

# 应用笔记

## PROFET™ +24V PROFET™ +24V 简介

设计需知

应用笔记

Rev 0.2, 2013-04-10

# 目录

1	摘要 .....	6
2	导言。为什么要使用高边开关。 .....	9
2.1	短路危害 .....	9
2.2	系统成本 .....	10
2.3	电偶腐蚀 .....	10
2.4	其他开关解决方案 .....	10
3	电源类型 .....	11
3.1	待机状态下模块电源断开 .....	11
3.2	待机状态下模块电源保持接通 .....	11
3.3	左/右、前/后分隔 .....	11
3.4	备用电源 .....	12
3.5	接地线 .....	13
4	卡车环境 .....	15
4.1	电池电压电源 .....	15
4.1.1	交流发电机稳压环路 .....	15
4.1.2	交流发电机纹波电流 .....	16
4.1.3	启动-停止应用。再生制动 .....	16
4.1.4	低电池电压电源 .....	17
4.1.4.1	放完电的电池 .....	17
4.1.4.2	引擎点火 .....	17
4.1.5	高电池电压电源 .....	18
4.1.5.1	助推启动 .....	18
4.1.5.2	负载突降 .....	18
4.1.6	反极性 .....	19
4.1.7	电池失效 .....	19
4.1.8	关于电池电压的良好参照 .....	19
4.2	温度 .....	20
4.2.1	模块环境温度 .....	20
4.2.2	模块内部温度 .....	21
4.3	接地线 .....	21
4.4	使用寿命 .....	21
4.4.1	运行时间 .....	22
4.4.2	待机时间 .....	22
4.4.3	点火次数 .....	22
4.4.4	行车公里数 .....	22
5	负载和应用 .....	23
5.1	灯泡/容性负载和阻性负载 .....	23
5.1.1	关于车灯的法规 .....	24
5.1.2	灯泡功率 .....	24

5.1.3	冷灯泡/浪涌电流 .....	24
5.1.4	使用寿命 .....	25
5.1.5	光强度 .....	25
5.2	发光二极管 (LED) .....	26
5.2.1	标准发光二极管模块 .....	26
5.2.2	高级发光二极管模块 .....	27
5.2.3	发光二极管灯串 .....	27
5.3	电机 .....	28
5.3.1	感性负载 .....	28
5.3.2	去磁能 .....	29
5.3.3	续流二极管 .....	29
5.4	激活次数 .....	29
5.5	接线 .....	29
5.5.1	导线作为寄生电气负载 .....	30
5.5.2	导线中的最高电流 .....	30
5.6	平台和车辆的多样性 .....	31
6	现场故障 .....	32
6.1	对地短路 .....	32
6.2	对电池短路 .....	33
6.3	负载开路 .....	34
6.4	负载间短路 .....	34
7	功率级 .....	35
7.1	功率元件 .....	35
7.2	电压限制 .....	36
7.3	电荷泵 .....	37
7.4	斜率控制机制 .....	37
7.5	功率损耗计算方法 .....	38
7.6	采用脉宽调制输入时的开关性能 .....	40
7.6.1	功率损耗造成的 PROFET™ +24V 脉宽调制限制 .....	40
7.6.2	PROFET™ +24V 在 24V 系统中的使用 .....	41
7.6.3	开关时间造成的 PROFET™ +24V 脉宽调制限制 .....	42
7.7	关于散热性能的考虑事项 .....	43
7.7.1	最高结温 .....	43
7.7.2	最高壳温 .....	43
7.7.3	PROFET™ +24V 功率 .....	43
7.8	反向电流 .....	44
7.8.1	容性负载 .....	44
7.8.2	输出端连接至电池 .....	45
7.8.3	感性负载 .....	45
7.8.4	交流发电机纹波电流 .....	45
7.8.5	对 PROFET™ +24V 的影响 .....	45
8	保护 .....	47
8.1	带隙 .....	47
8.2	对地短路 .....	47

