

摘要

在驱动本质上为电感性或电容性的负载时，许多系统设计人员对这种情况下固有的问题感到很棘手，因为此类负载给导通和关断操作带来了特有的散热问题。此外，随着 LED 等负载变得越来越常见，这些负载又引入了其他特有问题，如诊断和可靠性方面的挑战，当这些负载用作系统中的非板载负载时，必须解决这些问题。本文档将分析这些负载中的每一个，首先从技术角度探讨负载的潜在问题，然后深入探讨在 TI 智能高侧开关解决方案中集成强大诊断工具的必要性。本应用手册还将分享根据给定负载曲线来选择智能高侧开关的注意事项

内容

1 引言	3
2 驱动电阻性负载	4
2.1 背景	4
2.2 应用示例	4
2.3 为何使用智能高侧开关？	5
2.4 选择合适的智能高侧开关	6
3 驱动电容性负载	10
3.1 背景	10
3.2 应用示例	10
3.3 为何使用智能高侧开关？	11
4 驱动电感性负载	23
4.1 背景	23
4.2 应用示例	23
4.3 为何使用智能高侧开关？	24
4.4 导通阶段	24
4.5 关断阶段	25
4.6 选择正确的智能高侧开关	31
5 驱动 LED 负载	32
5.1 背景	32
5.2 应用示例	32
5.3 LED 直接驱动	33
5.4 LED 模块	33
5.5 为何使用智能高侧开关？	33
5.6 开路负载检测	34
5.7 负载电流感测	34
5.8 恒流源	34
6 附录	36
6.1 瞬态热阻抗数据	36
6.2 退磁能量特性数据	43
7 参考文献	46
8 修订历史记录	46

插图清单

图 2-1. 座椅加热器-电阻性负载应用	4
图 2-2. 分立式电流测量实现方案	5
图 2-3. TPSxHxxx 电流感测电路	5
图 2-4. 智能高侧开关波形	7
图 2-5. PWM 期间的开关能量损耗	7
图 2-6. 实测开关波形	9
图 2-7. 实测开关损耗波形	9
图 3-1. 汽车电容性负载驱动示例	10

图 3-2. 工业电容性负载驱动示例.....	11
图 3-3. 电容性负载充电图.....	11
图 3-4. 浪涌导致电源电压下降的示例.....	12
图 3-5. 不受控制的电容器充电原理图.....	12
图 3-6. 不受控制的电容器充电波形.....	12
图 3-7. 串联电阻电容器充电原理图.....	13
图 3-8. 串联电阻电容器充电仿真.....	13
图 3-9. TPS2H160-Q1 在 1A 时的电流限制.....	13
图 3-10. TPS2H160-Q1 在 500mA 时的电流限制.....	14
图 3-11. 电容充电时的 V_{DS}	15
图 3-12. TPS2H160-Q1 在 1A 电流下充电.....	16
图 3-13. 器件热阻抗的 Foster 网络模型.....	17
图 3-14. 热时间常数对 $R_{\theta JA}$ 和结温的影响.....	17
图 3-15. 浪涌周期内的 $R_{\theta JA}$ 和结温.....	18
图 3-16. 根据 TPS2H160-Q1 瞬态热阻抗曲线估算 $Z_{\theta JA}(\Delta t/2)$	19
图 3-17. 相对热关断机制导致的热循环.....	20
图 3-18. TPS2H160-Q1 驱动电容时进行热关断.....	21
图 4-1. 电磁阀应用示例.....	23
图 4-2. 电感性负载导通阶段.....	24
图 4-3. 电感性负载关断阶段.....	25
图 4-4. 电感关断期间的退磁能量.....	28
图 4-5. TPS4H160-Q1 退磁能力.....	30
图 4-6. 测量的负载 1 下的退磁能量.....	31
图 5-1. 智能高侧开关驱动 LED 负载的应用实例.....	32
图 5-2. 智能高侧开关为 LED 模块供电.....	33
图 5-3. 开路负载检测原理图.....	34
图 5-4. 以恒压 (恒定输出电压) 模式和恒流模式驱动 LED.....	35
图 6-1. TPS1H000-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	36
图 6-2. TPS2H000-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	36
图 6-3. TPS4H000-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	37
图 6-4. TPS1H100-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	37
图 6-5. TPS1H200-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	38
图 6-6. TPS2H160-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	38
图 6-7. TPS4H160-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	39
图 6-8. TPS1HB50-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	39
图 6-9. TPS2HB50-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	40
图 6-10. TPS1HB35-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	40
图 6-11. TPS2HB35-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	41
图 6-12. TPS1HB16-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	41
图 6-13. TPS2HB16-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	42
图 6-14. TPS1HA08-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	42
图 6-15. TPS1HB08-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$	43
图 6-16. TPS1H200-Q1 退磁能量特性.....	43
图 6-17. TPS1HA08-Q1 退磁能量特性.....	44
图 6-18. TPS2HB50-Q1 退磁能量特性.....	44
图 6-19. TPS4H000-Q1 退磁能量特性.....	45
图 6-20. TPS4H160-Q1 退磁能量特性.....	45

表格清单

表 2-1. 加热器负载示例.....	8
表 3-1. TI 智能高侧开关产品系列.....	21
表 4-1. 测量出的与计算出的退磁能量.....	28
表 4-2. 电感性负载示例.....	29
表 5-1. 典型多串阵列负载电流下的最大电流感测精度.....	34
表 5-2. 智能高侧开关设计注意事项.....	35

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

通常，在许多系统中，中央模块以多种不同的形式为非板载负载供电。在中央模块为汽车前照灯供电、PLC 系统为机械臂供电以及家用电器为前面板上的指示灯供电等情况下，都是如此。必须驱动非板载负载的情况在绝大多数电气系统中都很常见，这给系统设计人员带来了挑战。虽然提供足够的直流电源来满足系统要求会很简单，但考虑到要确保针对短路和开路的稳健保护、提供故障指示、快速为负载供电以及实现预测性维护，面临的难度则大大提高。现在的设计对这些附加特性的需求越来越多，因此工程师需要选择支持这种功能的输出拓扑。实现这一目标的有效方法是使用智能高侧开关，因为它能够可靠地驱动非板载负载并支持多种诊断机制和故障预防机制。

并非所有的非板载负载都是相同的。对于每种负载曲线，智能高侧开关的作用不同，需要考虑不同的因素来确保提供强大的保护。无论负载是电阻性、电容性、电感性还是不完全属于这些类别之一（例如 LED），都将改变负载的驱动方式和设计方式。为了实现合理的输出功率保护，设计人员需要了解预期的负载曲线，然后了解这种负载曲线如何影响输出级设计。本文档将分析一些常见的负载曲线，并探讨有关这些负载的具体挑战和注意事项。本文档中将研究的负载曲线包括：

1. [节 2](#)：驱动电阻性负载
2. [节 3](#)：驱动电容性负载
3. [节 4](#)：驱动电感性负载
4. [节 5](#)：驱动 LED 负载

对于这些负载类型中的每一种，本文档将提供一些包含给定负载曲线的示例应用，讨论为什么智能高侧开关与传统分立式解决方案相比具有优势，深入探讨该负载类型特有的技术挑战，然后介绍如何根据给定应用选择合适的智能高侧开关。

正确而透彻地理解负载曲线对输出功率级的影响，有助于显著提高系统的功能性和可靠性。随着设计不断变得更加智能和强大，这种理解对所有设计人员来说都至关重要。

2 驱动电阻性负载

2.1 背景

电阻性负载是最简单的驱动负载，因为此类负载遵循欧姆定律。

$$V = I * R \quad (1)$$

之所以说简单，是因为设计人员知晓电压（汽车电池通常为 13.5V）和负载电阻（用欧姆表进行测量）。通过这两个参数，他们可计算出将通过电路的最大电流。了解这一信息是选择合适的器件来驱动该负载的第一步，因为每个高侧开关都有一个相关的导通电阻，可限制允许通过器件而不触发热关断的标称电流量。在典型应用中，需要改变通过负载的电流以提供预期的输出。同样重要的是诸如电流感测之类的特性，这些特性旨在将实际通过负载的电流与微控制器相关联。若要改变通过负载的电流，最基本方法是对使能引脚进行脉宽调制 (PWM)。这种方法提升了热计算的复杂性。

在本部分中，我们将研究电阻性负载的应用，并展示在驱动这些负载时可以使用哪些相关特性。我们还将了解 TI 的智能高侧开关的功能集如何与负载要求充分契合。最后，为了选出适用的高侧开关，我们必须学习如何计算开关的功率损耗并将该数据与结温相关联，并适当设置电流限制，以便高侧开关能够正确驱动电阻性负载。

2.2 应用示例

车辆中常见的电阻性负载是座椅加热器。电流流过时，座椅内放置的长线圈会发热。该电流会受到控制以确保产生适度的热量。此处提供了针对这种应用的一个参考设计：[适用于座椅加热器的智能电源开关参考设计](#)。

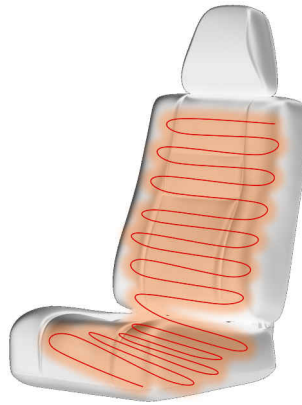


图 2-1. 座椅加热器-电阻性负载应用

在座椅加热应用中，设置座椅温度时需要执行单独的温度设置步骤。所有配备此功能的车辆都允许用户根据需要选择适合的温度范围。可以推断，温度与流经负载的电流直接相关，因此为了调节温度，电流必须按比例变化。

$$I \propto P \propto T \quad (2)$$

为此，控制高侧开关的微控制器将对使能引脚进行脉宽调制 (PWM)。这会快速导通和关断器件，从而提供有效电流，可根据占空比 D 利用[方程式 3](#) 计算出该电流。对使能引脚进行 PWM 处理时，导通和关断器件会产生相关的功率损耗。有关该开关损耗以及其他功率计算的说明，请参阅[节 2.4.2](#)。

$$I = D * \frac{V}{R} \quad (3)$$

微控制器还需要测量通过高侧开关的电流，以便了解座椅当前的温度。这意味着高侧开关的电流检测输出需要准确，这样才能知晓准确的温度。这种精确的电流检测将在[节 2.3.1](#) 中加以讨论。

以上是座椅加热器负载的示例，但现实中有许多不同的电阻性负载，例如白炽灯和工业加热器。这些负载中的每一个都需要不同的电流电平，因此短路保护级别也会有所不同。此保护级别需要足够高以确保标称电流可通过，但又要足够低以确保不会对系统本身造成损害。

2.3 为何使用智能高侧开关？

虽然驱动电阻性负载的基本原理很简单，但出于几方面的考虑，使用智能高侧开关成为最佳选择。使智能高侧开关脱颖而出的两个主要优势是其具备精确的电流感测和电流限值可调节的特性。

2.3.1 精确的电流检测

大多数智能高侧开关都具有被称为“电流感测”的功能，将测量通过开关的电流。本部分将介绍该功能，以及在智能高侧开关中集成该功能优于单独测量电流的原因。

如应用部分所述，流过开关的电流将与负载中的温度成正比。这意味着，为了在闭环电路中监测电流并将电流调整回来，电流测量的误差需要非常低。通常，如果设计人员想要使用负载开关，他们将不得不引入一个分立式电路或更多组件来正确测量电流并使电流中继回中央微控制器。

就电流测量而言，有许多不同因素会导致实际系统中存在误差。测量电流的分立式解决方案是使用检测电阻，并通过四个电阻器和一个运算放大器组成一个差分放大器。在此配置中，系统中的每个组件都必须具有非常严格的公差，通常小于 1%。这是为了降低电流检测的整体误差，但代价是布板空间大幅增加。此外，检测电阻会增加串联阻抗，从而降低系统中的最大电流。

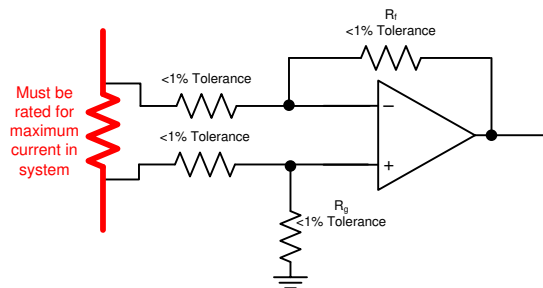


图 2-2. 分立式电流测量实现方案

TI 的高侧开关产品系列在大多数器件上都具有非常高的电流检测精度标准。例如，TPS1H100-Q1 在负载 $\geq 1A$ 时具有 $\pm 3\%$ 的精度。它不仅可以减少系统中所需的组件数量，而且能够在获取流经系统的精确电流方面降低误差。

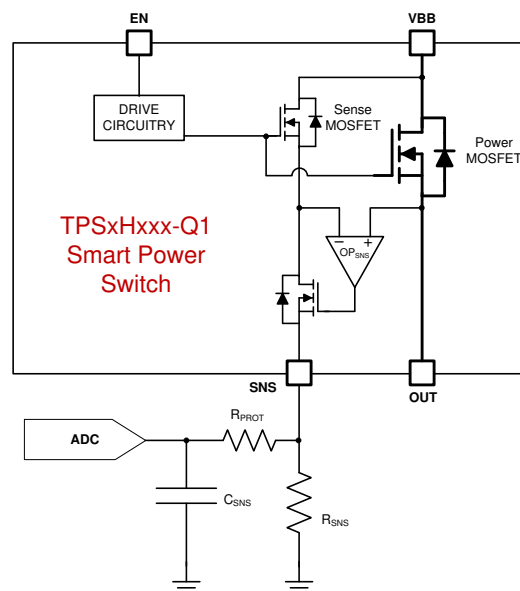


图 2-3. TPSxHxxx 电流感测电路

图 2-3 所示为 TI 高侧开关系列器件中用于电流感测的内部电路。将电流感测功能集成到高侧开关可减少系统中的组件数量，同时仍能保持高精度。

2.3.2 可调电流限制

TI 智能高侧开关的另一个独特特性是对可调电流的限制。此特性在热应用中尤其重要，因为在这类应用中，即使只在短时间内产生大量电流也不仅会损害系统而且还会损害最终用户。大多数情况下，在电阻性负载应用中会对使能引脚进行 PWM 处理，仅允许全部电流中的一部分流向负载。这意味着，即使是高侧开关可以应对的标称电流流量也会造成故障，并可能损害系统或最终用户。

竞争对手提供的高侧开关通常具有固定的电流限值，相对于标称工作电流而言，该限值通常过高。这意味着开关在达到设置得异常高的电流电平或造成热关断之前不会关断。在上面的加热器示例中，理论上一个微不足道的电阻短路可能就会消耗两倍的 PWM 电流。

2.4 选择合适的智能高侧开关

为电阻性负载选择高侧开关的方法归结为需要哪些特性以及什么样的 R_{ON} 将能够安全驱动负载。

2.4.1 功率耗散计算

选择正确的智能高侧开关在很大程度上取决于器件能否提供应用所需的电流而不会达到热关断阈值。对于电阻性负载应用，需要做的第一件事是测量负载的电阻。然后根据方程式 1 计算电流。请注意，提供的电压需要是特定用例所需的最大工作电压。对于汽车电池，这将是 18V，任何更高的电压都将被视为故障情况。由于对输入进行的 PWM，大多数电阻性负载不会以满电流运行，但重要的是需要确保开关在这种条件下仍然能够工作。这种情况会发生在电池反向故障期间，此时的电流无法通过 PWM 进行调节。根据此电流和开关的 R_{ON} （高温下的最大值），可通过方程式 4 计算开关中的功率耗散。

$$P_{DIS} = I^2 * R_{ON} \quad (4)$$

若要计算器件的结温，设计人员可在数据表中的“热性能信息”部分找到连接环境热阻 $R_{\theta JA}$ 。请注意，数据表中的 $R_{\theta JA}$ 规格适用于 JEDEC 标准定义的特定电路板布局。不同电路板布局的热性能会有所不同，但此规格给出了一个很好的初步近似值。若要进行完整计算，请运行器件的热性能仿真程序来了解温度会是多少。以一阶计算结温 T_J 的方法是取环境温度 T_A 加上功率耗散乘以 $R_{\theta JA}$ ，如下所示：

$$T_J = T_A + P_{DIS} * R_{\theta JA} \quad (5)$$

TI 的所有智能高侧开关都具有热关断功能。这意味着，当器件的结温达到一定温度时，器件将关断以保护自身。当系统正常运行时，其设计应使开关绝不会达到该温度。通过使用上面的公式并将计算得到的最大结温与数据表中的热关断阈值 $T_{(SD)}$ 或 T_{ABS} 相关联，设计人员将知晓器件是否会因为驱动该负载所需的电流而关断。请注意，这种情况适用于负载没有 PWM 的用例。当负载经过 PWM 处理时，系统中的电流将低于本部分中计算出的直流电流。这意味着设计人员实际上可根据经过 PWM 处理的电流选择他们的智能高侧开关，并且由于 TI 的可调电流限制技术，可将电流限值设置为低于直流工作电流。

2.4.2 PWM 和开关损耗

仅计算稳态工作条件下的功率耗散和结温是选择智能高侧开关来驱动电阻性负载的第一步。如应用部分所述，大多数电阻性负载的工作方式是对开关进行 PWM 处理以调整提供给负载的电流。开关的这种 PWM 或快速开关操作会在开关中引入更多损耗，这种情况在大型负载电流应用中也需纳入考虑范围。大多数设计人员此时的想法是，负载是电阻性的，因此在负载的开关操作过程中不会有任何功率损耗，原因是根据欧姆定律，电压与电流成正比。因而，当电流变为零时，电压将随之为零。此想法有两个问题。第一个问题是并不存在纯电阻性负载，因为必须考虑负载中的实际寄生参数，这些寄生参数会直接影响电压和电流的关系。第二个问题也是更突出的问题：按照设计，智能高侧开关的输出电压波形为固定形状。这意味着，当系统对开关的使能引脚进行 PWM 处理时，输出电压波形不会直接镜像“使能”。相反，按照设计，它将具有不同的压摆率。开关的这一设计方式非常重要且很有必要，因为输出波形的快速变化会发射大量 EMI，这会造成破坏，尤其是在汽车系统中。数据表中定义了导通和关断脉冲的形状。图 2-4 所示为一个示例波形。

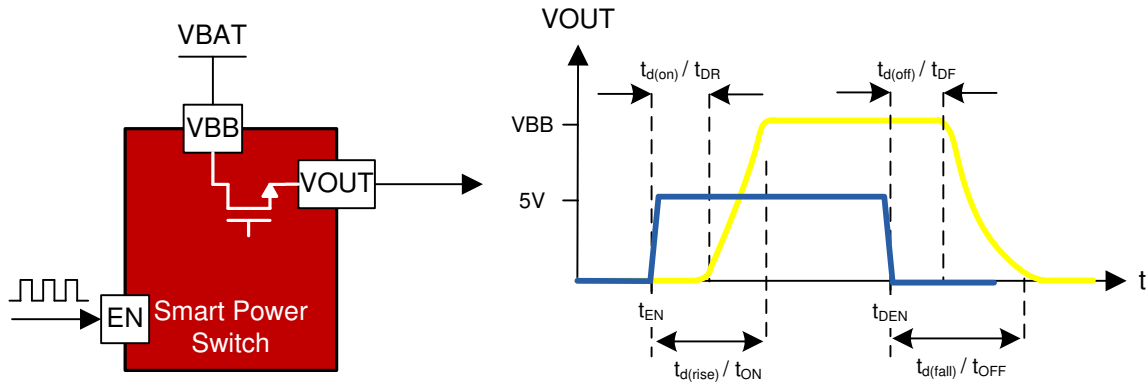


图 2-4. 智能高侧开关波形

智能高侧开关的数据表中定义了导通延迟 $t_{d(on)}$ 或 t_{DR} 以及总导通时间 $t_{d(rise)}$ 或 t_{ON} ，两者相减得到输出器件从 10% 上升到 90% 的时间。同样，关断延迟 $t_{d(off)}$ 或 t_{DF} 以及总关断时间 $t_{d(fall)}$ 或 t_{OFF} 可用于计算输出器件从 90% 下降到 10% 的时间。然而，这并未涵盖全部情况，因为从 0-10% 和从 10-0% 的过程中会发生额外的开关损耗。根据图 2-5 可以看出，开关能量损耗是功率耗散曲线下对应于导通和关断时间的区域。

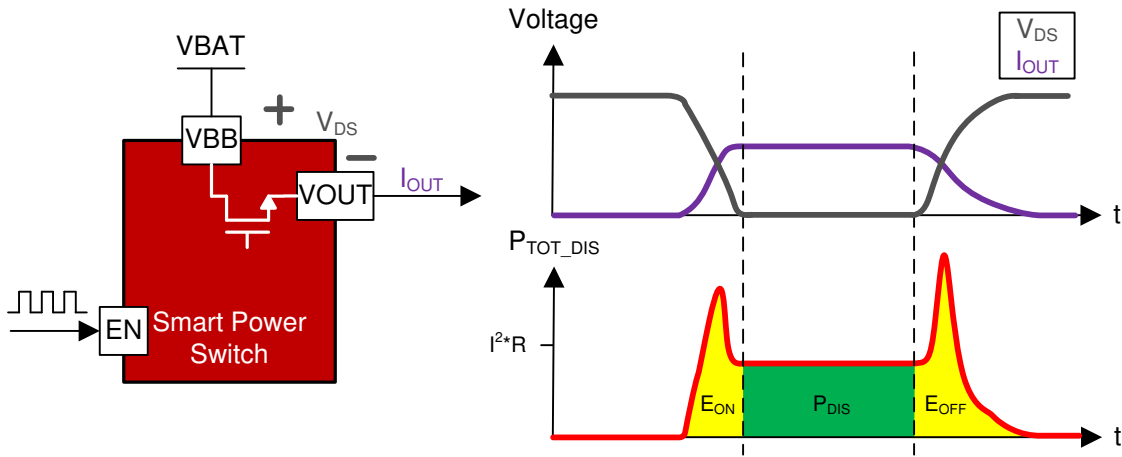


图 2-5. PWM 期间的开关能量损耗

该图显示了开关的主 FET 上的电压 V_{DS} 和通过系统的电流 I_{OUT} 。在这些波形下方显示了功率耗散波形，它是上述两个波形的乘积。显然， V_{DS} 和 I_{OUT} 成反比。它们的波形不是线性的，从导通和关断期间的红色功率波形上的尖峰可以看出这一点。在系统达到稳定状态之前，该曲线下的区域称为导通或关断能量 E_{ON} 和 E_{OFF} 。需要注意的是，这只是直观的表达方式，并非按精确比例绘制，因为在大多数情况下，主要的能量损失将是通过 FET 的耗散。

