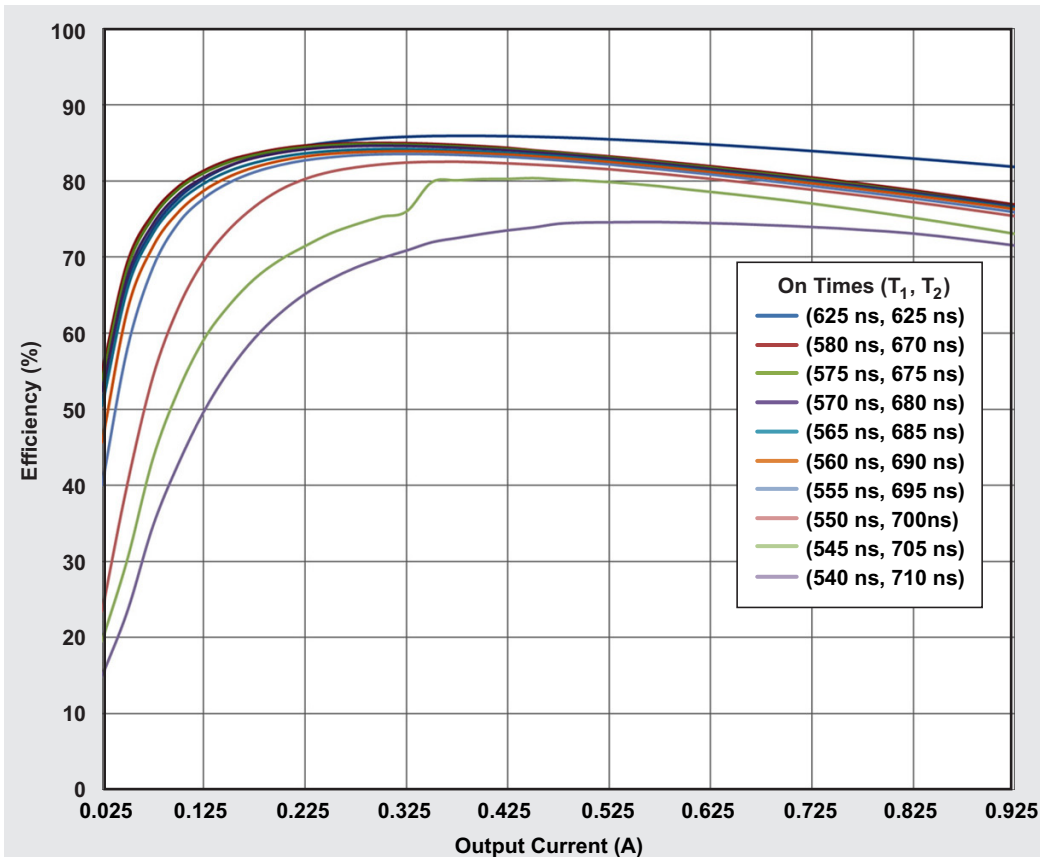


SN6505B 每个时钟周期的总内置死区时间为 160ns, 即每个导通时间后的死区时间为 80ns。图 7 展示了当相位之间的失配从 90ns 增加到 170ns 时转换器效率与负载电流间的关系。图 8 以图形方式显示了 150ns、160ns 和 170ns 三个失配值的开关节点 (Q1 和 Q2 的漏极)。如这两个图所示, 转换器的效率曲线以及开关节点上的过冲在失配约为 150ns 至 160ns 时显示出拐点, 这个时间接近于 SN6505B 和  $I_m$  中的总死区

时间。这些测量结果对上一部分中的分析形成支持, 并证明低于死区时间的失配 (以导通时间的百分比表示) 不会使推挽式转换器饱和。

这些结果还表明, SN6505B 能够保持稳定, 即使在特意添加 10% 到 12% 失配的情况下也不会饱和。该百分比要比推挽式转换器中通常存在的失配值 (2% 至 3%) 高得多。为了进一步提供保护, SN6505B 还具有内置电流限制功能。