8.2.1	PROFET™ +24V 电流限制 .....	47
8.2.2	PROFET™ +24V 电流限制概念 .....	48
8.2.3	温度摆动限制 .....	49
8.2.4	最高结温限制 .....	50
8.2.5	重启策略 .....	50
8.2.6	PROFET™ +使用寿命限制 .....	50
8.2.7	激活限制 .....	51
8.2.8	使用长线束的对地短路 .....	53
8.3	对电池短路 .....	54
8.4	负载开路 .....	55
8.5	电池失效 .....	55
8.6	负载间短路 .....	56
8.7	欠压 .....	57
8.7.1	保护 .....	57
8.7.2	开关能力 .....	57
8.7.3	点火 .....	58
8.7.4	低电池电压阶段 .....	58
8.8	过压 .....	<b>59</b>
8.8.1	助推启动 .....	59
8.8.2	负载突降 .....	59
8.9	反极性 .....	60
8.9.1	具备对称电极特性的负载 .....	60
8.9.2	为负载提供反极性保护 .....	61
9	诊断 .....	63
9.1	电流检测 .....	63
9.2	栅极保护稳压 .....	64
9.2.1	对功率级的影响 .....	64
9.2.2	改善检测精确度 .....	64
9.2.3	检测电阻 .....	65
9.3	对地短路 .....	65
9.3.1	断开状态下的对地短路 .....	65
9.3.2	接通状态下的对地短路 .....	65
9.4	对电池短路 .....	66
9.4.1	断开状态下的对电池短路 .....	66
9.4.2	接通状态下的对电池短路 .....	66
9.5	反向电流 .....	66
9.6	负载开路 .....	67
9.6.1	断开状态下的负载开路——灯泡和感性负载 .....	67
9.6.2	断开状态下的负载开路——LED 模块 .....	68
9.6.3	接通状态下的负载开路 .....	68
9.7	负载部分失效 .....	69
9.7.1	断开状态下的负载部分失效 .....	69
9.7.2	接通状态下的负载部分失效 .....	69
9.7.3	改善电流检测精确度 .....	70

9.8	电流检测和脉宽调制 .....	71
10	单片机接口 .....	73
10.1	接地引脚 .....	73
10.1.1	接地电阻.....	73
10.1.2	接地二极管.....	73
10.1.3	一个系统的不同接地.....	74
10.1.4	接地失效.....	74
10.2	数字引脚 .....	74
10.2.1	绝对最高额定值 .....	75
10.2.2	高电平输入电压 .....	76
10.2.3	未定义区域.....	77
10.2.4	低电平输入电压 .....	77
10.3	检测引脚 .....	78
10.3.1	最高负载电流 .....	78
10.3.2	最低负载电流 .....	80
10.3.3	检测引脚电压 .....	80
11	PROFET™ +24V 灵活性 .....	82
11.1	引脚逻辑 .....	82
11.2	单通道产品和双通道产品 .....	82
12	ROFET™ +24V 扩展性 .....	83
12.1	家族概述 .....	83
12.2	卡车和轿车家族比较 .....	83
13	附录 .....	86
13.1	脉宽调制功率损耗计算方法 .....	86
13.2	负载开路电阻计算方法 .....	87

## 1 摘要

注释: 本应用笔记中给出的下列信息仅作为关于实现该器件的建议, 不得被视为就该器件的任何特定功能、条件或质量作出的任何说明或保证。

本应用笔记旨在向在卡车, 海事, 商用车环境及工业应用, 通常指卡车应用中使用 PROFET™ +24V 高边功率开关的设计者提供一些有用信息。此应用笔记由其同类产品 PROFET+ 12V 发展而来, 因此本笔记着重比较了两个应用之间的主要差别, 以及产品之间的主要差别, 以帮助读者区分。

从设计的角度出发, 本应用笔记介绍了应用要求, 最后从器件层面做出结论。

**表 1 使用的术语**

简称	含义
A/D	模数转换器
AWG	美国线规
BCM	车身控制模块
CP	电荷泵
KL15	表示在车辆停泊期间电池电压关断
KL30	表示电池电压始终存在
KL58	表示仪表盘的电池电压
CHMSL	高位刹车灯
DMOS	双扩散金属氧化物半导体结构
DRL 或 DTRL	日间行车灯 ESD 静电放电
EMC	电磁兼容
EME	电磁辐射
EMI	电磁抗扰
ECU	电子控制单元
E <sup>2</sup> Prom	电可擦可编程只读存储器
GND	接地
GBR	栅极保护稳压
GPIO	通用输入输出
HSS	高边开关
I/O	输入输出(电子电路)
IN	输入
I <sub>sc</sub>	短路电流
I <sub>L(NOM)</sub>	标称电流
k <sub>ilis</sub>	负载电流镜系数
LED	发光二极管
LSS	低边开关
任务曲线	表示就时间, 温度, 电源和危险而言, 汽车的寿命周期。
MOSFET	金属氧化物半导体场效应晶体管
OL	负载开路
OL@OFF	处于断开状态的负载开路
OL@ON	处于接通状态的负载开路
OEM	原始设备制造商此本文中, 指汽车制造商
OC	过流
OT	过温