开关的 R_{ON} 越低，开关损耗就越明显。因此，TI 提供了低 R_{ON} 系列器件在关断和导通期间的开关能量损耗。将这个值（以 mJ 为单位）乘以开关频率以得到开关能量损耗。

$$P_{SW} = (E_{ON} + E_{OFF}) * f_{SW} \quad (6)$$

还需要注意，这是一个通道的开关损耗。如果器件有多个通道，则需要用开关损耗加上 FET 耗散再乘以通道数

$$P_{DIS_TOT} = (P_{SW_CH} + P_{DIS}) * (\# \text{ of channels}) \quad (7)$$

现在已经确定了开关引起的功率损耗，接着就可以计算系统中的总功率损耗，以确认器件能够成功驱动该负载。这个计算方式很简单，就是将所有开关损耗和功率耗散损耗相加得到总功率损耗，并使用方程式 5 计算结温。如果结温低于热关断阈值，则表示器件能够成功向负载供电。

表 2-1. 加热器负载示例

智能电源开关	TPS2HB16-Q1
电阻性负载 1, R_{H1}	1.42Ω
电阻性负载 2, R_{H2}	2.6Ω
电池电压, V_{BAT}	13.5V
PWM 频率 1, f_{SW1} / 占空比, D_1	200Hz, 50%
PWM 频率 2, f_{SW2} / 占空比, D_2	100Hz, 85%
环境温度, T_A	70°C
$R_{\theta JA}$, JEDEC	32.9W/°C
T_{ABS}	160°C

例如，如果我们有两个电阻性加热器负载：第一个是 1.42Ω，需要在 200Hz 下以 50% 的占空比进行开关，第二个是 2.6Ω，要在 100Hz 下以 85% 占空比进行 PWM 处理。电池电压为 13.5V。使用 TPS2HB16-Q1 并根据电阻性负载方面的知识，我们首先计算出通道 1 的 I_{H1} 和通道 2 的 I_{H2} 稳态负载电流。

$$I_{LOAD1} = D_1 * \frac{V_{BAT}}{R_{H1}} = 4.75 A \quad (8)$$

$$I_{LOAD2} = D_2 * \frac{V_{BAT}}{R_{H2}} = 4.41 A \quad (9)$$

下一步是使用 [方程式 4](#) 计算开关的每个通道在正常工作期间的功率耗散。另外请注意， R_{ON} 值来自 TPS2HB16-Q1 数据表中的“导通电阻 (R_{ON}) 与温度间的关系”图。一个通常遇到的问题是，考虑了占空比的负载是否可以用于计算功率耗散。之所以有这个问题，是因为在 [图 2-5](#) 中，能量损失的 P_{DIS} 部分并未考虑占空比问题。这是在稳态条件下进行的计算，因此问题不大。这就是说，只要占空比不动态变化，开关中的平均功率耗散将与考虑了占空比之后计算出的稳态电流有关。

$$P_{DIS1} = I_{LOAD1}^2 * R_{ON} = (4.75 A)^2 * 0.04 \Omega = 0.903 W \quad (10)$$

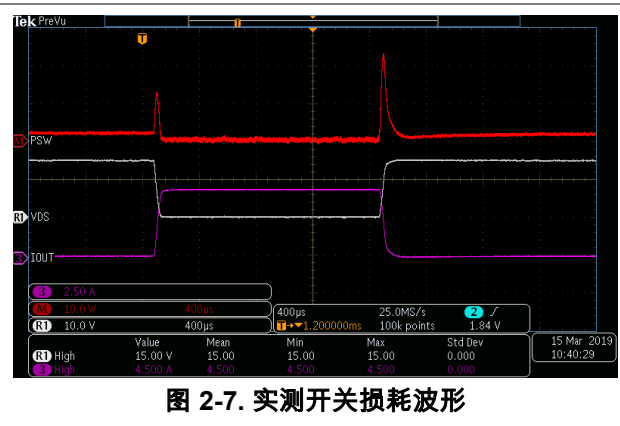
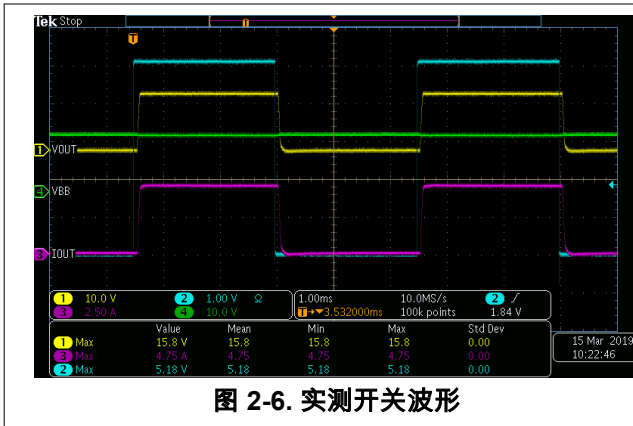
$$P_{DIS2} = I_{LOAD2}^2 * R_{ON} = (4.41 A)^2 * 0.04 \Omega = 0.778 W \quad (11)$$

现在，计算出开关的标称功率耗散后，必须加上开关损耗。在 TPS2HB16-Q1 数据表中， E_{ON} 定义为 0.4mJ， E_{OFF} 也定义为 0.4mJ。根据 [方程式 6](#) 能够计算出器件的开关损耗。

$$P_{SW1} = (0.4 mJ + 0.4 mJ) * 200 Hz = 0.16 W \quad (12)$$

$$P_{SW2} = (0.4 mJ + 0.4 mJ) * 100 Hz = 0.08 W \quad (13)$$

在下面的波形中可以看到相关情况。[图 2-6](#) 所示为 R_{H1} 的开关情况，其中的蓝色波形为使能信号，绿色为 V_{BB} ，黄色为 V_{OUT} ，紫色为 I_{OUT} 。此外，在 [图 2-7](#) 中，能够看到开关的 V_{DS} 以白色显示，由此产生的功率耗散及开关损耗以红色显示。



将器件中的所有损耗相加得出总功率耗散。

$$P_{TOT_DIS} = (P_{DIS1} + P_{SW1}) + (P_{DIS2} + P_{SW2}) = 1.921 W \quad (14)$$

最后，在确定总功率耗散后，就可使用方程式 5 计算结温。

$$T_j = 70^\circ C + 32.9 \frac{^\circ C}{W} * 1.921 W = 133.2^\circ C \quad (15)$$

该温度远低于器件 160°C 的热关断温度，这说明 TPS2HB16-Q1 能够安全驱动这些负载。

3 驱动电容性负载

3.1 背景

TI 的智能高侧开关可用于驱动并维持通常高达 4mF 的大容量电容性负载。根据上电时的上升时间，此负载输出电容会导致大浪涌电流，而这些浪涌电流仅受接线和互连中存在的寄生电阻和电感的限制。某些情况下的浪涌电流会超过 100A。像这样的高电流可能会导致输入电源电压下降，从而损害系统中的其他电路或导致故障。

为了防止出现这些问题，可使用智能高侧开关来限制电流并通过对电容性负载进行线性充电来降低浪涌电流。为了使用智能高侧开关有效驱动电容性负载，有必要了解开关在限制电流时的热耗散影响，因为可在器件内部观察到大功率水平。在理论上正确理解充电过程以及实际理解对智能高侧开关的选择，使工程师能够设计出合适的输出级，确保输出级具有安全高效的电容性负载驱动，同时最大限度地降低系统成本。

在本部分中，我们将深入探讨驱动电容性负载时需要考虑的因素。在研究用于限制浪涌电流的智能高侧开关的系统优势之前，我们将首先讨论一些存在电容性负载的应用。然后，我们将探讨驱动电容性负载在智能高侧开关中产生的热冲击，以及如何在系统中减轻这种影响。最后，我们将讨论如何根据特定的负载曲线，选择合适的高侧开关。

3.2 应用示例

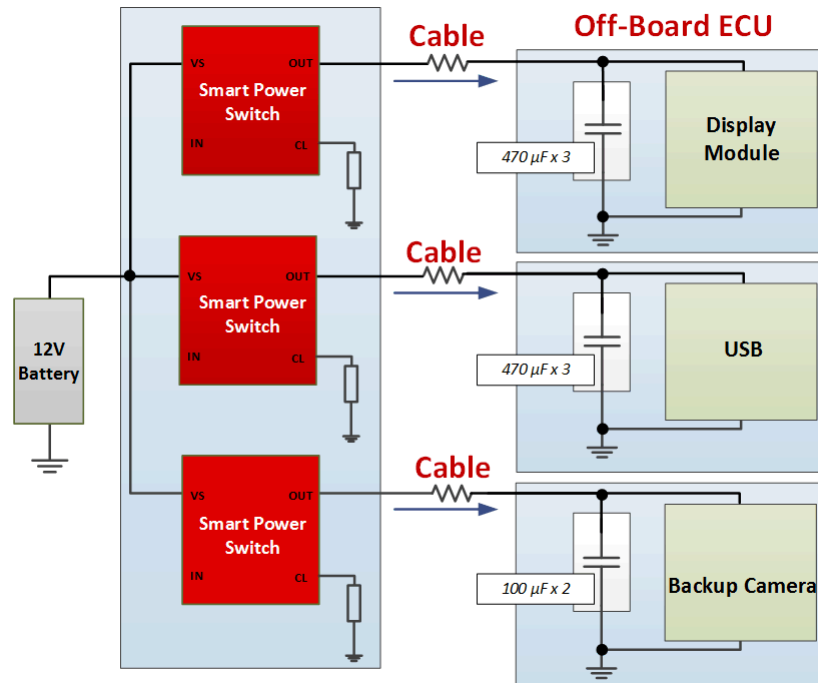


图 3-1. 汽车电容性负载驱动示例

在如图 3-1 所示的汽车应用中，许多非板载 ECU 都采用大容量电容来稳定输入电压。这些模块必须能够在输入电压下降、尖峰和开关噪声期间可靠运行，因此需要借助电容器组来防止任何功能的丧失。这些电容的范围可介于数百微法拉到几毫法拉之间。

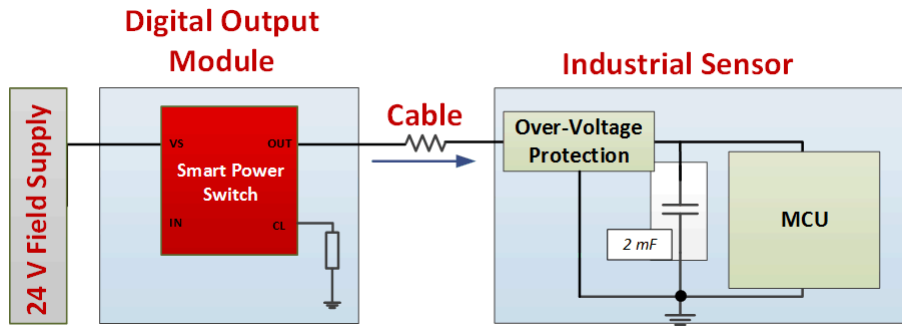


图 3-2. 工业电容性负载驱动示例

工业应用（例如图 3-2 中的 PLC 模块）也必须能够驱动大型电容性负载。数字输出模块通常用于向具备瞬态浪涌保护功能的传感器供电。为了保护传感器免受这种瞬态浪涌影响，最简单的方法是使用过压开关在过压期间关闭传感器电源。这意味着必须使用大电容来提供系统电源，直到瞬态浪涌已过去并且过压保护解除。这种大电容给传感器的启动增加了挑战，并且在每次过压保护解除时都会导致浪涌电流问题。如果未精心设计，浪涌电流会导致 24V 外部现场电源电压下降，进而会使系统中其他地方的保险丝熔断，并导致连接到同一电源的其他电容模块产生危险的反向电流。

在这两个示例中，输出设计人员都必须了解电容性负载对系统的影响，并提供一种有效、可靠和高效的方法来驱动负载。在接下来的几个部分中，我们将探讨对电容性负载进行可靠驱动时面临的挑战。

3.3 为何使用智能高侧开关？

3.3.1 电容性负载充电

当电压施加到未充电的电容器时，电容器将汲取电流，直至其电压等于电源电压。浪涌电流的大小与电容器上的电压随时间变化的速率成正比。产生的浪涌电流可通过方程式 16 计算得出，并如图 3-3 所示。

$$I_{INRUSH} = C_{LOAD} * \frac{dV}{dT} \quad (16)$$

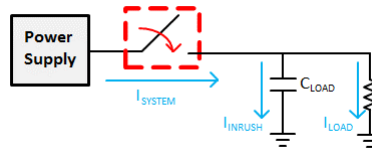


图 3-3. 电容性负载充电图

当开关闭合且电压首次施加到电容器时， dV/dT 由图 3-3 中的开关使输出电压升高的速率决定。根据此速率，浪涌会非常高，并且只会受制于开关输出端与电容器之间的布线中存在的寄生电阻和电感。在 I_{INRUSH} 不受任何限制的情况下，这些大电流会导致输入电压电源的电压下降，使得电源可能会因为所需的高功率水平而崩溃。在图 3-4 中可以看到这一点；其中，对具有高 dV/dT 的电容器充电会引起峰值高达 40A 的浪涌电流，并导致黄色输入电源电压显著下降。

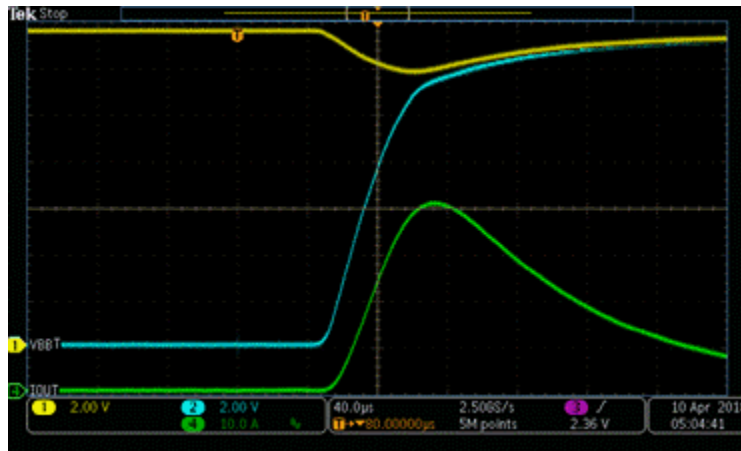


图 3-4. 浪涌导致电源电压下降的示例

这种输入电源电压下降则预示着，连接到同一电压电源的任何其他系统必须在即使电源不稳定的情况下也能够正常运行，而不会出现任何变化。此外，40A 电流本身会引起问题，因为现在必须对系统进行分析，以确保不会因流过电缆和连接器的电流过大而造成任何损害。这意味着系统将更复杂、更昂贵，具体体现在：

- 为了适应大电流，需要更大的布线和连接器
- 为了防止电源电压下降，需要更强大的电源
- 为了实现器件的持续运行，需要在下游系统的输入端增加大容量电容器

为了消除这些系统隐患，有必要制定一种解决方案，让系统能够驱动电容器并以受控速率为电容器充电，而不允许电容器汲取大量浪涌电流。在下一部分中，我们将说明如何使用具有可调电流限制特性的智能高侧开关来实现这一目标。

3.3.2 减小浪涌电流

图 3-5 中介绍了建模容性负载的一个简单示例。该电路显示了一个开关的简化模型，此开关使用 10µF 输出电容器驱动 24V 500mA 直流负载。在此示例中，电缆的电阻和电感分别为 100mΩ 和 5µH：

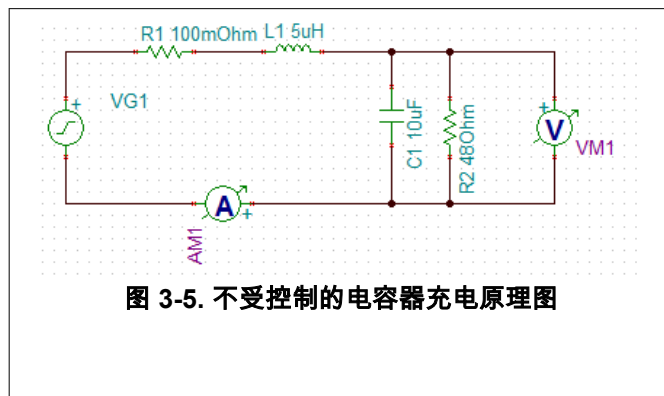


图 3-5. 不受控制的电容器充电原理图

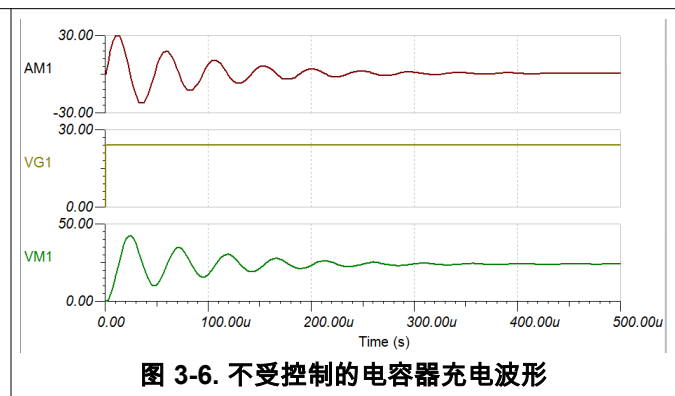
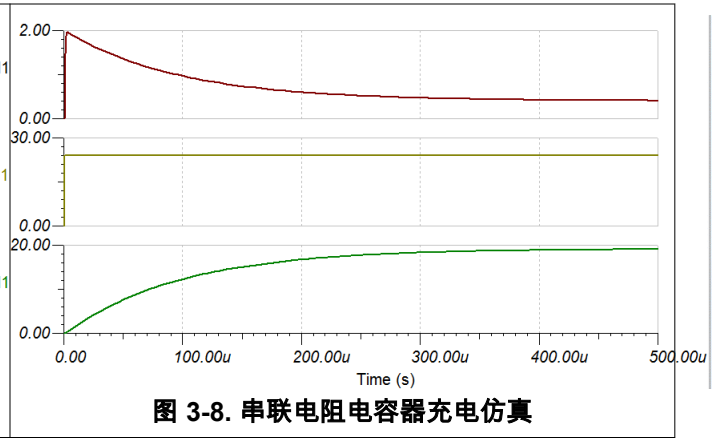
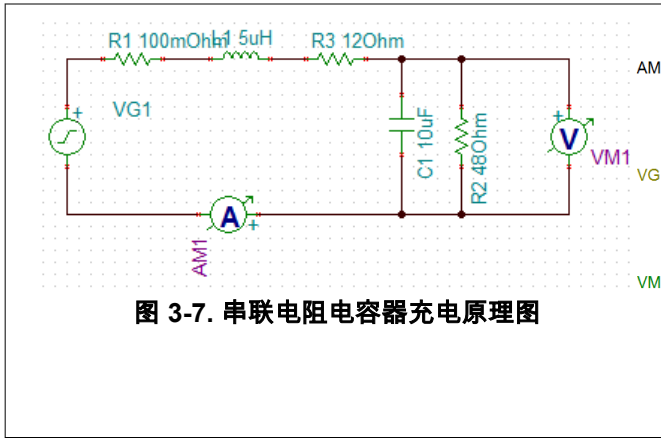


图 3-6. 不受控制的电容器充电波形

图 3-6 展示了不受控制的 dV/dT 会导致浪涌电流达到近 30A，并伴有严重的振铃。如果未对电流加以限制，这是给电容器充电的最快方法，但是对于许多系统来说，这种浪涌电流是不可接受的，并且无法受到输入电源轨的支持。

一种选择是找到一种方法来限制此电流，同时不影响系统或导致电容器充电时间过长。一个简单的解决方案是让设计人员添加一个 12Ω 的限流电阻器，如图 3-7 所示。



添加 12Ω 限流电阻器会将峰值电流限制在 2A 以下，但由于该额外 12Ω 电阻上的功率耗散和电压降，这并不是可行的解决方案。对于 500mA 直流负载，这会在电阻器上增加 3W 额外功率耗散和 6V 电压降。这种热耗散和电压降在大多数应用中是不可接受的。

即使是相对较小的 10μF 负载，也需要更好的解决方案。对于更大的容性负载，这些影响将进一步放大。

TI 智能高侧开关能够通过限流对容性负载进行线性充电，从而限制浪涌电流。为电容器充电时，智能高侧开关会识别过流事件并将输出电流钳制在可调的设定值。图 3-9 所示为 TPS2H160-Q1 在电流限值为 1A 的情况下为 470μF 电容充电的位置：

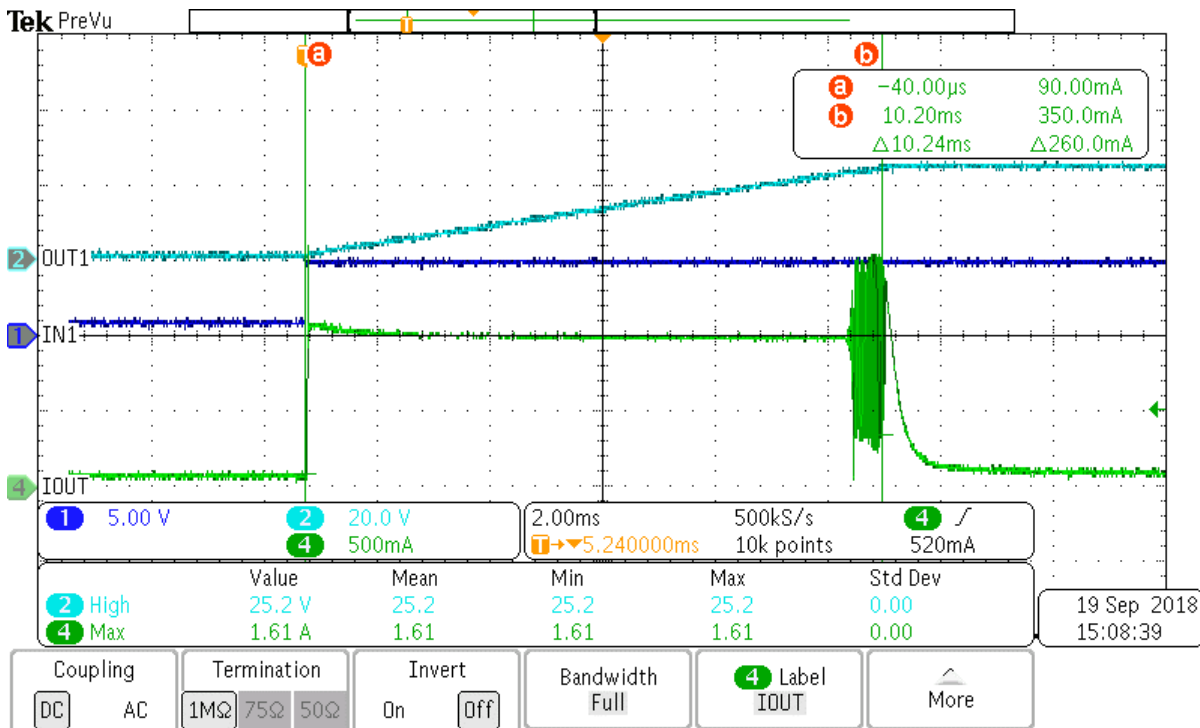


图 3-9. TPS2H160-Q1 在 1A 时的电流限制

现在，电容器可完全充电，不允许输出电流超过 1A，也不会给系统增加明显的直流串联电阻。由于 FET 在此充电期间升温，最终会因为内部 MOSFET 工作模式之间的高温转换而出现一些振铃，但由于瞬态时间长度较短，这不会使系统面临风险。TPS2H160-Q1 的导通电阻仅为 160mΩ，因此在相同的 500mA 直流工作电流下，功率损耗和压降分别只有 40mW 和 80mV。这些数值对于系统来说更容易接受，并且不会导致模块内部产生不必要的热量。