图 7. 不同导通时间  $T_1$  和  $T_2$  值下的效率与负载电流间的关系



## 结论

死区时间内次级二极管中的磁通量衰减对于防止饱和非常有效。只要失配低于死区时间 (采用百分比形式), 就有可能防止变压器饱和。使用 SN6505B 设计的隔离式电源不会饱和, 因此在存在较大失配时仍能保持稳定。

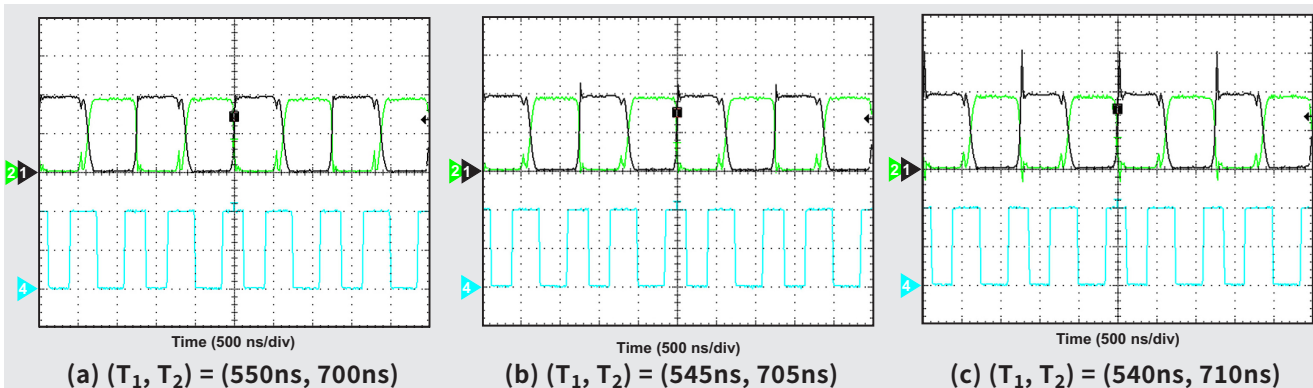
## 参考文献

1. Anant Kamath, 《推挽式转换器简化了混合动力汽车/电动汽车系统中的隔离式电源设计》, 模拟设计期刊 (SLYT790B), 2020 年第 1 季度。

## 相关网站

产品信息:  
SN6505B

图 8. 不同导通时间  $T_1$  和  $T_2$  值下的开关节点过冲



## TI 全球技术支持

### TI 支持

感谢您的订购。如有疑问或需联系我们的支持中心, 请访问

[www.ti.com.cn/support](http://www.ti.com.cn/support)

中国: <http://www.ti.com.cn/guidedsupport/cn/docs/supporthome.tsp>

日本: <http://www.tij.co.jp/guidedsupport/jp/docs/supporthome.tsp>

### 技术支持论坛

在 TI 的 E2E™ 社区 (工程师对工程师) 中搜索数百万个技术问题和答案, 网址

[e2e.ti.com](http://e2e.ti.com)

中国: <http://www.deyisupport.com/>

日本: <http://e2e.ti.com/group/jp/>

### TI 培训

从技术基础到高级实施, 我们提供点播和直播培训以帮助您实现下一代设计。即刻体验, 请访问

[training.ti.com](http://training.ti.com)

中国: <http://www.ti.com.cn/general/cn/docs/gencontent.tsp?contentId=71968>

日本: <https://training.ti.com/jp>

**重要声明:** 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不承担任何责任。有关任何其他公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的批准、担保或认可。

A011617

E2E 是德州仪器 (TI) 的商标。所有其他商标均属于其各自所有者。

© 德州仪器 (TI) 公司 2021 年版权所有。  
版权所有。



ZHCT352

## 重要声明和免责声明

TI 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安全、安保或其他要求。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 (<https://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 或 [ti.com.cn](https://www.ti.com.cn) 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。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122  
Copyright © 2021 德州仪器半导体技术（上海）有限公司