OTS	过温摆动
OL	负载开路
PROFET	具有保护能力的场效晶体管
PWM	脉宽调制
P <sub>LAMP</sub>	灯泡功率, 单位: 瓦 PCB 印刷电路板
R <sub>DS(ON)</sub>	处于导通状态时通道电阻
RPM	每分钟转速
SC	短路
一级供应商	向汽车制造商提供电子控制单元的供应商
T <sub>A</sub>	环境温度
T <sub>C</sub>	壳体温度, 或者焊点温度
T <sub>J</sub>	结温
USM	引擎室开关模块
V <sub>DD</sub>	单片机电源电压
V <sub>BAT</sub>	电池电压, 在电池端子上测得
V <sub>S</sub>	器件电源电压, 通常指电池电压
Z <sub>SC</sub>	短路阻抗

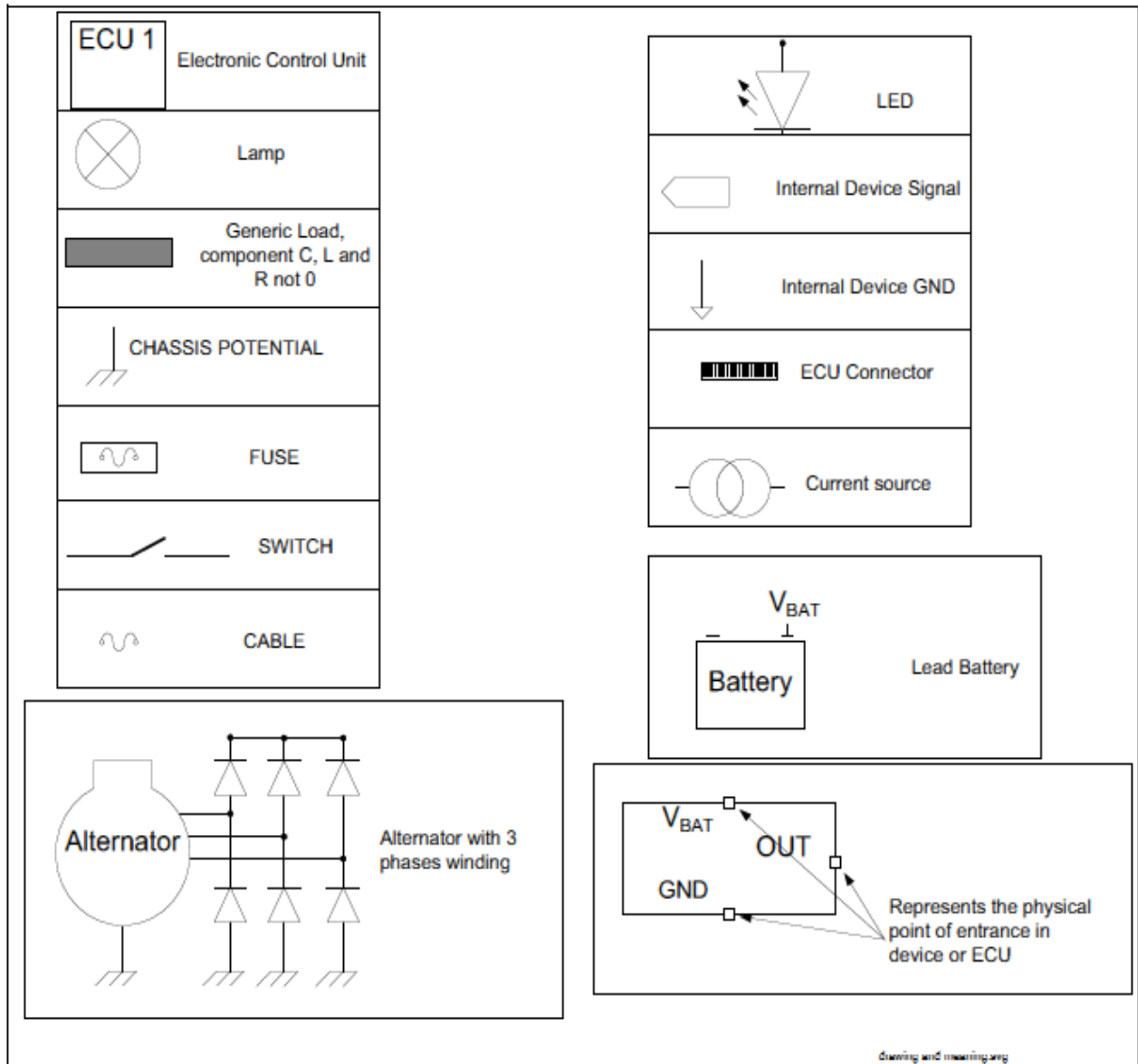