如果 1A 的浪涌电流太大，TPS2H160-Q1 可灵活地将电流限值进一步降低至 500mA，如图 3-10 所示。

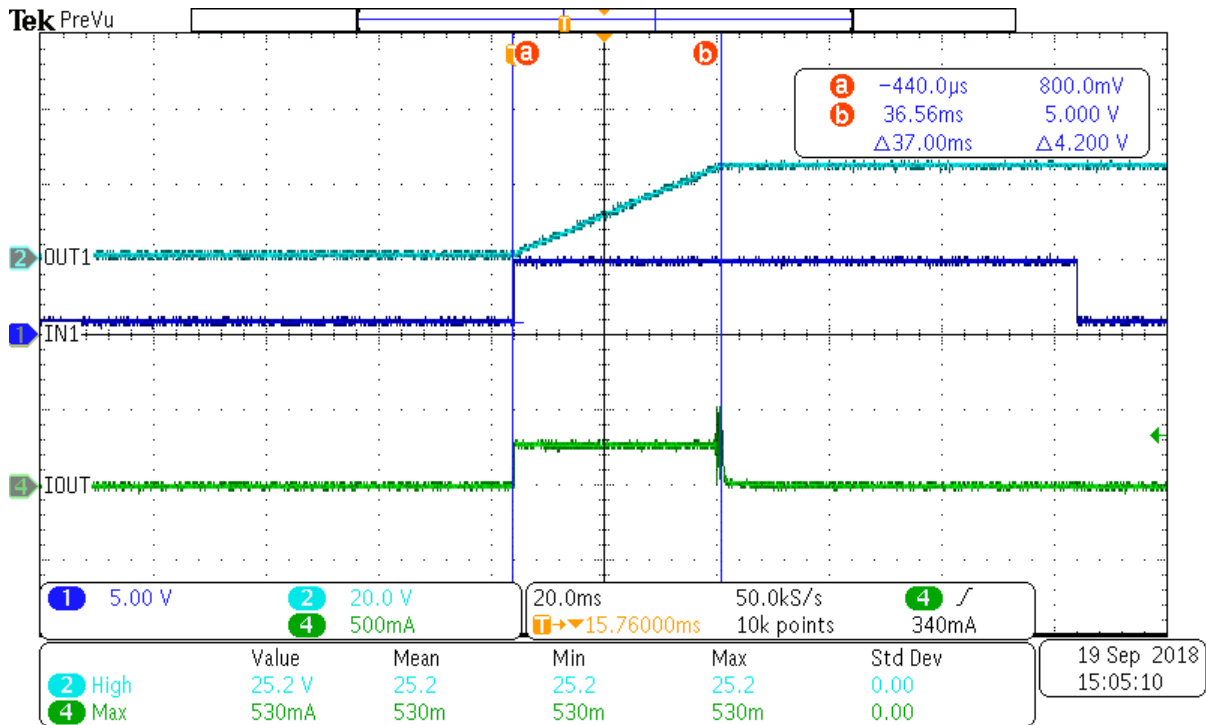


图 3-10. TPS2H160-Q1 在 500mA 时的电流限制

电容器上的电压以从不超过设定电平的恒定电流进行线性充电。在考虑限制浪涌电流的合理方案时应了解，TI 智能高侧开关电流限制功能能够提供一种平衡型解决方案，允许在驱动电容性负载的同时限制浪涌电流。

3.3.2.1 电容器充电时间

回看电容器充电公式，我们能够预测浪涌电流限制期间的充电曲线。通过重新变换方程式 16 来计算充电时间，我们便得到方程式 17。

$$\Delta T = C_{LOAD} * \frac{\Delta V}{I_{INRUSH}} \quad (17)$$

方程式 18 表明，方程式 17 对于图 3-9 而言是准确的。

$$\Delta T = 470 \mu F * \frac{24 V}{1 A} = 11.28 ms \quad (18)$$

方程式 17 显示，电流限制设定点的幅度越低，为负载电容充电所需的时间就越长。重要的是需要调整此电流限制设定点，以便在不显著延长充电时间的情况下在该设定点与安全限制电流之间实现合理平衡。这种平衡必须通过了解具体的应用要求（例如系统启动时间）来确定。

3.3.3 热耗散

对于大的电容性负载，必须考虑限流期间智能高侧开关中的散热问题。当电容器处于充电状态时，智能高侧开关通过调节智能高侧开关内部 MOSFET 的栅极电压来限制 I_{INRUSH} 。

让我们回看方程式 19，了解为电容器充电的情况。

$$I_{INRUSH} = C_{LOAD} * \frac{dV_{CAP}}{dT} \quad (19)$$

对于调节常数 I_{INRUSH} ，电容器需要具有恒定的 dV_{CAP}/dT 。这表示电容器上的电压必须线性增加，而不是在没有电流限制的情况下发生近乎瞬时的电压增加。施加在电容器上的电压为 V_{CAP} ，如方程式 20 所示。

$$V_{CAP} = V_{SUPPLY} - V_{DS} \quad (20)$$

对于恒定的 V_{SUPPLY} ，[方程式 20](#) 表明，如果 V_{CAP} 线性增加，则 V_{DS} 必须与 V_{CAP} 反向并线性减少。因此，对于恒流电容充电，智能高侧开关 V_{DS} 一开始等于 V_{SUPPLY} ，然后下降到零，而 V_{CAP} 同时增加，直至达到 V_{SUPPLY} 。[图 3-11](#) 展示了这种行为，其中，TPS2H160-Q1 将大型 (470 μ F) 电容性负载驱动至 24V，将电流限制在 500mA。

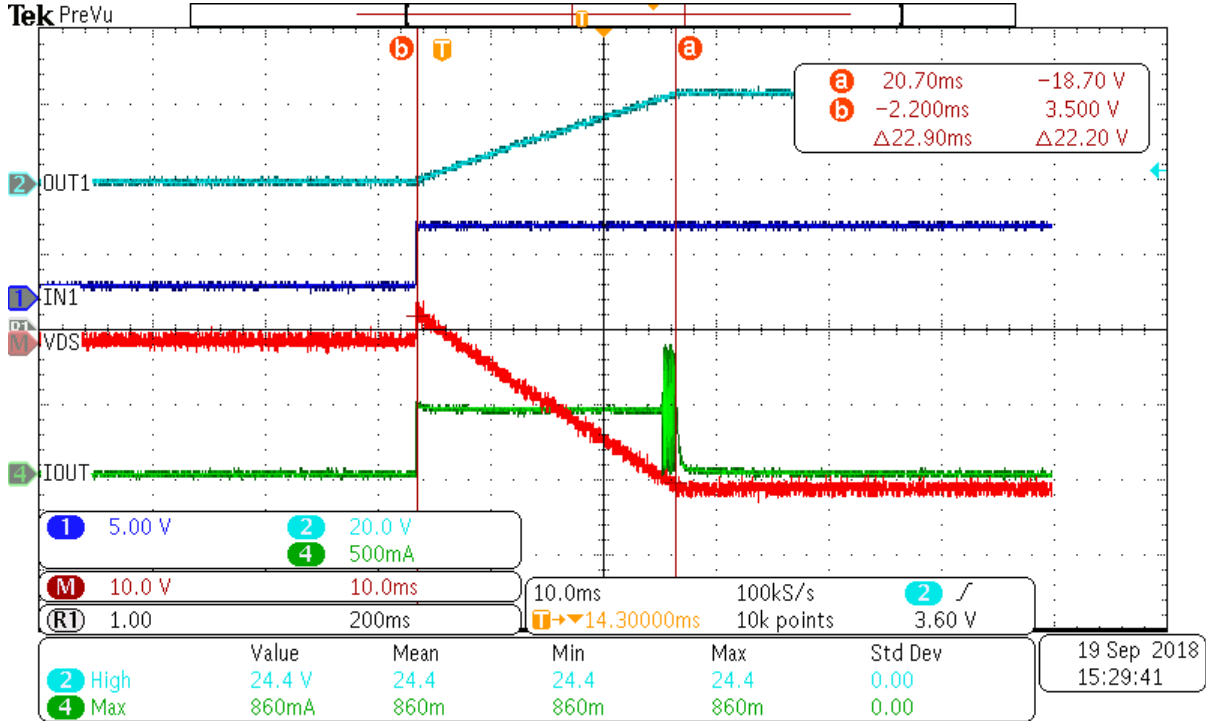


图 3-11. 电容充电时的 V_{DS}

我们可以看到，在电容上的 OUT1 电压从 0V 线性增加到 24V 而 V_{DS} 反向从电源电压缓慢下降到 0V 的过程中，智能高侧开关将输出电流限制在 500mA。

在此充电期间，智能高侧开关中的功率耗散 P_{DIS} 通过[方程式 21](#) 计算得出。

$$P_{DIS} = V_{DS} * I_{LIM} \quad (21)$$

电流现在受到限制，不再是未经检查的浪涌电流，因此，公式现在将采纳 I_{LIM} 而不是 I_{INRUSH} 。 I_{LIM} 是常数且初始状态下的 $V_{DS} = V_{SUPPLY}$ ，因此，峰值功率耗散出现在脉冲开始时，由[方程式 22](#) 计算得出。

$$P_{PEAK} = V_{SUPPLY} * I_{LIM} \quad (22)$$

当电容器充满电时， $V_{DS} \approx 0$ ，因此 $P_{DIS} \approx 0$ 。对于初步近似计算而言，这意味着充电期间的平均功率耗散可根据[方程式 23](#) 计算得出。

$$P_{AVG} = \frac{1}{2} (V_{SUPPLY} * I_{LIM}) \quad (23)$$

该平均耗散将在与充电周期等同的时间段内发生，而这个周期可根据[方程式 24](#) 计算得出。

$$\Delta T = C_{LOAD} * \frac{\Delta V_{SUPPLY}}{I_{LIM}} \quad (24)$$

在图 3-11 中，我们看到峰值功率耗散为 $24V \times 500mA = 12W$ ，平均耗散为 $6W$ ，充电时间为 $22.9ms$ 。为了可靠运行，FET 必须能够在充电时间内耗散掉该热量。

让我们看看当电流限值增加到 $1A$ 时，图 3-12 中会发生什么情况。

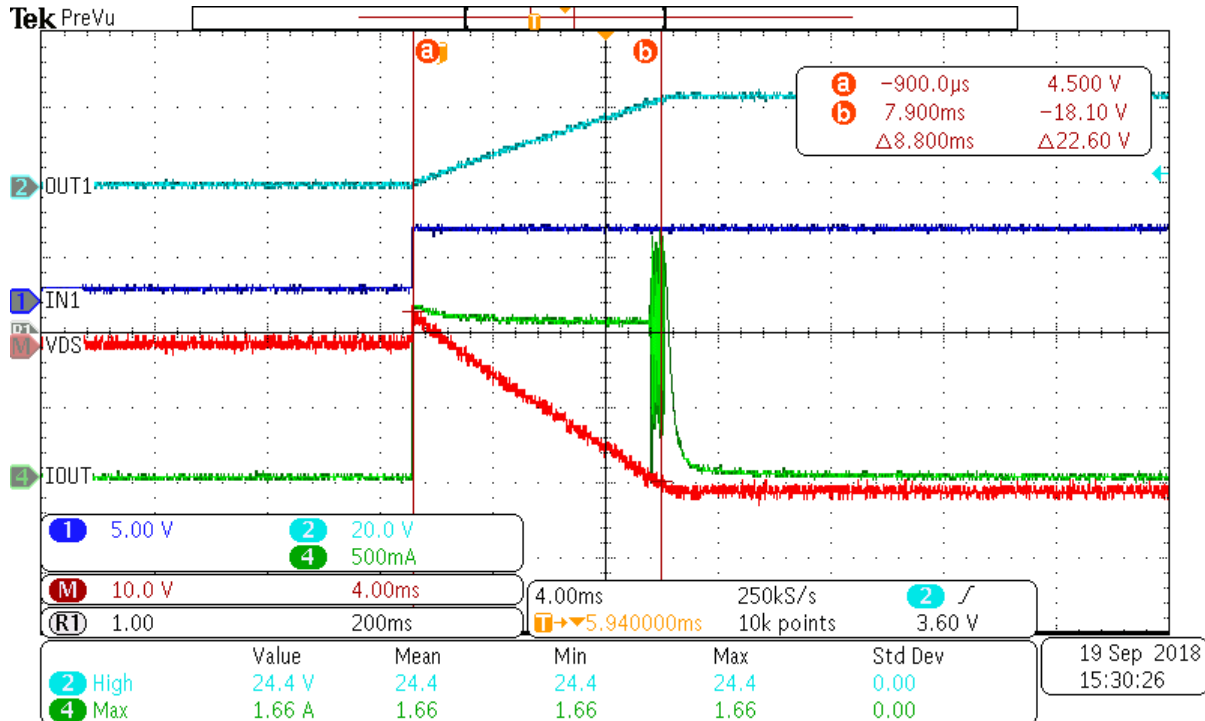


图 3-12. TPS2H160-Q1 在 1A 电流下充电

峰值功率耗散增加到 $24W$ ，平均耗散增加到 $12W$ ，但充电时间减少到 $8.8ms$ 。较高的电流限值意味着较高的峰值功率耗散以及较短的脉冲，而较低的电流限值则意味着较长时间的低峰值耗散。

3.3.4 电容性浪涌期间的结温

高侧开关在容性浪涌期间承受的大量热耗散可能超过在功率耗散计算中计算出的器件平均功率耗散。如果器件结温升至 $T_{j(Max)}$ 以上并可能使器件进入过热关断状态，这将引起可靠性问题。

针对平均功率耗散，我们按照方程式 4 估算了结温。然而，容性浪涌事件不是稳态条件，且持续时间很短。由于热阻抗依赖于输入，高侧开关可能能够在浪涌事件期间在短时间内承受高于平均水平的功率耗散。

瞬态热阻抗通常通过 Foster RC 网络建模，如图 3-13 所示。该模型将高侧开关结温 T_J 与环境温度 T_A 以及热 RC 网络的响应与器件 P_{DIS} 中耗散的功率联系起来。模型中的热阻抗值在很大程度上取决于器件结构和封装。 $Z_{\theta JA}$ 的定义如方程式 25 所示。

$$Z_{\theta JA} = \sum_{i=1}^N R_i (1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}}) \quad (25)$$

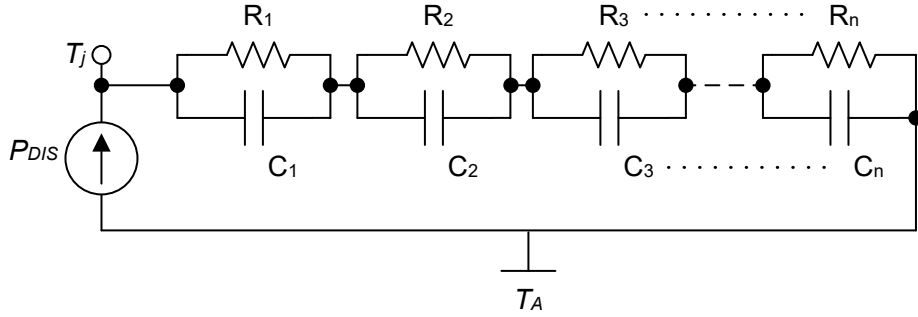


图 3-13. 器件热阻抗的 Foster 网络模型

该模型显示，如果周期远小于 RC 时间常数（用作高通滤波器），则功率的短脉冲对结温的影响较小。如果时间周期很长，热电容会限制功率，所有功率都会通过热阻抗 $R_{1,2,3...n}$ 。模型中的这些热阻抗之和为 $R_{\Theta JA}$ ，这一参数在器件数据表中有相关规定。对快速功率瞬变的响应的建模结果将与图 3-13 中的稳态功率耗散进行比较。

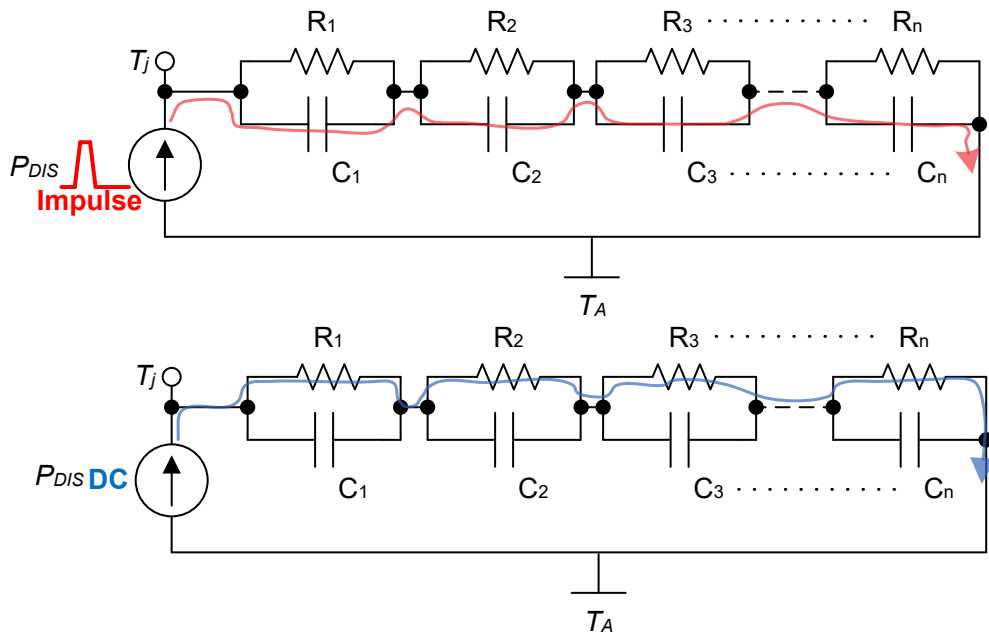
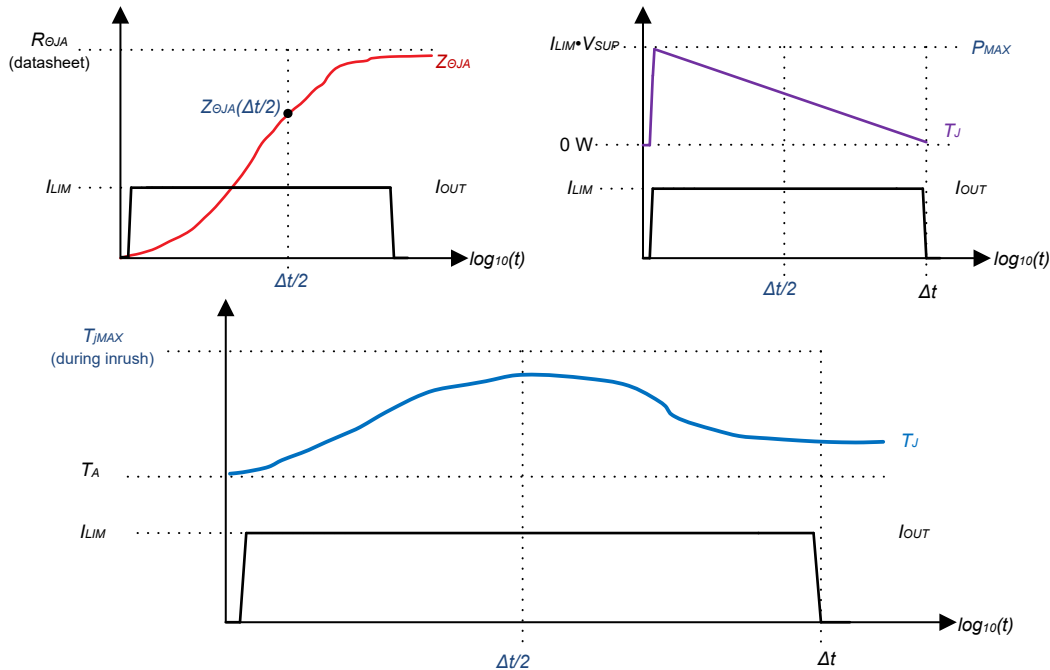


图 3-14. 热时间常数对 $R_{\Theta JA}$ 和结温的影响

在容性浪涌期间， $Z_{\Theta JA}$ 、 P_{DIS} 和 T_J 是时间周期的函数，如图 3-13 所示。时间采用对数刻度，而 $Z_{\Theta JA}$ 是器件的时间相关热阻抗（基于结点和环境空气之间）。 $Z_{\Theta JA}$ 根据特定器件的 Foster 模型的时间常数呈指数衰减。


图 3-15. 浪涌周期内的 $R_{\theta JA}$ 和结温

$Z_{\theta JA}$ 在浪涌周期 Δt 期间单调增加，但由于电流限制，器件中的总功率耗散呈线性下降。峰值功率耗散 $I_{LIM} \cdot V_{SUP}$ 出现在此周期的开头，而衰减指数的总和 $Z_{\theta JA}$ 在浪涌周期结束时达到峰值。

这种相反关系导致结温在浪涌周期大约一半（即 $\Delta t/2$ ）处达到峰值。只要浪涌周期 Δt 小于器件的有效热时间常数，或者在 $Z_{\theta JA}$ 曲线变平之前，这一论断都成立。对于大多数高侧开关，此时间大约为 500s。

从数学角度来看，结温是 $Z_{\theta JA}$ 和 P_{DIS} 两者的卷积，这两者都随时间变化，如 [方程式 26](#) 所示。计算此卷积以获得 ΔT_j 非常困难，如果器件有支持热性能模型，最好将这个任务留给像 PSPICE 这样的仿真器。

$$\Delta T_j(t) = P_{DIS}(t) * Z_{\theta JA}(t) \quad (26)$$

就设计而言，我们主要应该关注的是在浪涌周期内找出 $T_{J(MAX)}$ ，而不是获得任何时间点的 T_J 表达式。通过这样的简化计算，我们可以得到 $T_{J(MAX)}$ （按照 [方程式 27](#)）的近似值。

$$T_{j(MAX)} \approx \frac{2}{3} \cdot V_{SUP} I_{LIM} \cdot Z_{\theta JA(\Delta t/2)} + T_A \quad (27)$$

在 [方程式 27](#) 中， $Z_{\theta JA(\Delta t/2)}$ 是位于浪涌周期 Δt 一半处的瞬态热阻抗，其计算方法如 [方程式 24](#) 所示。然后，我们从器件的瞬态热阻抗曲线中找出 $\Delta t/2$ 处的 $Z_{\theta JA}$ ，如 [图 3-16](#) 所示。

有关瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$ 的多个图，请参阅 [附录 A](#)，并且这些图针对 [表 3-1](#) 中列出的每个 TI 高侧开关而提供。

[方程式 27](#) 的精度在 $T_{J(MAX)}$ 的 PSPICE 仿真结果的 $\pm 10\%$ 以内，但仅适用于浪涌时间 $\Delta t < \sim 500s$ 或 $Z_{\theta JA}$ 曲线变平的位点。超过此位点后，随着峰值温度晚于 $\Delta t/2$ 出现，该近似值开始下冲。此时应使用 PSPICE、Simulink 或其他建模工具进行更高级的热仿真。

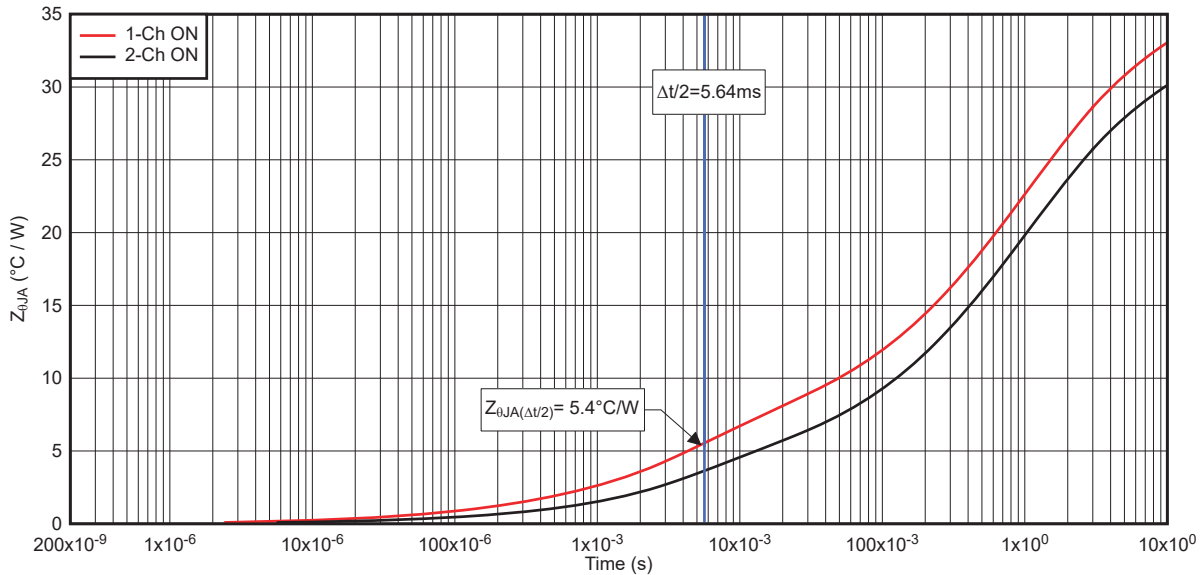


图 3-16. 根据 TPS2H160-Q1 瞬态热阻抗曲线估算 $Z_{\theta JA}(\Delta t/2)$

可使用 2 通道或 4 通道导通情况下的瞬态热数据 $Z_{\theta JA}$ 对多通道器件重复此过程。但是，此数据仅适用于两个通道同时导通且负载条件相同的情况。

除了我们的 TPS2H160-Q1 示例之外，我们还可以估算容性浪涌期间的 $T_{J(MAX)}$ 。在此示例中，由单个通道驱动 470 μ F 的电感性负载，电流限值 I_{LIM} 设置为 1A，电源电压为 24V，环境温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

根据方程式 18，我们发现浪涌周期持续时间为 $\Delta t = 11.28\text{ms}$ 。参考附录 A 中的 TPS2H160-Q1 数据，我们可以在 $\Delta t = 11.28\text{ms}$ 处画一条线（如图 3-16 所示），找出浪涌周期 Δt 一半处的 $R_{\theta JA}$ 值，因为我们仅在一个通道上进行驱动，得到 $Z_{\theta JA}(\Delta t/2) = 5.4^\circ\text{C/W}$ 。

电流限制功能在浪涌周期内处于活动状态，并导致高侧开关中出现大量功率耗散。这是因为电流限制是通过控制 FET R_{ON} 实现的。在浪涌开始时，必须强制使 R_{ON} 比数据表规格高几个数量级，这会导致 FET 通道中的高 I^2R 损耗。

一旦器件将 FET 导通，FET 上的 V_{DS} 最初为 V_{SUP} ，并在电容器负载充电后降低至接近 0V。这个初始点正是出现峰值功率耗散的地方。在我们使用 TPS2H160-Q1 的示例中，我们已设置 $I_{LIM} = 1\text{A}$ ，因此峰值功率为 $24\text{V} \cdot 1\text{A} = 24\text{W}$ 。现在，为了计算浪涌期间的 $T_{J(MAX)}$ ，我们可以将 V_{SUP} 、 I_{LIM} 、 T_A 和 $Z_{\theta JA}(\Delta t/2)$ 的值代入方程式 27，如方程式 28 所示。

$$T_{j(MAX)} \approx \frac{2}{3} \cdot 24\text{V} \cdot 1\text{A} \cdot 5.4^\circ\text{C/W} + 25^\circ\text{C} = 111.4^\circ\text{C} \quad (28)$$

根据方程式 28，我们在 25°C 的环境温度下算出 $T_{J(MAX)} \approx 111^\circ\text{C}$ ，而 $111^\circ\text{C} < 150^\circ\text{C}$ ，完全在 T_J 的规格限值范围内。因此，我们所处环境的 ΔT_J 为 86°C 。

这是一个估计值，并且工作条件可能与设计时不同，因此建议在 $T_{J(MAX)}$ 和 150°C 之间留出足够的余量。 T_J 限制不当可能会触发过热关断并降低可靠性和器件寿命。

除了保持 $T_J < 150^\circ\text{C}$ 外，建议保持 $\Delta T_J < T_{SW}$ （其中的 $T_{SW} = 60^\circ\text{C}$ ），以便防止浪涌期间出现热振荡关断。浪涌期间会在 FET 结中出现最高温度，因此针对 $\Delta T_J < T_{SW}$ 的设计可确保浪涌期间不会触发热振荡关断。 $T_{FET} T_{CON}$ 的时间在很大程度上取决于浪涌时的负载条件，因此 ΔT_J 也可能大于 T_{SW} 而不会触发热振荡关断。

为获得准确的热结果，强烈建议对 TI 的高侧开关使用支持热性能的 PSPICE 模型，确保能够对 T_J 、 T_{CON} 和热关断进行建模。更多有关在 PSPICE 中对器件热性能进行仿真的信息，请参阅《使用 PSpice 仿真器模拟 TI 智能高侧开关中的热行为》。

3.3.5 过热关断

为确保在高功率耗散期间不会出现故障，TI 智能高侧开关集成了两种过热保护方法。第一种方法是绝对热关断，即在结温达到不安全水平（通常在 150°C 左右）时将 FET 关断。第二种方法是相对热关断，或热振荡关断，这种

方法会测量 FET 和控制器之间的温差，并且将在 FET 快速升温但控制器滞后于 FET 温度的大型瞬态期间将智能高侧开关关断。这种保护方式能够在以下两种主要情况下提高可靠性：

1. **防止出现温度传感器无法记录的 FET 局部热点。**在仅采用绝对温度关断方法的情况下，要测量最高结温，但这是无法保证的。
2. **在电缆电感短路的情况下提供保护。**在输出短路期间，输出端需要汲取非常高的电流，因此智能高侧开关将钳制在电流限值处，直至达成热关断。一旦达成热关断，输出电流将立即停止，但是电缆中存在的任何输出电感都会尝试让电流继续流动，因此智能高侧开关必须对该电感进行退磁。更多有关对电感性进行退磁的详细信息，请参阅节 4。如果智能高侧开关已经处于其结温峰值，这种退磁能量将损坏开关。通过使用 FET 的相对温度来鉴定此种短路并提早将器件关断，可确保该器件安全吸收退磁能量。

图 3-17 所示为相对热关断机制的行为，这种机制在 $T_{FET}-T_{CON}>T_{SW}$ （其中 $T_{SW}=60^{\circ}\text{C}$ ）时关断 FET，并在低于 T_{SW} 减去迟滞温度 T_{HYS} 时重新导通 FET。这可能会导致浪涌期间下电上电以及负载电容器充电缓慢。

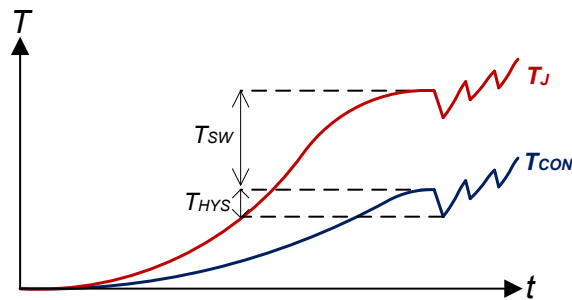


图 3-17. 相对热关断机制导致的热循环

当发生这些关断机制中的任一个时，开关都会关断以防止电流流向负载。通过防止电流流向负载，器件可防止智能高侧开关中出现任何额外的功率耗散。这使得开关有足够的时间冷却下来并达到安全温度。

在关断期间，FET 开路会暂时阻止电容器充电，但 TI 智能高侧开关能够快速冷却下来并进行重试，因此电容器上的电荷侵蚀将受到限制，然后在重新启动时，开关将继续充电。这意味着，如果智能高侧开关达到热关断状态，它将快速进行重试并安全地恢复对电容器的充电。

这种行为可在图 3-18 中看到，其中的 TPS2H160-Q1 将 $470\mu\text{F}$ 驱动至 24V，将电流限制在 2.2A。可以观察到，在两种情况下，器件达到相对关断温度，并暂时禁用开关以防止电流流动，然后在器件冷却后重新启用开关。通过这种方式，TI 智能高侧开关可在驱动大型容性负载时保护自身免受过温应力的影响。

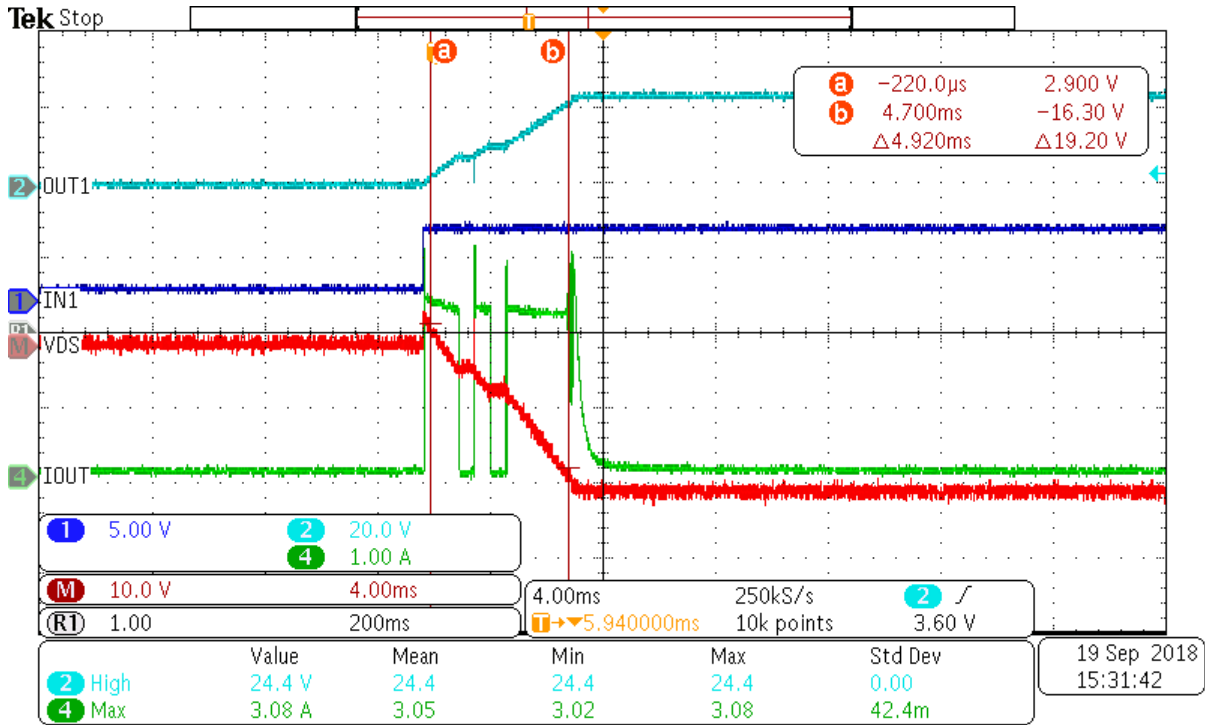


图 3-18. TPS2H160-Q1 驱动电容时进行热关断

在选择用于驱动容性负载的 TI 器件时，了解该分析内容非常重要。理想情况下，智能高侧开关应该能够驱动负载而不进行任何关断，但是设计人员应平衡电流限制设定值和所需的充电时间。若要确定器件是否会进入热关断状态，较好的方法是使用 TI 评估模块来测试特定负载曲线，但若要进行详细分析，也可使用 RC 热模型。

3.3.6 选择正确的智能高侧开关

选择智能高侧开关来驱动容性负载时，要留意两个关键规格：

1. **直流电流范围**：确保智能高侧开关的导通电阻足够低，能够驱动所需的直流电流而不会显著发热。
2. **热耗散**：计算为电容器充电所需的热能，然后参考智能高侧开关的热模型，确保器件在驱动负载时达到热关断阈值的可能性最低。

根据表 3-1，选择可支持最大应用直流电流要求的器件，从而确定适合您的应用的器件：

表 3-1. TI 智能高侧开关产品系列

器件	导通电阻	最大直流电流
TPS1H000-Q1	1000mΩ	1A
TPS2H000-Q1	1000mΩ	0.75A
TPS4H000-Q1		
TPS1H200-Q1	200mΩ	2.5A
TPS2H160-Q1	160mΩ	2.5A
TPS4H160-Q1		
TPS1H100-Q1	100mΩ	4A
TPS27S100		
TPS1HB50-Q1	50mΩ	4A
TPS2HB50-Q1		4.5A
TPS1HB35-Q1	35mΩ	5A
TPS2HB35-Q1		5A
TPS1HB16-Q1	16mΩ	7A
TPS2HB16-Q1		7A

表 3-1. TI 智能高侧开关产品系列 (continued)

器件	导通电阻	最大直流电流
TPS1HA08-Q1	8mΩ	8A
TPS1HB08-Q1		11A

表中列出的最大电流适用于带有 JEDEC 标准电路板的标称器件。最佳做法是确保拥有足够的余量来应对非理想布局或高于标准环境温度的情况。如需精确计算，请参考数据表中的 $R_{\theta JA}$ 规格以计算直流电流的实际热扩散。选择可支持输出电流要求的器件后，请确保该器件的热耗散能力能够充分散发电容充电所需的热量。

TI 智能高侧开关提供了一种可靠且高效的方式来安全驱动电容性负载。在驱动电容性负载时，重要的是应该安全地限制浪涌电流，同时尽量缩短负载充电时间。通过选择用于限流的合适智能高侧开关，可以为电容性负载高效充电，同时避免热问题。

4 驱动电感性负载

4.1 背景

电感性负载是指连接到电源电压时存储磁能的任何负载。电感性负载阻抗由串联的电阻和电感组成。可由智能高侧开关驱动的常见电感性负载包括继电器、电机和电磁阀。当关断时，由于电感中存储磁能，电感性负载会产生数百伏的瞬态负电压。这种瞬态电压会对驱动电路造成严重损害。为防止任何潜在损害，在关断期间必须钳制电感性负载上的电压以将存储的磁能耗散掉。TI 智能高侧开关集成了一个电源钳位电路，通过将开关上的电压钳制到设定的电压并再次循环通过钳位器的电流来保护电路。这样就能够安全地耗散掉存储的能量。有了这样的大钳位电压，退磁时间就会减少，从而使电感性负载能够安全快速的关断。

本文档针对电感性负载驱动过程中用于实现高可靠性的重要参数和计算提供了指导信息。由于集成了钳位器，TI 智能高侧开关通常能够驱动电感性负载，而无需外部保护元件，如瞬态电压抑制器 (TVS) 二极管。本部分中的大多数计算将以 TPS4H160-Q1 为例，但在提供了退磁能量图的情况下，所有 TI 高侧开关的计算和比较将非常相似。

我们将首先研究常见的电感性负载应用，然后推导出用于确定电感性负载退磁的关键参数和公式。然后，我们将开始专门研究 TPS4H160-Q1，作为解读退磁能量图的案例研究。最后，我们将查看几个展现具体应用的示例，以及我们如何判断 TI 智能高侧开关是否能够对负载进行退磁。

NOTE

重要的设计注意事项：确保在关断时智能高侧开关能够耗散掉存储在电感性负载中的退磁能量。

4.2 应用示例

常见的电感性负载包括电感高达 1500mH 且稳态电流高达 5A 的各种继电器和电磁阀。以长电缆连接的电机和电阻性负载（特别是在工业系统中）本质上也是电感性负载。一个常见示例（如图 4-1 所示）是驱动工厂自动化系统等工业应用中的电磁阀。

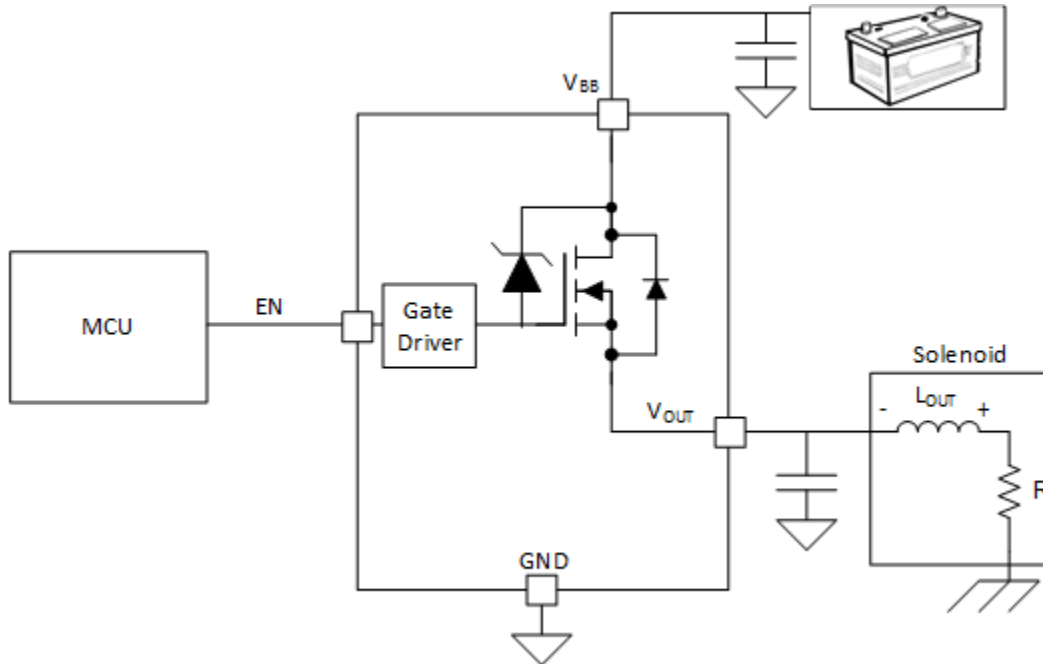


图 4-1. 电磁阀应用示例

在此示例中，智能高侧开关控制着汽车电池和电磁阀之间的电源。汽车应用需要使用电磁阀来为汽车发动机起动机提供大初始电流，因此电磁阀的正常运行对于车辆的启动至关重要。智能高侧开关向电磁阀中的电感线圈提供电流，这样便能够闭合初级电流的触点以启动发动机。该电磁阀本质上是电感性的，因此必须确保智能高侧开关能够有效应对电磁阀导通和关断方面的挑战。这是车辆的重要功能，因此必须进行正确设计以确保开关正常运行。

电磁阀并不是唯一具有电感性负载曲线的常见应用。PTC 继电器、阀门、电动机和变压器主要驱动的也将是电感性负载。对于这些负载中的任何一种负载，应确保正确理解输出负载驱动级的原理和设计，这一点很重要。

4.3 为何使用智能高侧开关？

了解电感性负载驱动背后的原理对于设计长期可靠的智能高侧开关解决方案至关重要。电感性负载驱动有两个方面需要考虑：导通阶段和关断阶段。

4.4 导通阶段

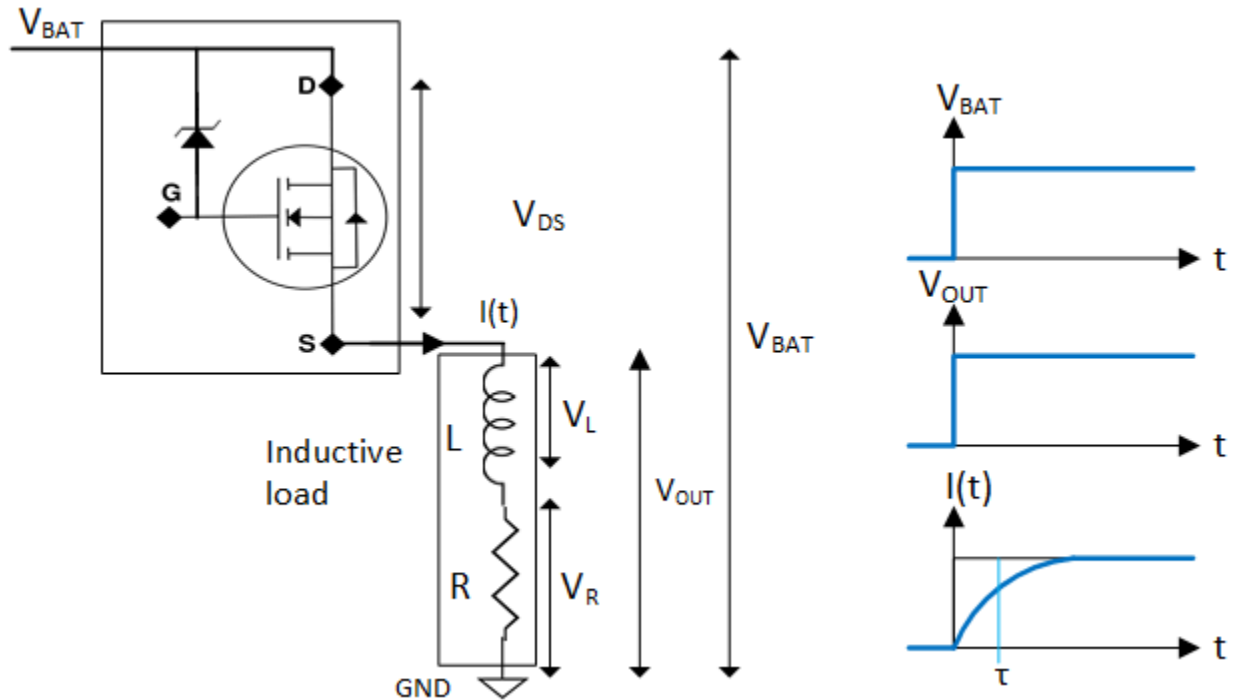


图 4-2. 电感性负载导通阶段

如图 4-2 所示的导通阶段始于电源电压 V_{BAT} 最初施加到未充电的电感性负载之时。这会使得负载电流从零呈指数上升。在未充电的电感器上施加阶跃电压 V_{BAT} 时，可根据 [方程式 29](#) 计算电流。

$$I(t) = \frac{V_{BAT}}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (29)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (30)$$