图1 图例



导言。为什么要使用高边开关。

## 2 导言。为什么要使用高边开关。

在卡车系统中，提供了一个单一电源电位  $V_{BAT}$ 。有五种可能的解决方案（请参见图 2），可用于接通和断开电气负载。卡车工程界普遍认为，高边开关可用于将电池电压关断。

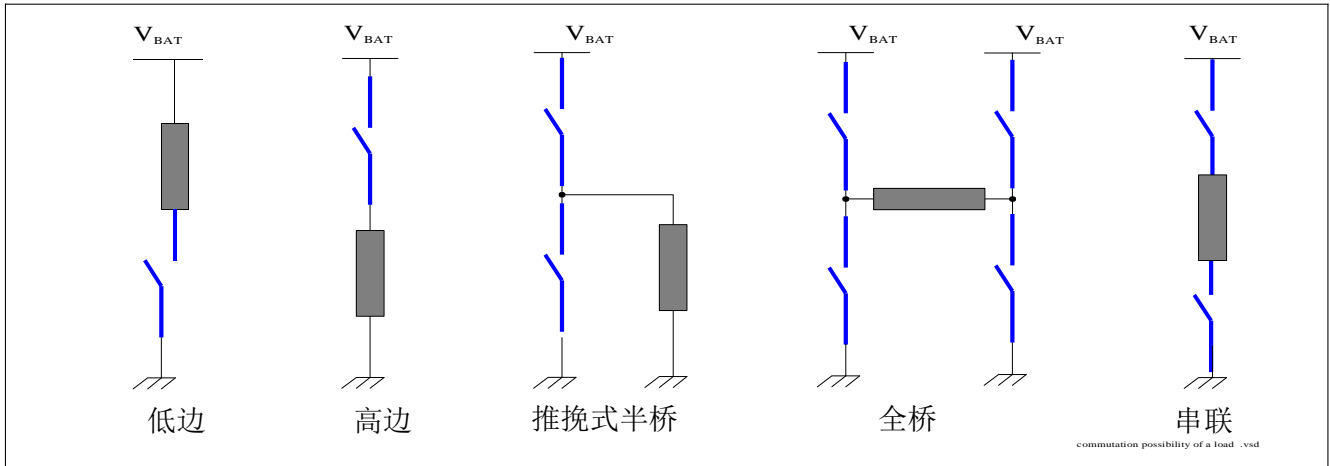


Figure 2 负载换向可能性

在世界各地，高边开关被广泛用于汽车中。原因有两个，短路危害和系统成本。

### 2.1 短路危害

电池电压对地短路比较容易发生。因此，从高边进行开关，比从低边进行开关更安全。图 3 所示为卡车电气系统中可能发生的所有短路。绿色显示的短路将导致负载永久地处于导通状态。橙色显示的短路将对开关造成应力。红色显示的短路将对整个车辆电气系统造成应力。