时间常数 τ 决定了电流的压摆率，并且是负载电阻和电感的函数。负载曲线也决定了稳态电流 $I_{LOAD,DC}$ (通过 [方程式 31](#)，该电流大约在时间 $t = 3\tau$ 达到) 以及存储的磁能 E (通过 [方程式 32](#))。

$$I_{LOAD,DC} \approx I(3\tau) \approx \frac{V_{BAT}}{R} \quad (31)$$

$$E = \frac{1}{2} L \left(\frac{V_{BAT}}{R} \right)^2 \quad (32)$$

使用包含开路负载检测功能的智能高侧开关时，请确保开关等待足够长的时间，让电流上升，然后再声明开路负载。还要确保智能高侧开关能够处理直流电流。如果电流高于器件数据表中的规格，则会导致开关内部较高的功率耗散并造成热关断。

4.5 关断阶段

电感性负载力图在一个方向上保持连续的电流流动。当将感性负载关断后，电感性负载会反转所施加电压的极性，以防止电流立即流失。这说明，如果电感性负载上的电压在导通阶段为正，则在移除所施加的电源后将变为负。

在开关断开之前的一刻，负载电流 I_0 等于 $I_{LOAD,DC}$ （可根据 [方程式 31](#) 计算得出）。在开关断开之后的一刻，电感器电流开始以连续函数的形式从 I_0 衰减到零。当 di/dt 为负且未施加 V_{BAT} 时，电感性负载上的电压将反转，并且在高侧开关输出端将出现负电压。[图 4-3](#) 展示了这一过程

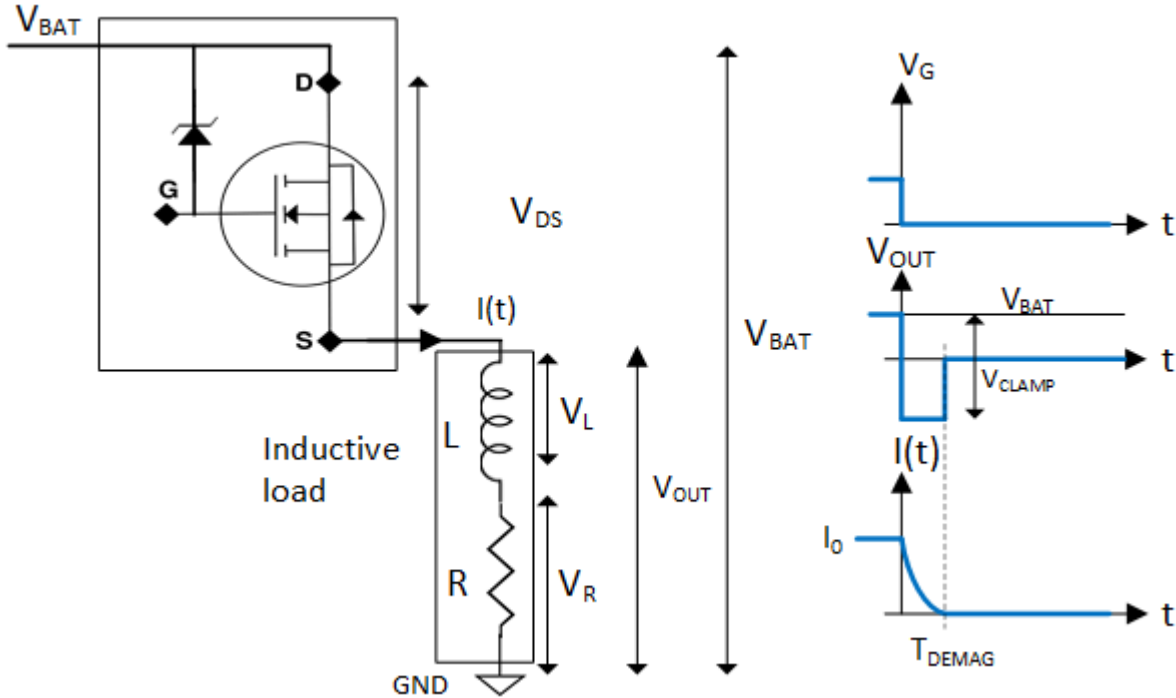


图 4-3. 电感性负载关断阶段

应用基尔霍夫电压定律可得出[方程式 33](#)。

$$V_{BAT} = V_R + V_L + V_{CLAMP} \quad (33)$$

其中， V_L 为负载电感元件上的电压， V_R 为负载电阻元件上的电压， V_{CLAMP} 为瞬态电压尖峰期间开关 FET V_{DS} 上的电压， V_{BAT} 为电源电压。[方程式 34](#) 和 [方程式 35](#) 所示为用于电阻器和电感器的欧姆定律：

$$V_R = R * I(t) \quad (34)$$

$$V_L = L * \frac{dI(t)}{dt} \quad (35)$$

将它们代入[方程式 33](#) 中得到[方程式 36](#)：

$$V_{BAT} = (R * I(t)) + L \frac{dI(t)}{dt} + V_{CLAMP} \quad (36)$$

调整方程式 36 以得到方程式 37，这是负载电流的一阶微分方程。

$$I(t) + \left(\frac{L}{R} * \frac{dI(t)}{dt} \right) = - \frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} \quad (37)$$

方程式 38 对此进行了求解。

$$I(t) = - \frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + \left(\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + I_0 \right) e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (38)$$

其中， I_0 为开关最初断开时的电流。方程式 38 表明电流以负斜率和时间常数 $\tau = L/R$ 呈指数衰减。该公式用作计算电感性负载退磁能量的基础。电流有两个分量：公式左侧由稳态电流贡献，右侧由通过指数时间因子进行调整的瞬态电流贡献。当总电流为零且两个分量相等时，负载将完全退磁。

请注意，方程式 38 仅从时间 $t = 0$ 起有效，直到负载完全退磁。该退磁时间将在下一部分中计算。

4.5.1 退磁时间

退磁时间 T_{DEMAG} 是指电流从 I_0 衰减到零所需的时间。此时间是之后计算总退磁能量所必需的参数。

为了计算 T_{DEMAG} ，可在总电流等于 0 时求解方程式 38。

$$I(T_{DEMAG}) = - \frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + \left(\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + I_0 \right) e^{\frac{-T_{DEMAG}}{\tau}} = 0 \quad (39)$$

$$e^{\frac{-T_{DEMAG}}{\tau}} = \frac{\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R}}{\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + I_0} \quad (40)$$

$$\frac{T_{DEMAG}}{\tau} = -\ln\left(\frac{\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R}}{\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + I_0} \right) \quad (41)$$

$$T_{DEMAG} = \frac{L}{R} * \ln\left(1 + \frac{R * I_0}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right) \quad (42)$$

方程式 42 表明退磁时间与时间常数 L/R 成正比，并且随着 I_0 的增大、 V_{CLAMP} 的降低和 V_{BAT} 的升高而增加。

4.5.2 退磁期间的瞬时功率损耗

在这段退磁时间内，电感器能量被高侧开关吸收。通过开关的瞬时功率可根据开关上的电压以及负载电流采用方程式 43 计算得出。

$$P_D(t) = V_{CLAMP} * I(t) \quad (43)$$

方程式 43 与方程式 38 合并后可得到方程式 44：

$$P_D(t) = V_{CLAMP} * \left[- \frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + \left(\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + I_0 \right) e^{\frac{-t}{\tau}} \right] \quad (44)$$

采用方程式 42 计算退磁时间和采用方程式 44 计算瞬时功率后，可以计算出退磁能量。

4.5.3 退磁期间耗散的总能量

在关断期间，必须将高侧开关中的退磁能量耗散掉。如果未经适当退磁，FET 会受到严重损害，并且还会在系统的其他地方造成损害。

一旦明确定义了退磁能量，就可以对高侧开关的选择加以确认。采用 [方程式 45](#)，通过对瞬时功率损耗 $P_D(t)$ 进行积分（在退磁时间 T_{DEMAG} 内）来计算耗散的能量 E_D 。

$$E_D = \int_0^{T_{DEMAG}} P_D(t) dt \quad (45)$$

将 [方程式 45](#) 和 [方程式 44](#) 整合并求解积分以得到 [方程式 48](#)。

$$E_D = \int_0^{T_{DEMAG}} V_{CLAMP} * \left[-\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + \left(\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} + I_0 \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] dt \quad (46)$$

$$E_D = \tau * V_{CLAMP} * \left[I_0 - \frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} * \ln \left(1 + \frac{R * I_0}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right) \right] \quad (47)$$

$$E_D = \frac{L}{R} * V_{CLAMP} * \left[I_0 - \frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} * \ln \left(1 + \frac{R * I_0}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right) \right] \quad (48)$$

采用 [方程式 48](#) 可计算出关断期间的感性退磁能量。

在标称电源电压 V_{BAT} 分别为 12V 和 24V 的典型汽车和工业应用中，自然对数中的项始终小于 1，因为最大 $R \times I_0$ 值等于 V_{BAT} ，而 V_{CLAMP} 将始终更高，其典型的标称值为 60V。因此，我们可将 [方程式 48](#) 简化为 [方程式 49](#)。

$$E_D = \frac{L}{R} * V_{CLAMP} * \left[\frac{V_{BAT}}{R} - \left(\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} \right) * \ln \left(1 + \frac{V_{BAT}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right) \right] \quad (49)$$

[方程式 49](#) 中的对数项可以通过 [方程式 50](#) 中的泰勒级数转换为多项式。

$$\ln(1 + x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots \quad (50)$$

该多项式函数具有无限项，但在 x 小于 1 时收敛。在 $V_{BAT} = 24V$ 和 $V_{CLAMP} = 60V$ 的工业应用中，采用 [方程式 51](#) 可计算出前几项的值。

$$x = \frac{V_{BAT}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} = \frac{24 V}{60 V - 24 V} = 0.6666$$

$$\frac{x^2}{2} = 0.2222$$

$$\frac{x^3}{3} = 0.0987$$

$$\frac{x^4}{4} = 0.05 \quad (51)$$

泰勒级数中项的符号是交替和递减的。估算误差小于 5% 时，可消除第二个项之后的所有项，因此 [方程式 49](#) 可简化为 [方程式 54](#)。

$$E_D = \frac{L}{R} * V_{CLAMP} * \left[\frac{V_{BAT}}{R} - \left(\frac{V_{CLAMP} - V_{BAT}}{R} \right) * \left(\frac{V_{BAT}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{BAT}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right)^2 \right) \right] \quad (52)$$

$$E_D = \frac{1}{2} L \left(\frac{V_{BAT}}{R} \right)^2 * \left(\frac{V_{CLAMP}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right) \quad (53)$$

$$E_D = \frac{1}{2} L I_0^2 * \left(\frac{V_{CLAMP}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}} \right) \quad (54)$$

采用 [方程式 54](#)，设计人员可计算出在电感关断事件期间必须由高侧开关耗散掉的总退磁能量。可将这一结果与智能高侧开关的退磁能力进行比较，从而确定器件能够单独耗散掉能量，还是必须使用外部钳位器来对电感性负载进行安全退磁。

4.5.4 测量精度

让我们将 [方程式 54](#) 与测量数据进行比较以验证计算结果。此示例对安装在铁芯上的纯电感器进行了精确测量，并施加了一个 24V 脉冲，然后将脉冲关闭。电感线圈具有 200mH 的电感和 5.6Ω 的串联电阻。

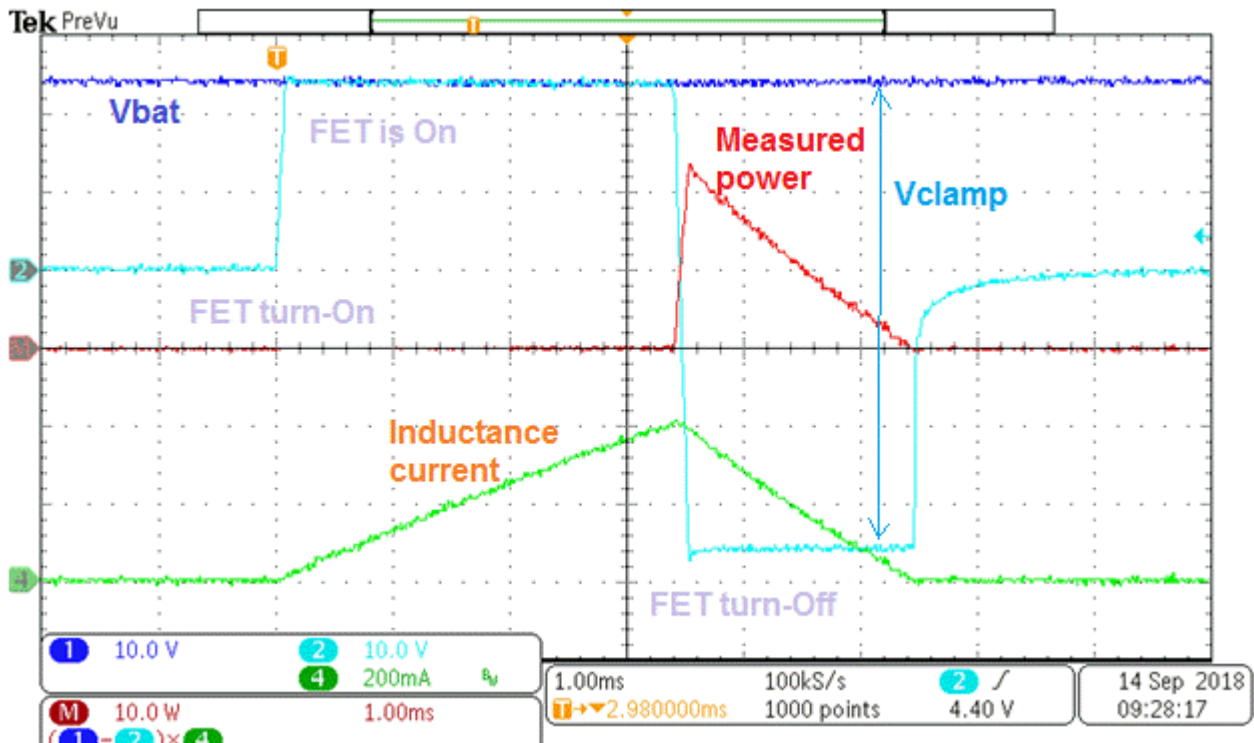


图 4-4. 电感关断期间的退磁能量

图 4-4 所示为导通时间和关断时间。通过查看关断时间，我们得知 T_{DEMAG} 为 3.3ms， I_0 为 0.4A。[表 4-1](#) 将这些测量值与根据导出公式计算出的值进行了比较。

表 4-1. 测量出的与计算出的退磁能量

电感	峰值电流	V _{SUPPLY}	V _{CLAMP}	电感器能量	退磁能量	退磁时间
200mH	400mA	24V	60V	15.84	计算值	26.4mJ
					测量值	24mJ

表 4-1 展示了根据方程式 54 计算出的退磁能量为 26.4mJ，测量值为 24mJ，差异小于 10%。导致这一微小差异的原因是推导期间所做的近似处理以及允许的测量容差。导出的公式提供了电感放电能量的良好近似结果。

4.5.5 应用示例

一些电感性负载的示例规格如表 4-2 所示。该规格以汽车或工业应用中常用的电磁阀或继电器为例。以下示例将逐步说明如何确定 TPS4H160-Q1 能否在没有外部组件的情况下驱动这些负载。感性负载曲线会随温度变化，因此通常将在系统的工作温度范围内指定该曲线，最坏的情况出现在系统处于最低温度之时。

表 4-2. 电感性负载示例

负载编号	电感	电阻			开关频率	V _{SUPPLY}
		-40°C	25°C	35°C		
1	205mH	79Ω	150Ω	158Ω	1Hz	24V
2	48.4mH	50Ω	67Ω	69.9Ω	1Hz	24V
3	35mH	7.5Ω	10Ω	10.4Ω	1Hz	24V

借助这些负载曲线，我们可以计算导通状态期间的电流和存储能量以及在过渡到关断状态时退磁的能量。我们可以根据这些参数选择合适的高侧开关，确保该开关能够在关断期间安全地耗散掉所存储的电感能量。

4.5.6 计算

负载 1、负载 2 和负载 3 的详细计算也可按照相同的步骤进行。

可根据以下步骤计算负载的退磁能量：

- 确定电源电压 V_{BAT} ，此处为 24V
- 计算最坏情况下的稳态负载电流。对于负载 1，最坏情况下的负载电流是在温度为 -40°C 且 $R = 79\Omega$ 条件下的电流值。稳态电流的计算方式如下：

$$I_{OUT} = \frac{V_{BAT}}{R} = \frac{24\text{ V}}{79\ \Omega} = 0.304\text{ A} \quad (55)$$

- 根据电感值计算导通时间内储存的能量：

$$E = \frac{1}{2} L * I_0^2 = \frac{1}{2} * 205\text{ mH} * (0.304\text{ A})^2 = 9.46\text{ mJ} \quad (56)$$

- 计算退磁时间：

$$T_{DEMAG} = \frac{L}{R} \ln\left(1 + \frac{R * I_0}{V_{CLAMP} - V_{BAT}}\right) = \frac{205\text{ mH}}{79\ \Omega} \ln\left(1 + \frac{24\text{ V}}{60\text{ V} - 24\text{ V}}\right) = 1.32\text{ ms} \quad (57)$$

这表示使用 60V 的内部钳位器时，存储的能量将在 1.32ms 内退磁

- 计算退磁能量：

$$E_D = \frac{1}{2} L \left(\frac{V_{BAT}}{R}\right)^2 * \left(\frac{V_{CLAMP}}{V_{CLAMP} - V_{BAT}}\right) = \frac{1}{2} (205\text{ mH}) \left(\frac{24\text{ V}}{79\ \Omega}\right)^2 * \left(\frac{60\text{ V}}{60\text{ V} - 24\text{ V}}\right) = 15.76\text{ mJ} \quad (58)$$

负载 1 的电流为 0.304A，电感为 205mH，存储的磁能为 9.46mJ。存储的磁能将在高侧开关上退磁，且必须吸收的总退磁能量为 15.67mJ。让我们看看 TI 智能高侧开关 TPS4H160-Q1 是否可以在此能量耗散。

TPS4H160-Q1 是一款四通道高侧开关，广泛用于驱动工业和汽车系统中的电感性负载。与所有 TI 智能高侧开关一样，TPS4H160-Q1 包含一个集成式电感钳位器，无需外部电路即可对电感性负载进行退磁。若要确定该器件是否可以处理该感性负载，请参考该器件的退磁能力图，其中显示了给定电感的最大负载电流或总能量。附录 B 中提供了退磁能力图。TPS4H160-Q1 的退磁能力图如图 4-5 所示：

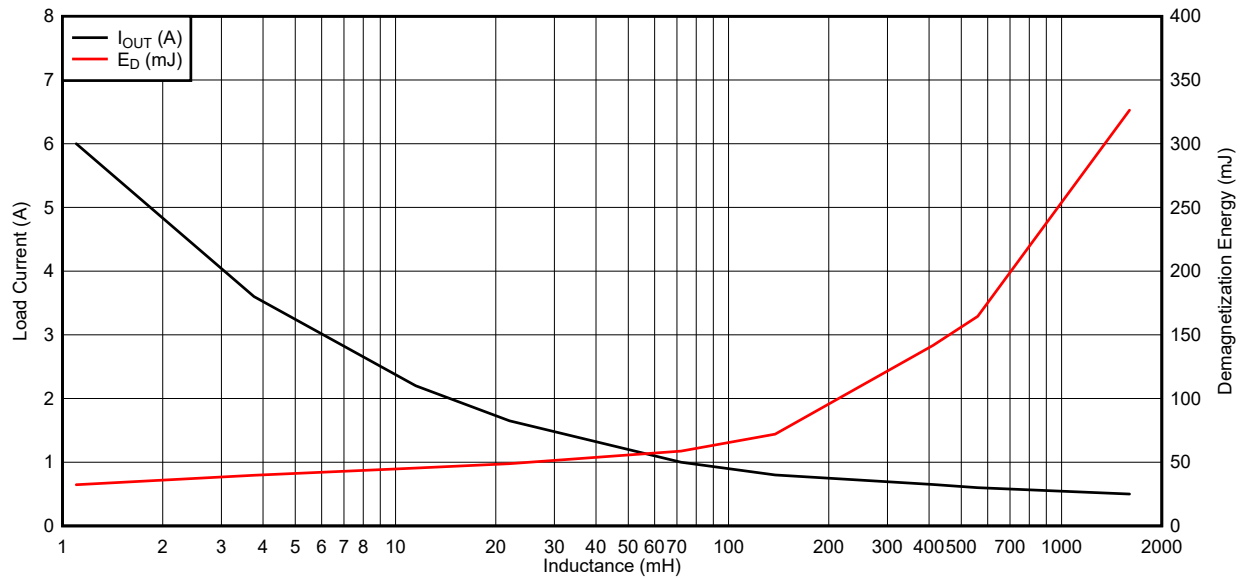


图 4-5. TPS4H160-Q1 退磁能力

若要确定负载 1 中所述的 205mH 电感的退磁能力，请在水平轴上找到 205mH。图 4-5 展示了 TPS4H160-Q1 在电感性负载为 205mH 时能够退磁 0.75A 并耗散 90mJ 能量。上述负载计算得出的负载电流为 0.304A，耗散能量为 15.76mJ，因此 TPS4H160-Q1 能够安全地对该负载进行退磁，并具有明显的裕度。

对负载 2 重复这些计算（该负载具有 50Ω 电阻和 48.4mH 电感），我们看到稳态电流为 0.48A，计算出的退磁能量为 9.29mJ。参照图 4-5，我们可以看到，对于 48.4mH 电感，TPS4H160-Q1 最多可以退磁 1.1A，并且最多耗散 55mJ 能量。与负载 1 类似，该器件能够轻松地对该负载 2 进行退磁。

通过观察负载 3，我们得知它具有 7.5Ω 电阻和 35mH 电感。因此，我们计算出稳态电流为 3.2A，退磁能量为 298.6mJ。参照图 4-5，我们得知，对于 35mH 电感性负载，TPS4H160-Q1 能够驱动最大 1.5A 电流并耗散 50mJ 能量。这些数值低于计算的要求值，因此如果没有外部 TVS 二极管来钳制电感能量，TPS4H160-Q1 将无法驱动该负载。

请注意，尽管负载 3 的电感远低于负载 1 的电感，但负载 3 的电流较大，因此必须耗散掉的退磁能量显著增加。因此，应了解电感和负载电流这两个参数，而不仅仅是了解其中一个，这一点至关重要。

4.5.7 测量

为了验证负载 1 的计算值，我们进行了实验室测量。对于负载 1 曲线，图 4-6 中的开关已关断以测量退磁能量。

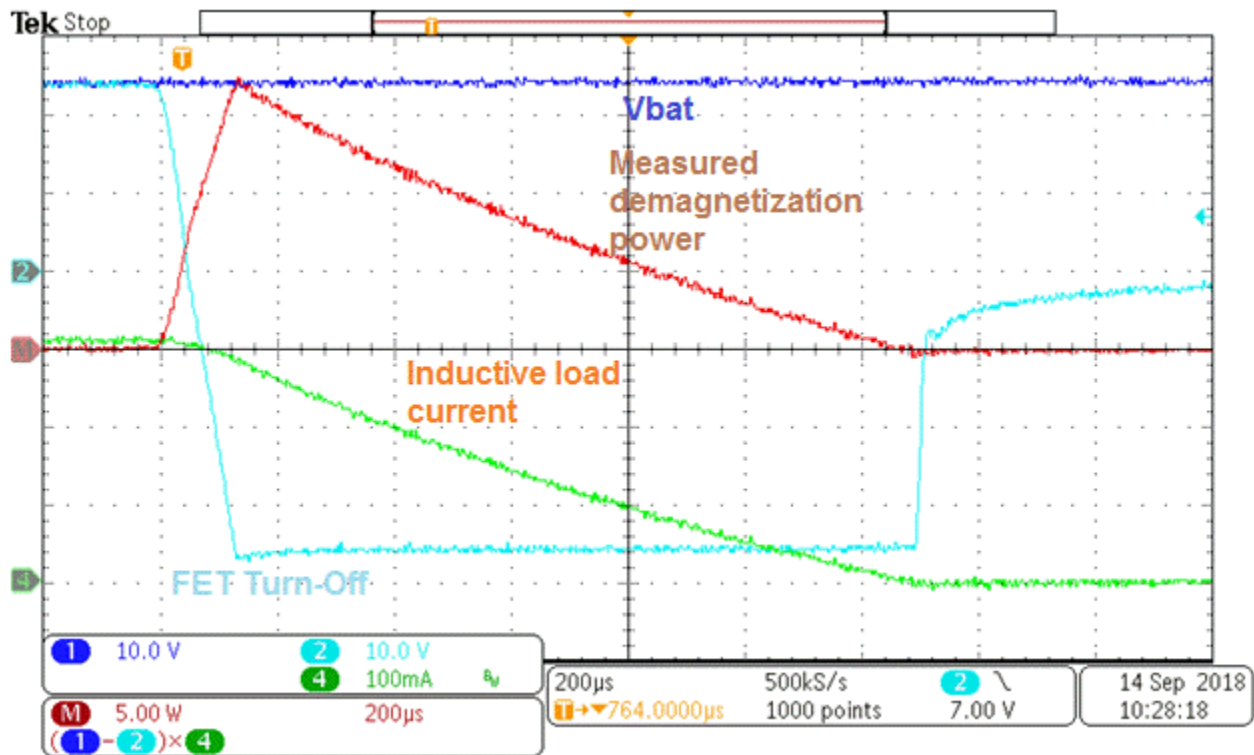


图 4-6. 测量的负载 1 下的退磁能量

峰值功率为 18W，并可看到退磁时间 T_{DEMAG} 为 1.3ms。退磁能量根据方程式 59 计算得出。

$$E_D = \frac{1}{2} P_{PEAK} * T_{DEMAG} = \frac{1}{2} * 18 W * 1.3 ms = 11.7mJ \quad (59)$$

计算值为 15.67mJ，因此由于电感值的变化和公式推导中的近似处理，测量值很接近但不精确。从此示例可以看出，按照计算结果，TPS4H160-Q1 能够安全地对该负载进行退磁。

4.6 选择正确的智能高侧开关

TI 智能高侧开关的导通电阻范围为 4mΩ 至 1000mΩ，可提供了多种不同的直流电流选择。了解直流电阻和直流电流有助于优化对器件的选择。选择了能够驱动所需直流电流的开关后，请参阅器件的电感性退磁能力图表，确保对于给定的负载曲线，它能够耗散掉所需的电流。

退磁能量的计算对于选择正确的智能高侧开关至关重要。计算出的能量应与所提供的智能高侧开关图（其中显示了给定电感条件下的最大电流或能量）进行比较。如果退磁能量在智能高侧开关的额定能量范围内，则可选择该器件，但是如果退磁能量高于智能高侧开关的额定能量，则必须选择更可靠的器件或必须使用外部 TVS。

5 驱动 LED 负载

5.1 背景

越来越多的汽车和工业照明应用采用 LED 取代白炽灯泡。与传统灯泡相比，LED 照明可以提高电源效率，同时能够提供类似的额定光输出。因此，LED 目前用于前照灯、尾灯、车内照明和指示灯。在这些应用中，智能高侧开关可用于驱动 LED 灯串或为独立 LED 驱动器模块供电。应根据所需的功能选择智能高侧开关，主要考虑因素是保护、诊断和负载电流要求。智能高侧开关必须能够驱动 LED 直流电流负载，并能够应对照明模块的输入电容和寄生电阻带来的挑战。

在本部分中，我们将讨论各种 LED 负载驱动应用类型。我们将深入研究负载特性以及它们对选择合适的智能高侧开关的影响。我们将着重介绍 LED 负载的两个重要诊断特性：负载电流感测和开路负载检测。这两个特性提供改进的功能以提高可靠性，并提供反馈以实现更简单的系统维护。我们还将探讨是否能够设置可调的低电流限制阈值，因为与其他常见负载类型相比，LED 负载通常具有更低的最大直流电流。这种可调的电流限制将改进短路保护，防止缓慢的电流爬行，并降低电缆和连接器的成本。最后，我们将讨论如何根据这些信息来选择合适的智能高侧开关。

NOTE

重要的设计注意事项：启用诸如开路负载检测、LED 故障检测和短路保护等诊断特性能够改善系统功能。

5.2 应用示例

图 5-1 所示为一种需要用智能高侧开关来驱动各种类型 LED 照明负载的典型应用。LED 负载分为两大类：

1. LED 直接驱动
2. LED 模块 (带或不带单独的 MCU)

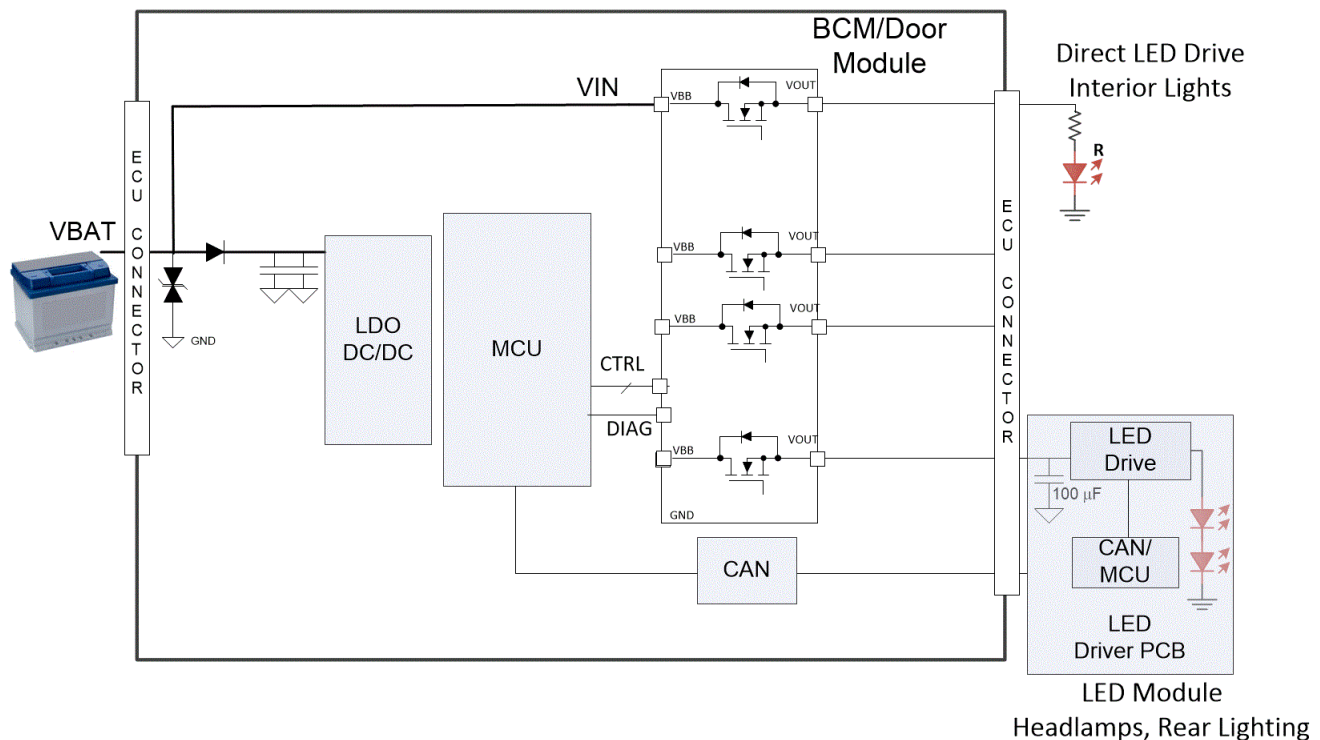


图 5-1. 智能高侧开关驱动 LED 负载的应用实例

LED 直接驱动方式提供了一种控制较少但成本更低的解决方案，而 LED 模块则为更精确的 LED 驱动提供了一种恒流解决方案。无论是前照灯、车内照明还是抬头显示屏，越来越多的汽车系统使用 LED 来取代传统灯泡。在工业应用中，LED 经常用作指示灯或照明用途。选择 LED 直接驱动还是 LED 模块将取决于具体的应用要求。无论在哪一种情况下，LED 都需要使用智能高侧开关来提供电源和诊断功能。

5.3 LED 直接驱动

在此应用中，智能高侧开关直接驱动 LED 以及一个用于设置 LED 灯串电流的串联电阻器。智能高侧开关提供恒压源，但光输出取决于 LED 灯串中的电流，因此可通过开关的脉宽调制使电流在不断变化的电源电压下保持恒定。一个大于 120Hz 的 PWM 频率应用于智能高侧开关输入端，从而使开关的占空比发生变化并能调节 LED 电流。对智能高侧开关的选择主要取决于驱动 LED 电流时开关中出现的功率耗散。对于直接驱动 LED，主要设计因素是开关的 R_{ON} 。确保开关的 R_{ON} 足够低，使智能高侧开关不会出现由 LED 直流电流引起的功率耗散问题。根据开关中的总功率耗散和 PCB 的热耗散，可选择使用单通道或多通道器件。

5.4 LED 模块

智能高侧开关通常在中央模块中用于控制流入 LED 驱动器模块的电池输入电流，如图 5-1 所示。在各种情况下，每个 LED 灯串或阵列中的电流都由 LED 照明模块控制，而不是直接通过智能高侧开关控制。在最简单的情况下，LED 模块中没有附加 MCU，LED 要么只采用分立式开/关模式，要么通过单独的 PWM 信号进行控制。在更复杂的模块中，中央模块可通过 CAN 或 LIN 等协议传达光模式和强度。

LED 模块通常包括开关直流/直流转换器，这种转换器可将输入电池电压转换为受控源。在大多数情况下，该开关转换器的输入端会有很大的输入电容（大约 100 μ F-300 μ F）。为了在驱动大电容 LED 模块时选择合适且配置妥善的智能高侧开关，请参阅本文档节 3 中的电容性负载驱动部分。

5.5 为何使用智能高侧开关？

TI 智能高侧开关可用于通过直接驱动 LED 或驱动 LED 模块为 LED 模块供电。在控制模块中使用多个智能高侧开关为多个 LED 模块供电的情况如图 5-2 所示。

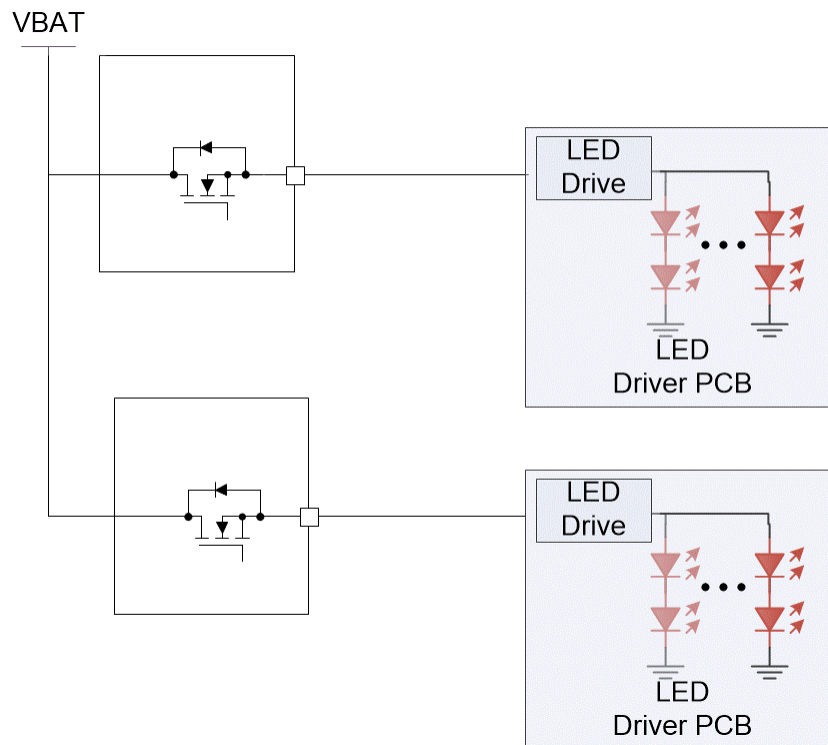


图 5-2. 智能高侧开关为 LED 模块供电

控制模块中的智能高侧开关具有三个主要功能：

1. 提供诸如开路负载检测等诊断功能
2. 通过负载电流检测实现 LED 故障识别
3. 用作直接驱动 LED 的恒流源

在没有 MCU 的模块中以及无法从 LED 照明 ECU 获得灯状态信息的情况下，诊断功能尤为重要。

5.6 开路负载检测

随着系统变得更加智能，拥有强大的诊断功能非常重要。一个常见问题是由断线、接线错误或开路故障造成的开路负载。我们希望系统能够独立诊断这些故障并将问题报告给微控制器。TI 智能高侧开关支持在开关导通和关断期间进行开路负载检测和问题报告。开路负载检测（包括外部电路）如图 5-3 所示。

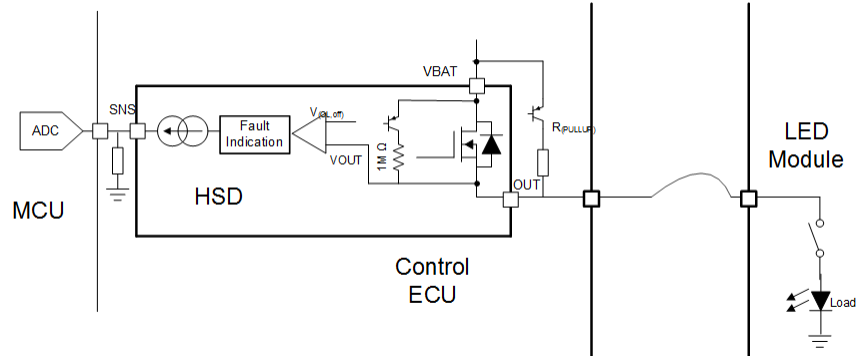


图 5-3. 开路负载检测原理图

开路负载检测需要从输出端到电池的上拉电阻。该上拉电阻可以位于外部，也可以集成到智能高侧开关中。当连接负载时，这个大上拉电阻可以将开关输出拉近到 0V，但当没有连接负载时，可以将输出拉近到电源电压。然后，智能高侧开关会测量输出电压，如果测得的电压接近电源电压，则报告为负载开路。

当开关导通时，内部智能高侧开关电流感测诊断功能将通知负载开路情况，因为输出电流将变为零。TI 器件在小电流下具有非常高的电流感测精度。该电流精度可低至几毫安，因此能够轻松测量到电流的下降。某些 TI 器件（如 TPS1H200-Q1 和 TPS1H000-Q1）不提供模拟检测电流输出端；相反，当电流低于开路负载检测阈值时，它们将触发 FAULT 信号。

当开关关断时，器件仍将检测负载开路并通过 FAULT 信号或电流感测输出端来报告这一情况。开路负载检测的一个缺点是上拉电阻器会增加一条电流路径，即使在开关关断时也会使少量电流通过 LED，这种情况有时会导致 LED 发出微弱的光。

5.7 负载电流感测

开路负载检测能够确定是否存在断线或故障模块，但无法确定局部故障。在许多应用中，LED 配置为多串并联，如图 5-2 所示。在这种情况下，重要的是需要知道阵列中是否有任何 LED 灯串不工作（即使其余灯串仍然工作）。为了确定这一点，TI 智能高侧开关可以通过对负载电流的精确测量来感测输出电流是否发生了绝对变化，因为这种变化是伴随着灯串故障引起的局部开路而发生的。然后，可使用此信息将局部故障问题传达给 MCU。

例如，假设需要驱动一个由六个 LED 灯串组成的并联阵列，其中每个灯串的电流为 50mA。为了找出六个并联灯串之一出现的开路故障，必须在 $\pm 16\%$ 的精度内感测负载电流。但是，为了获得更佳的效果，可以假设系统在常见 LED 灯串电流消耗、ADC 数字化和其他寄生元件方面具有额外的 $\pm 5\text{-}6\%$ 可变性，因此精度最好在 $\pm 10\%$ 以内。这意味着智能高侧开关电流测量值必须在负载电流范围内精确到 $\pm 3\text{-}4\%$ 以内。TPS2H160-Q1 和 TPS2H000-Q1 等器件的电流感测精度符合这一要求，并且能够提供绝对电流测量值，且其精度足以诊断单个 LED 灯串故障。表 5-1 所示为这两个器件以及它们在给定负载电流下的电流感测精度。

表 5-1. 典型多串阵列负载电流下的最大电流感测精度

器件	负载电流	电流感测精度
TPS2H160-Q1	300mA	$\pm 4\%$
TPS2H000-Q1	60mA	$\pm 3\%$

负载电流感测使设计人员能够确保整个 LED 阵列而不仅仅是其中一部分可以正常工作，从而提高了诊断能力。进而，还可以提高系统的整体可靠性并有助于进行预测性维护。

5.8 恒流源

为了获得最佳 LED 性能，最好使用恒流源，但通常在没有 LED 驱动模块的系统中，唯一可用的源是恒压源。使用 TI 智能高侧开关时，设计人员能够通过强制器件进入电流限制调节模式来建立恒流驱动模式。本文档的电容驱动部分（节 3）以及《智能高侧开关的可调节电流限制》应用手册更深入地讨论了电流限制特性。电流限制阈值由来自 CL 引脚的外部电阻器设置，并且应等于标称 LED 电流。这样做可确保智能高侧开关将调节输入电压以提供

恒流源，只要电源能够提供所需的功率即可。图 5-4 左侧所示为处于恒压模式的开关，右侧所示为处于恒流模式的开关。

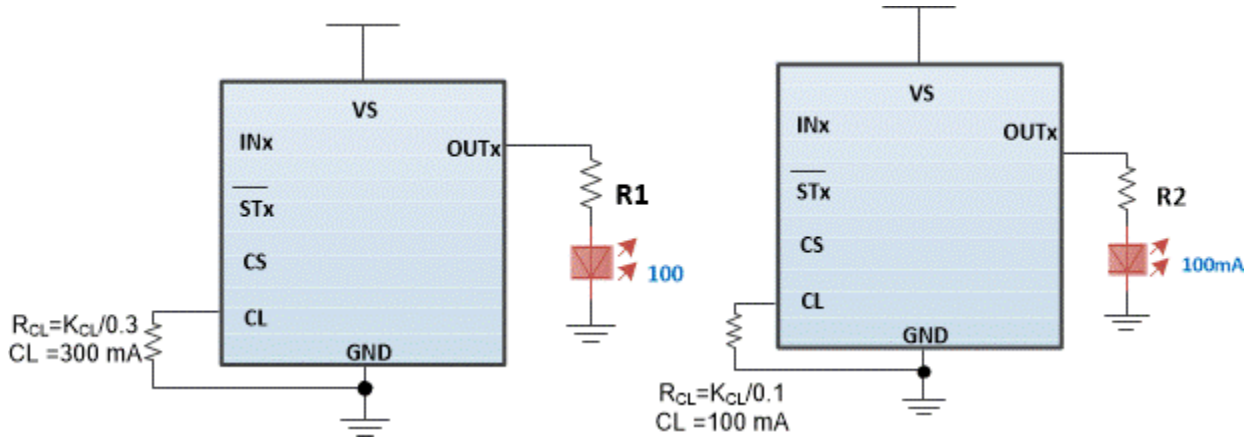


图 5-4. 以恒压（恒定输出电压）模式和恒流模式驱动 LED

在左图中，LED 的标称工作电流为 100mA，但因为由电阻器进行调节，所以该电流会随着电源电压的增加而增加。在右图中，如果电源电压升高，开关将增大其电阻以保持 100mA 的输出电流。

若要在恒流模式下操作开关，必须确保开关有足够的空间来调节电流源。例如，如果 LED 灯串包含五个 LED，每个 LED 的压降为 0.7V，并且需要 100mA 的电流（这是汽车内部 LED 灯的典型值），则灯串上的总电压将为 3.5V。如果最小电源电压为 8V，则应选择电阻器 R2，以便电源始终可以提供 100mA 电流。在这种情况下，如果 R2 小于 45 欧姆，那么即使在最小输入电源电压下，LED 灯串仍将保持 100mA。当电源电压标称值为 13.5V 时，开关和电阻器将按照方程式 60 的计算值耗散更多热量以调节电流。在这种情况下，总直流耗散不应引起热问题，这样 LED 将由智能高侧开关驱动，从而形成恒流源。

$$P_R = I_{LED}^2 * R = (100 \text{ mA})^2 * 45 \Omega = 450 \text{ mW} \quad (60)$$

$$P_{SWITCH} = I_{LED} * V_{DS} = I_{LED} * (V_S - V_R - V_{LED}) = (100 \text{ mA}) * (13.5 \text{ V} - 4.5 \text{ V} - 3.5 \text{ V}) = 550 \text{ mW} \quad (61)$$

5.8.1 选择正确的智能高侧开关

随着越来越多 LED 负载和模块用于汽车和工业应用，凭借可靠的诊断功能，TI 智能高侧开关能够很好地满足驱动 LED 负载的需求。表 5-2 所示为在选择智能高侧开关来驱动 LED 负载时必须考虑的一些重要设计参数：

表 5-2. 智能高侧开关设计注意事项

设计参数	设计注意事项
导通电阻 (R _{ON})	足够低的 R _{ON} 以限制总功率耗散，从而满足 PCB 散热要求。
电流限制 (I _{LIM})	I _{LIM} 高于直流负载电流。如果 LED 模块带有输入电容，请选择 I _{LIM} 以满足充电时间要求。
电流检测精度	电流检测精度满足负载电流范围内的要求。

通过适当的设计，智能高侧开关可为 LED 负载提供诊断和可靠保护。TI 提供各种具有不同导通电阻和诊断特性的开关，旨在满足任何 LED 驱动应用的要求。

6 附录

6.1 瞬态热阻抗数据

以下各图显示了器件的瞬态连接环境电阻 ($R_{j(\theta A)}$) 建模 (针对表 3-1 中的每个器件)。多通道器件的图假定每个已导通的通道中的功率均匀分布, 并考虑了通道之间相互自热的影响