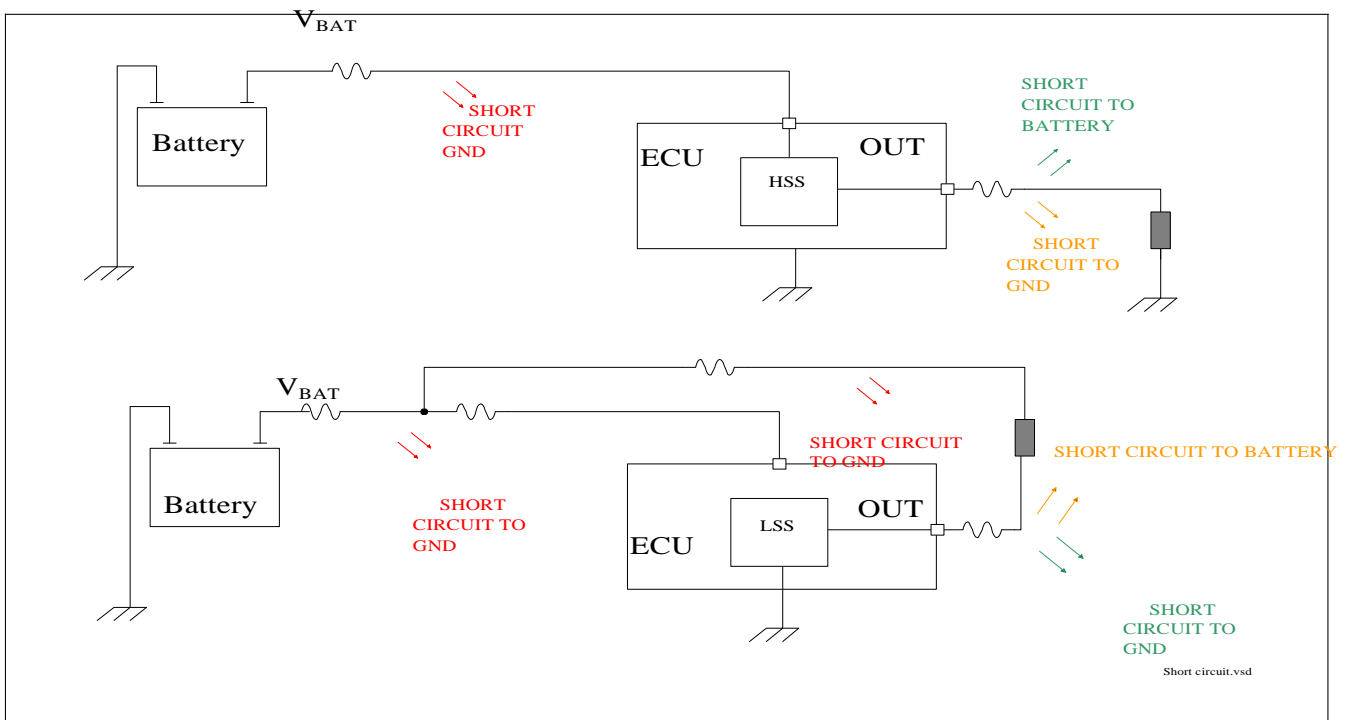


图 3 可能的短路

导言。为什么要使用高边开关。

## 2.2 系统成本

相比于高边开关（相同封装和  $R_{DS(ON)}$  等级），低边开关更便宜。然而，从整个系统来讲，使用高边开关架构则更为经济划算。Figure 4 所示为这两种架构之间的比较。低边开关架构通常要求使用额外的接线和熔丝，以提供保护。