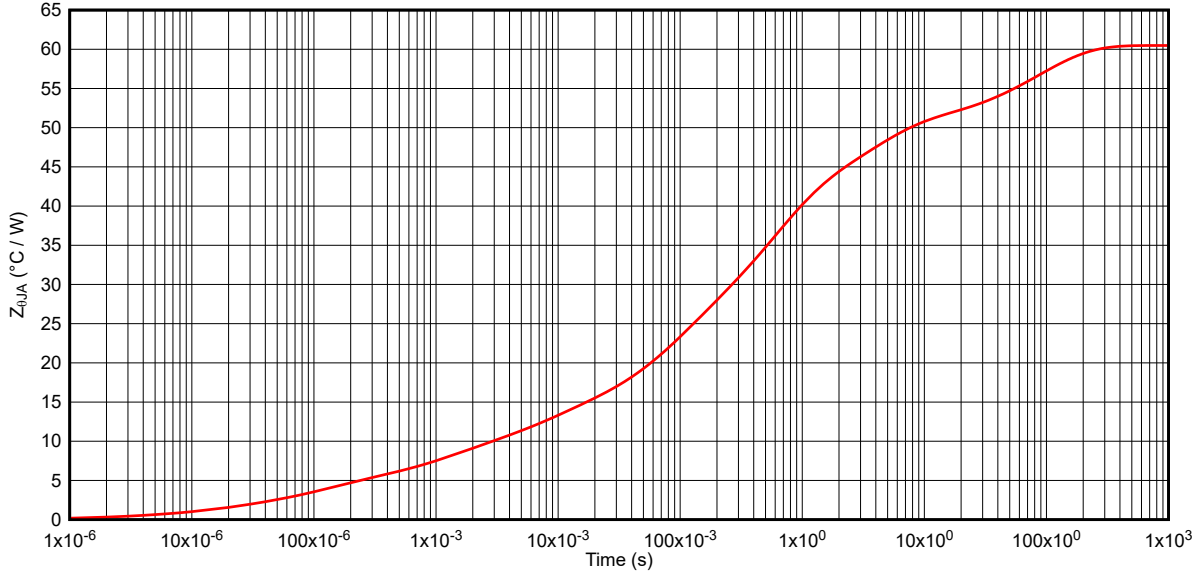


图 6-1. TPS1H000-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$

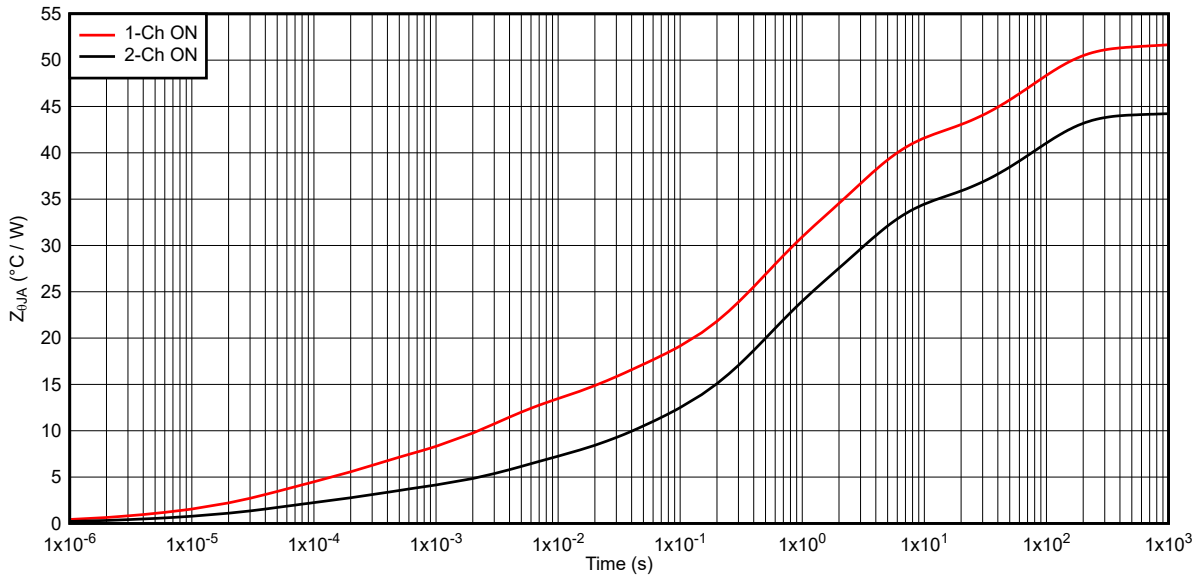


图 6-2. TPS2H000-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$

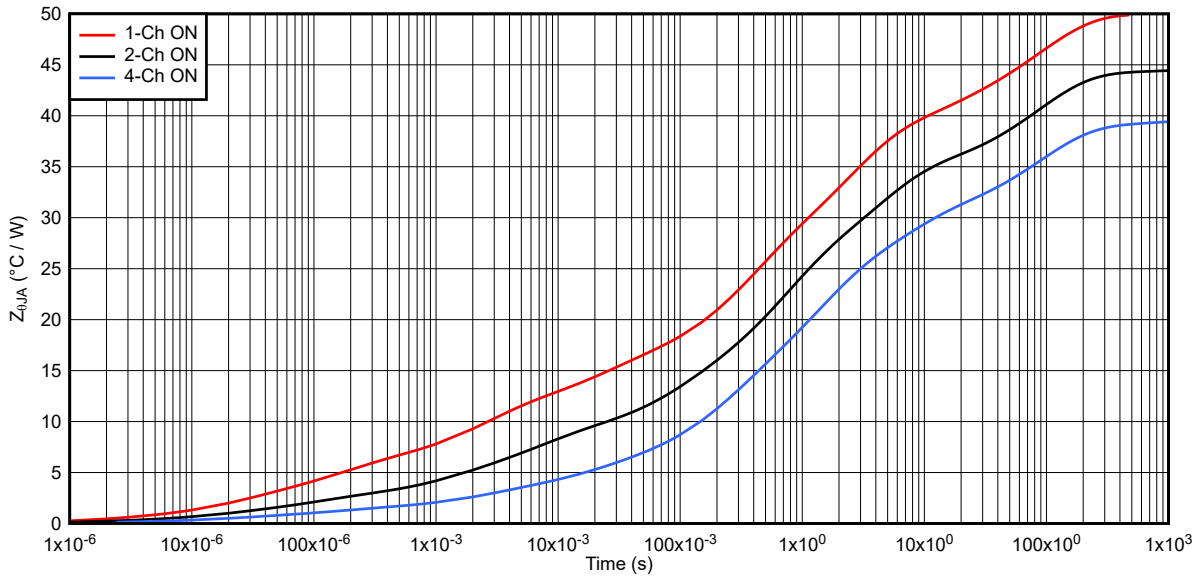


图 6-3. TPS4H000-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$

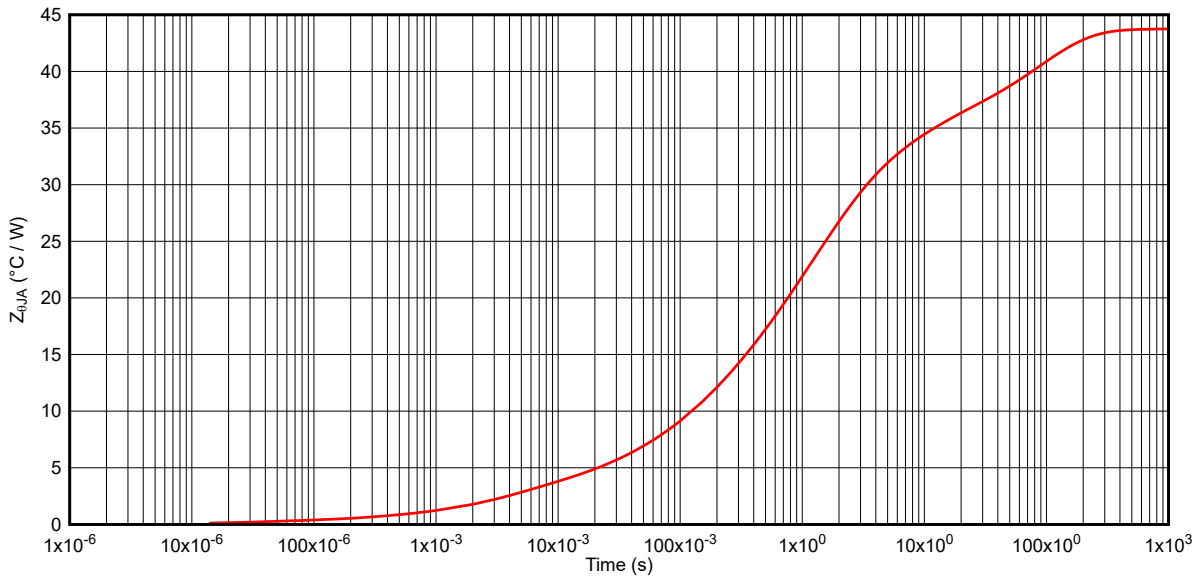
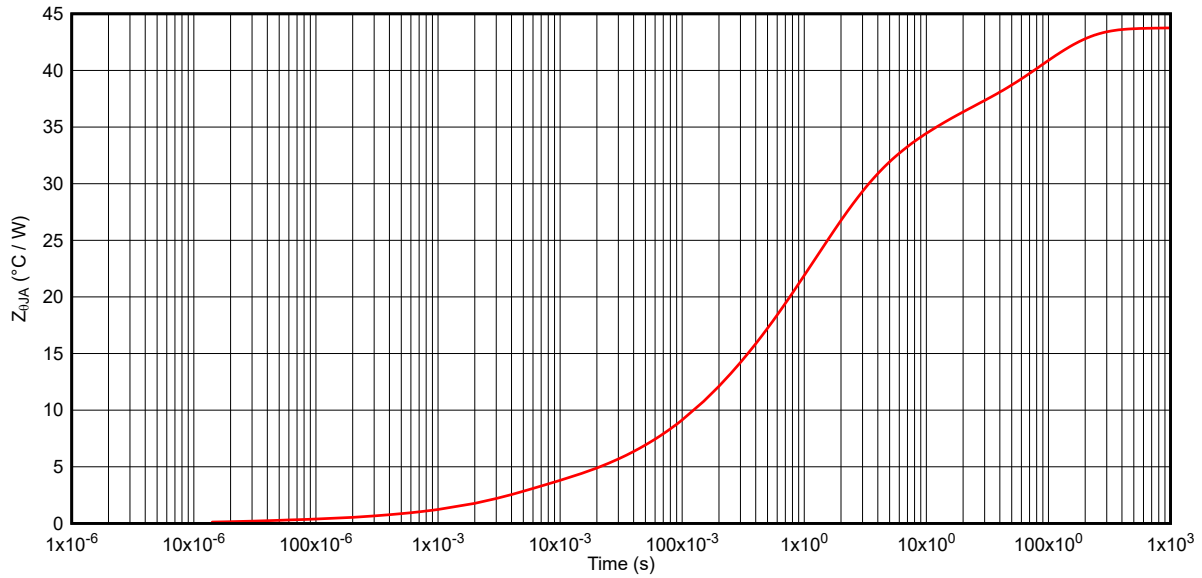
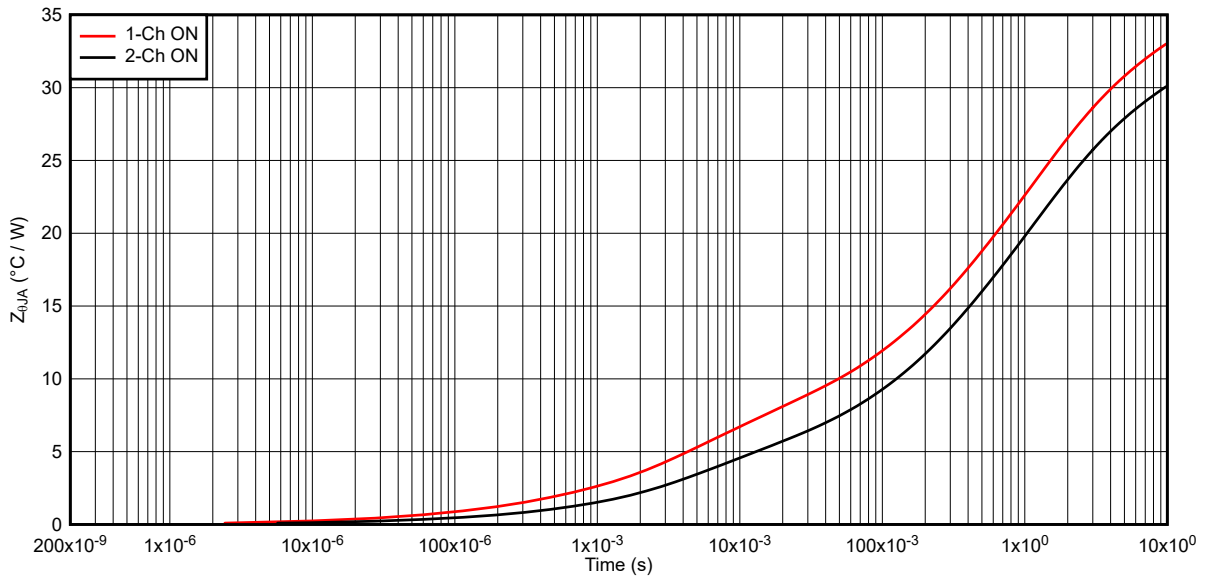


图 6-4. TPS1H100-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$

图 6-5. TPS1H200-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$ 图 6-6. TPS2H160-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$

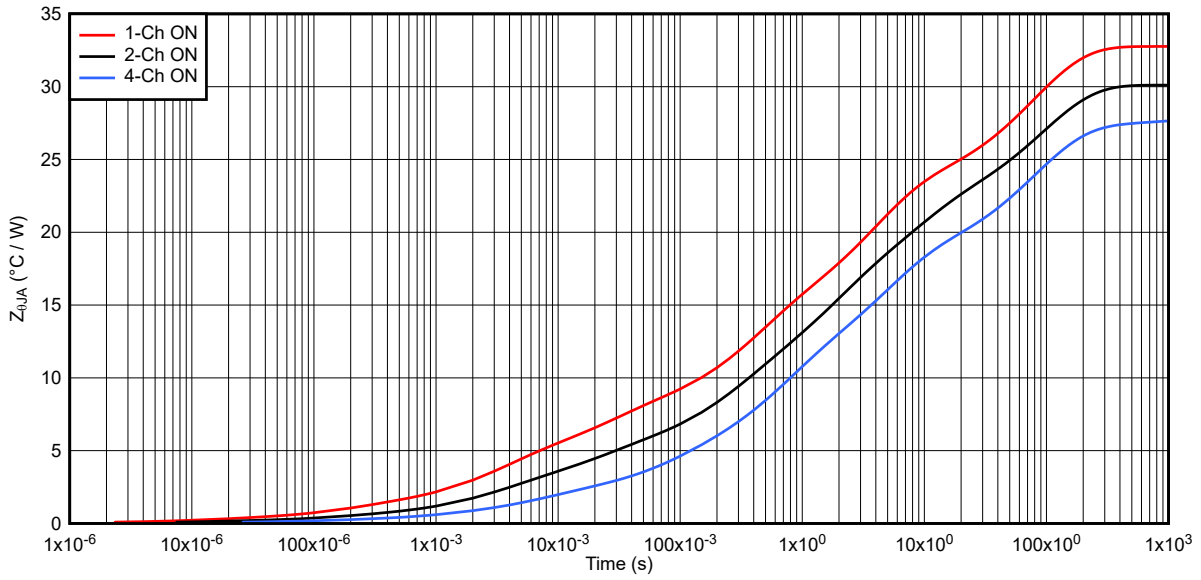


图 6-7. TPS4H160-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$

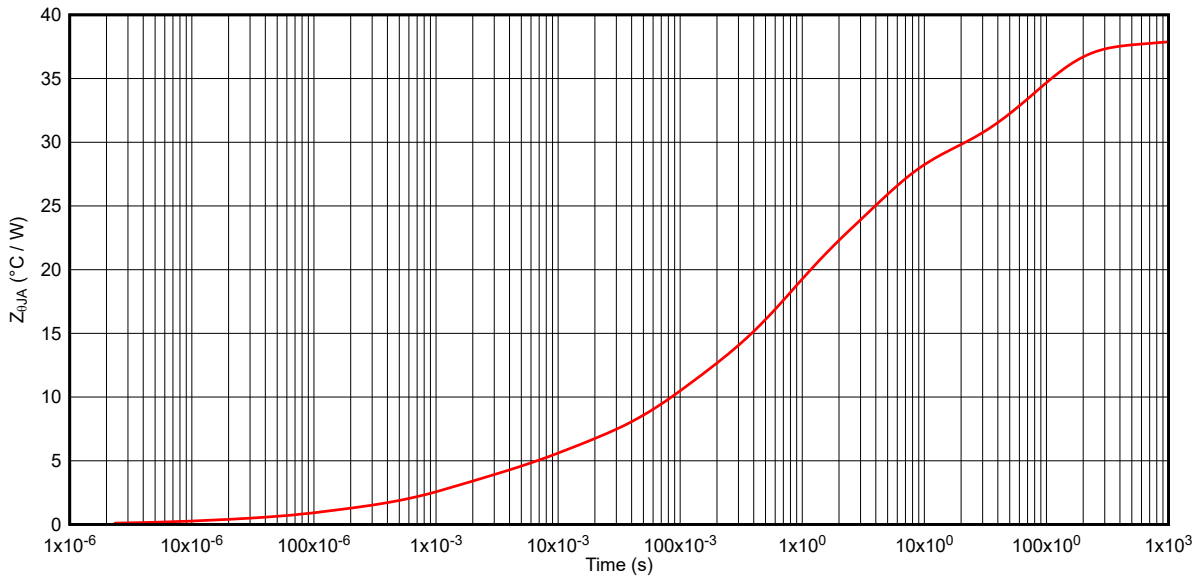
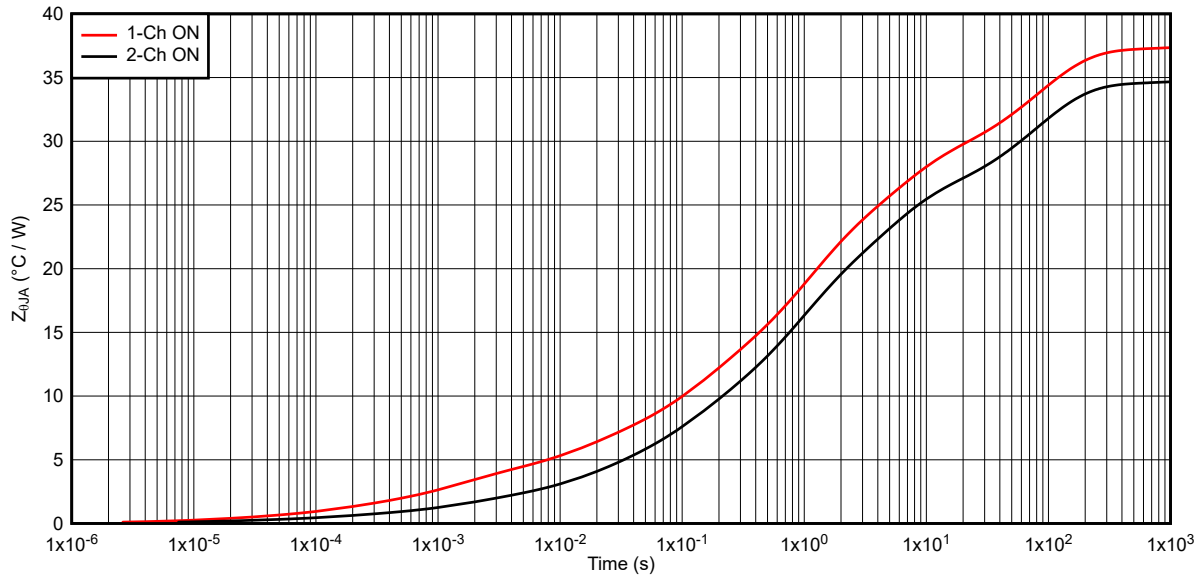
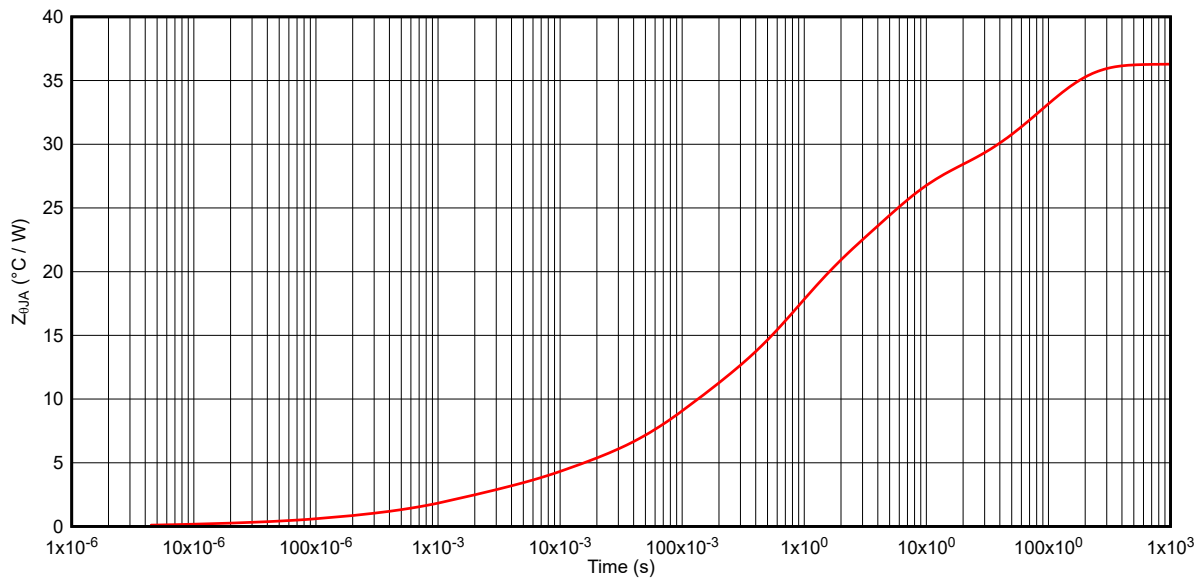


图 6-8. TPS1HB50-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$

图 6-9. TPS2HB50-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$ 图 6-10. TPS1HB35-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$

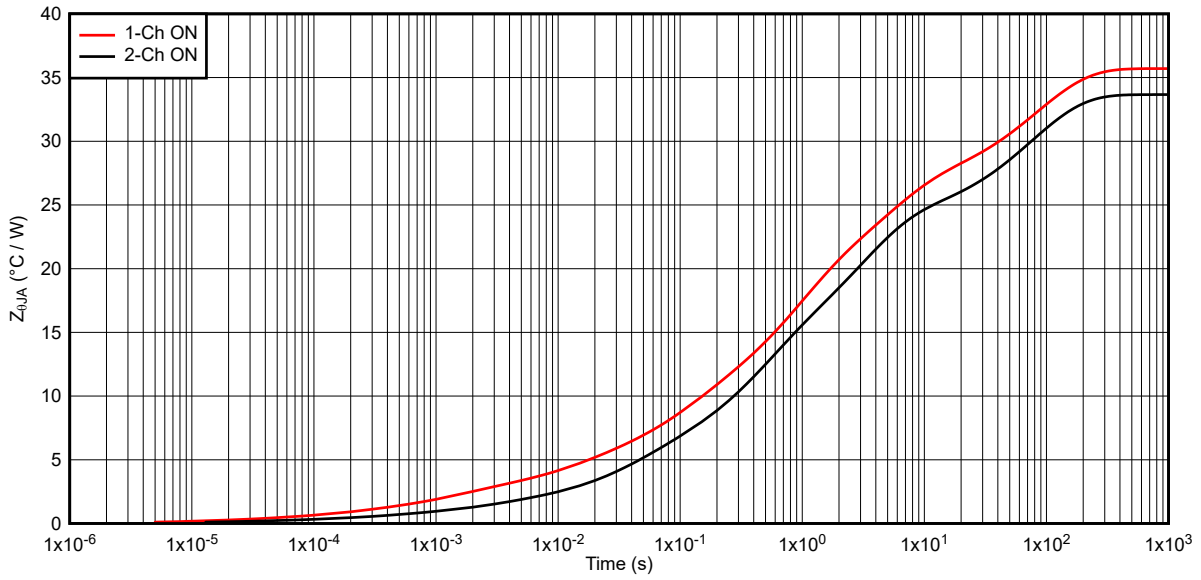


图 6-11. TPS2HB35-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$

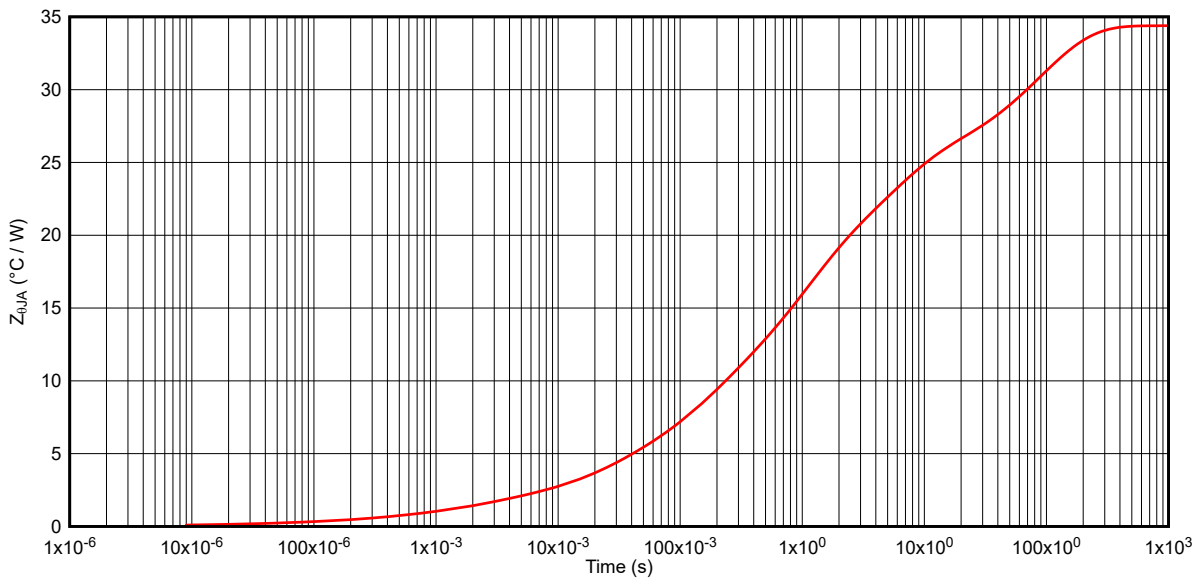
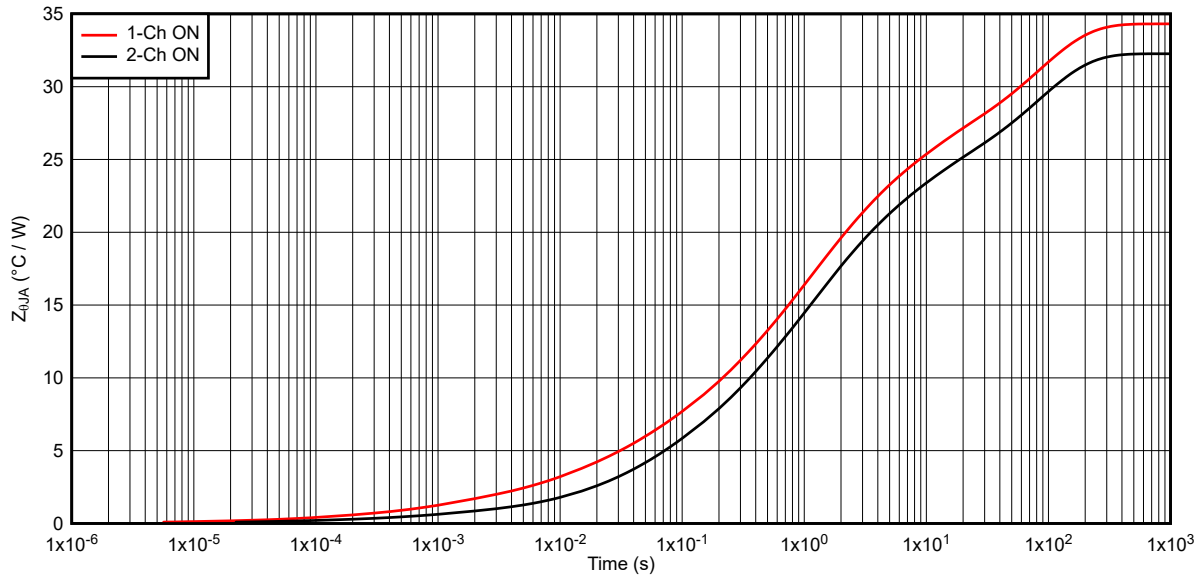
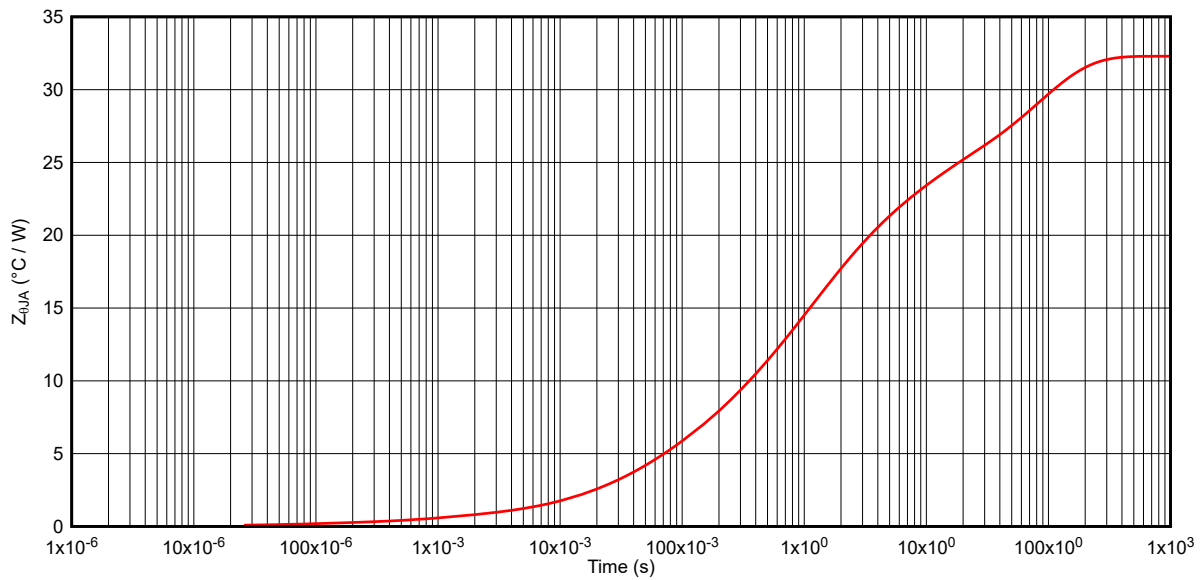


图 6-12. TPS1HB16-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$

图 6-13. TPS2HB16-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$ 图 6-14. TPS1HA08-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\theta JA}$

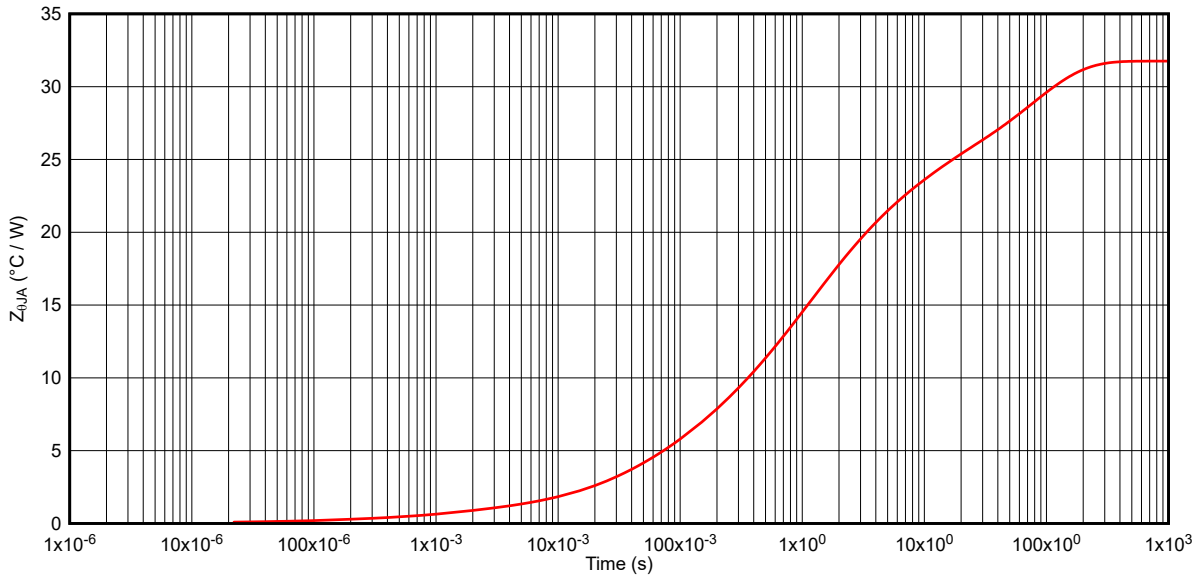


图 6-15. TPS1HB08-Q1 瞬态热阻抗 $Z_{\Theta JA}$

6.2 退磁能量特性数据

以下几个图描述了多个 TI 智能高侧开关的退磁能量特性。

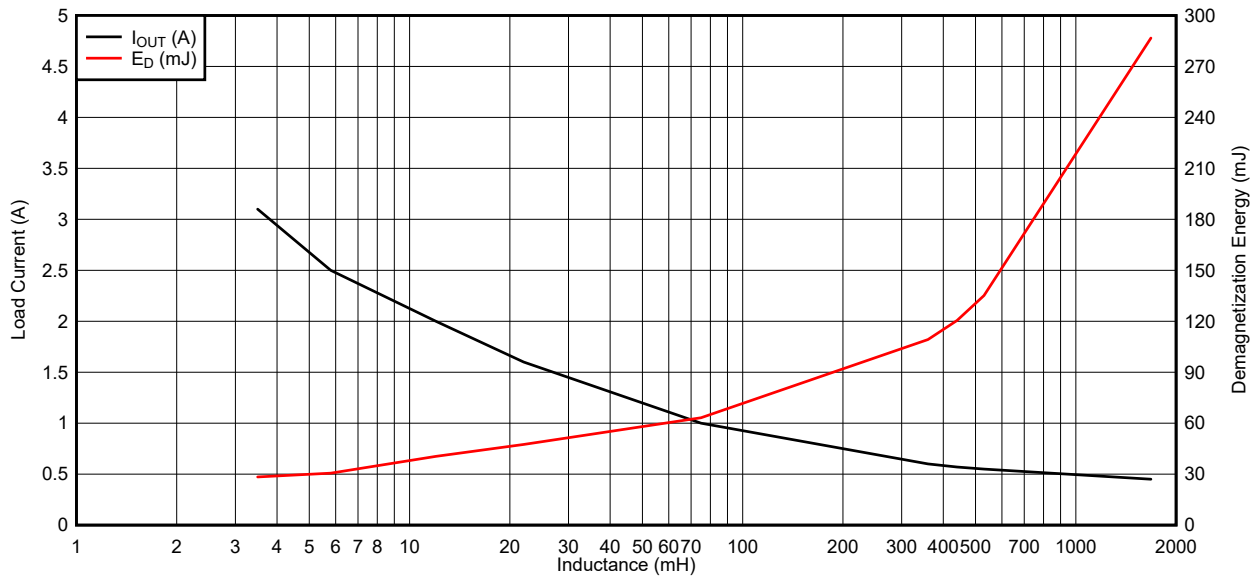


图 6-16. TPS1H200-Q1 退磁能量特性

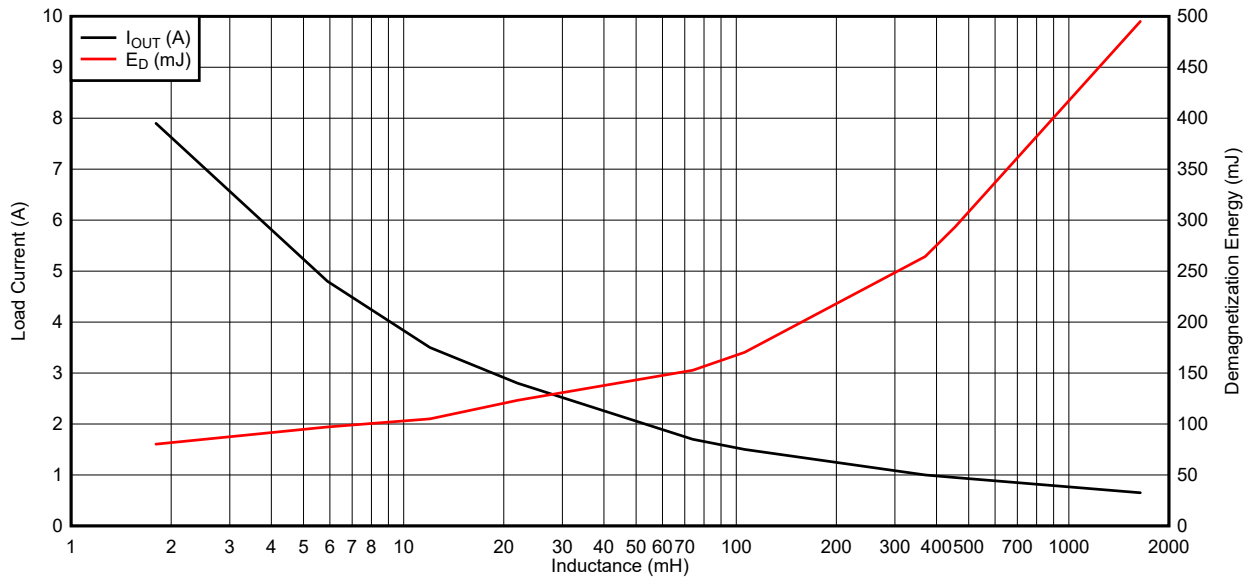


图 6-17. TPS1HA08-Q1 退磁能量特性

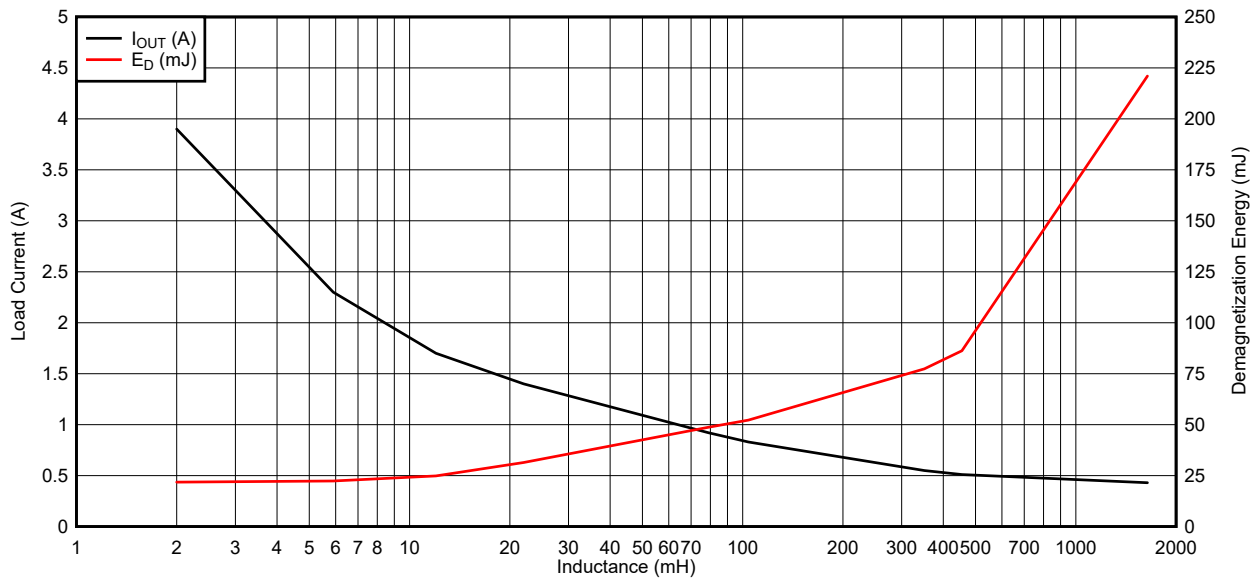


图 6-18. TPS2HB50-Q1 退磁能量特性

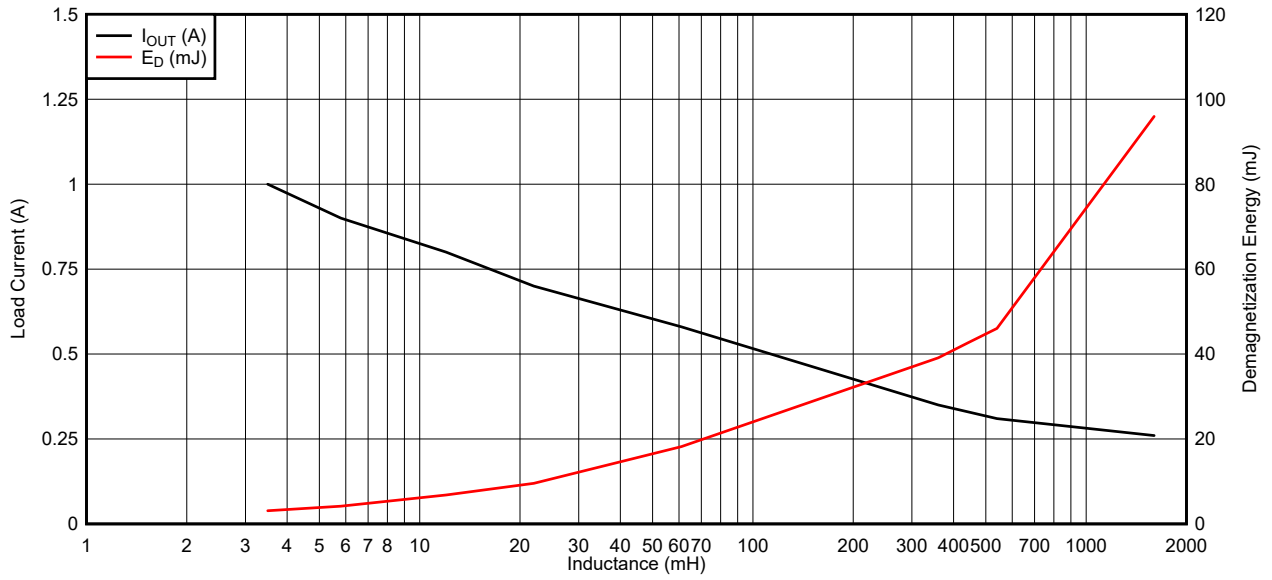


图 6-19. TPS4H000-Q1 退磁能量特性

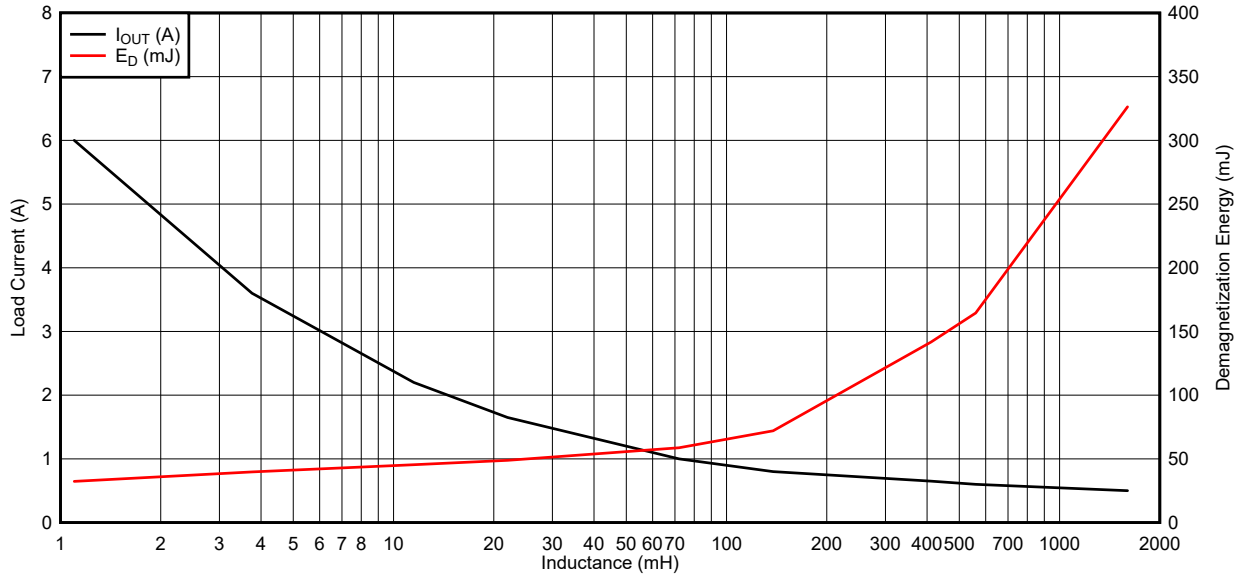


图 6-20. TPS4H160-Q1 退磁能量特性

7 参考文献

有关 TI 智能高侧开关的更多信息，请参考以下文档：

1. 德州仪器 (TI), 《智能高侧开关的可调节电流限制》应用手册
2. 德州仪器 (TI), 《高侧开关并联通道》应用手册
3. 德州仪器 (TI), 《电源开关基础知识》应用手册
4. 德州仪器 (TI), 《智能高侧开关的短路可靠性测试》应用报告
5. 德州仪器 (TI), [TPS2H160-Q1 产品文件夹](#)
6. 德州仪器 (TI), [TPS1H100-Q1 产品文件夹](#)

8 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

Changes from Revision D (February 2021) to Revision E (March 2021)	Page
• 删除了 TPS2HB50-Q1 退磁能量特性图	36
Changes from Revision C (December 2020) to Revision D (February 2021)	Page
• 添加了 电容性浪涌期间的结温 部分.....	16
• 添加了 瞬态热阻抗数据 部分.....	36
Changes from Revision B (August 2020) to Revision C (December 2020)	Page
• 更新了电容性负载计算.....	10
Changes from Revision A (April 2019) to Revision B (August 2020)	Page
• 在附录部分添加了退磁能量图.....	36
• 向附录部分添加了退磁能量图.....	43

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