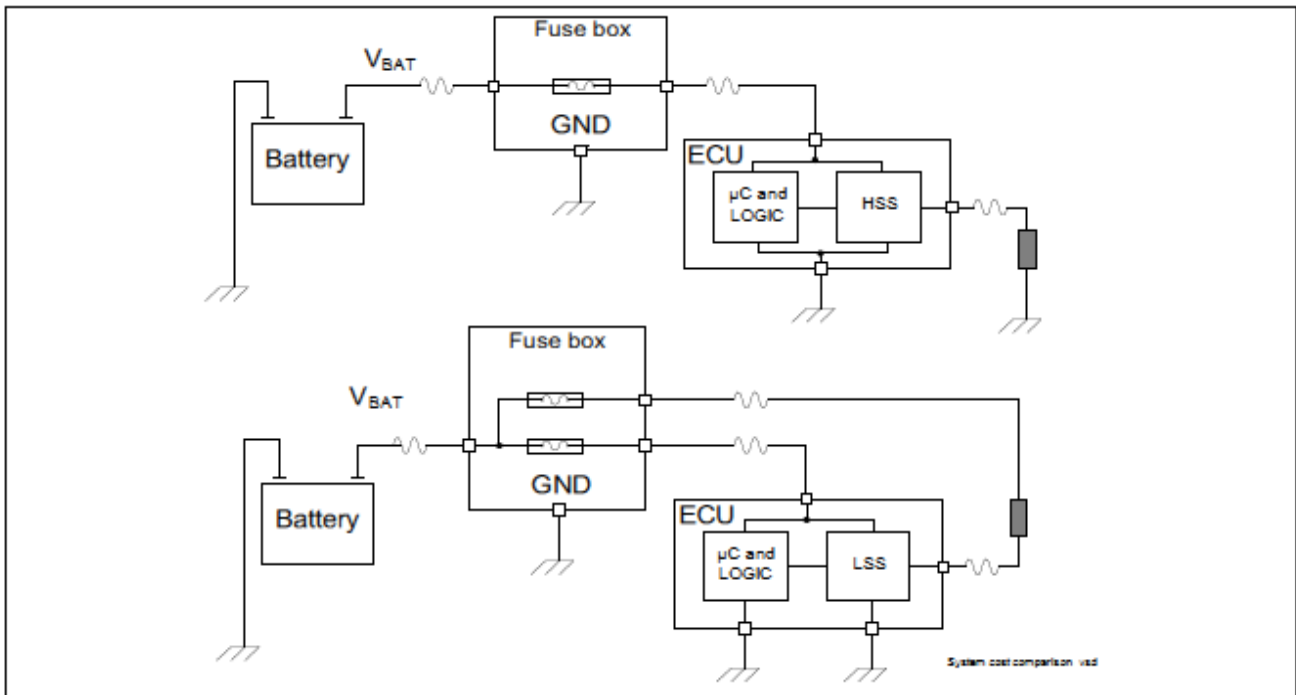


图 4 系统成本比较

## 2.3 电偶腐蚀

如果在断开状态下负载上不存在电池电压，那么，相比于低边开关，通常应优先选择高边开关。在负载上存在电压的情况下，随着时间的推移，环境中的湿气会令负载接头发生双金属电偶腐蚀。在断开状态下，高边开关上不存在电压，因此，腐蚀程度低得多。

## 2.4 其他开关解决方案

低边开关主要用于由一个主用开关来保护若干个使用该低边开关进行切换的负载的应用。

推挽式开关可用于仅要求单向电流，并且以极快的速度关断的应用。这种架构包含一个高边开关（HSS）。典型负载包括雨刷器。

全桥（H-Bridge）是最常用于驱动双向电机的方法。这种架构使用了两个高边开关。若单次故障（如对地短路）可能导致严重的安全问题，则应使用串联开关，例如，在不可接受的情况下接通负载。典型应用包括安全气囊爆管驱动器和保险阀门。这种架构使用了一个高边开关。

### 3 电源类型

#### 3.1 待机状态下模块电源断开

图 5 所示为当车辆关闭引擎处于停泊状态时，电子控制单元（ECU）电源被断开的典型应用。这种类型的电源通常被称为 KL15（如在德国）或端子 15。

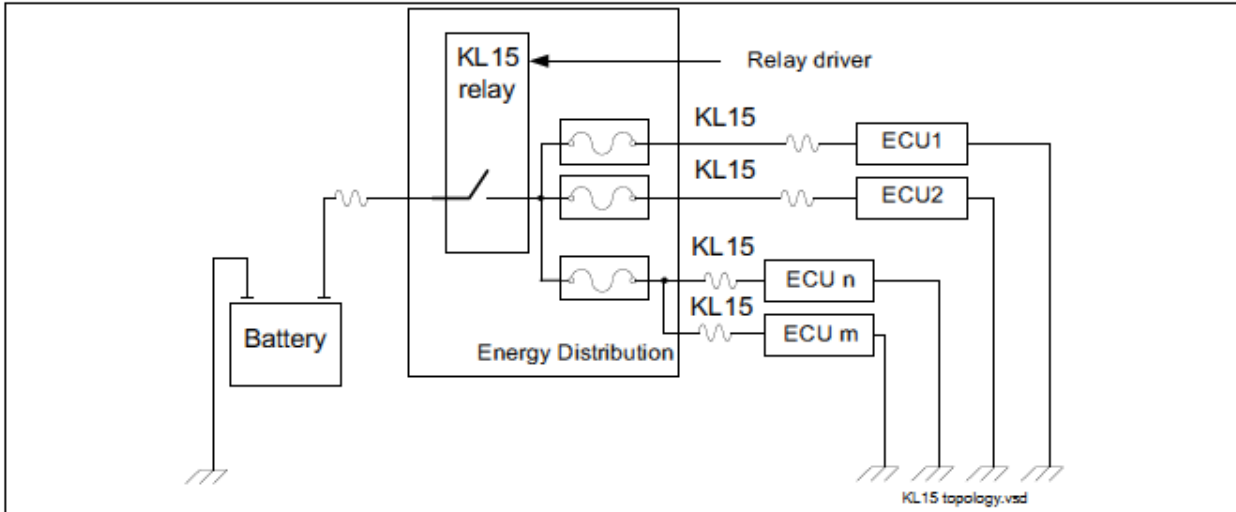


图 5 钳位 15 应用

#### 3.2 待机状态下模块电源保持接通

图 6 所示为当车辆关闭引擎处于停泊状态时，电子控制单元（ECU）电源保持接通的典型应用。这种类型的电源通常被称为 KL30（如在德国）或端子 30。

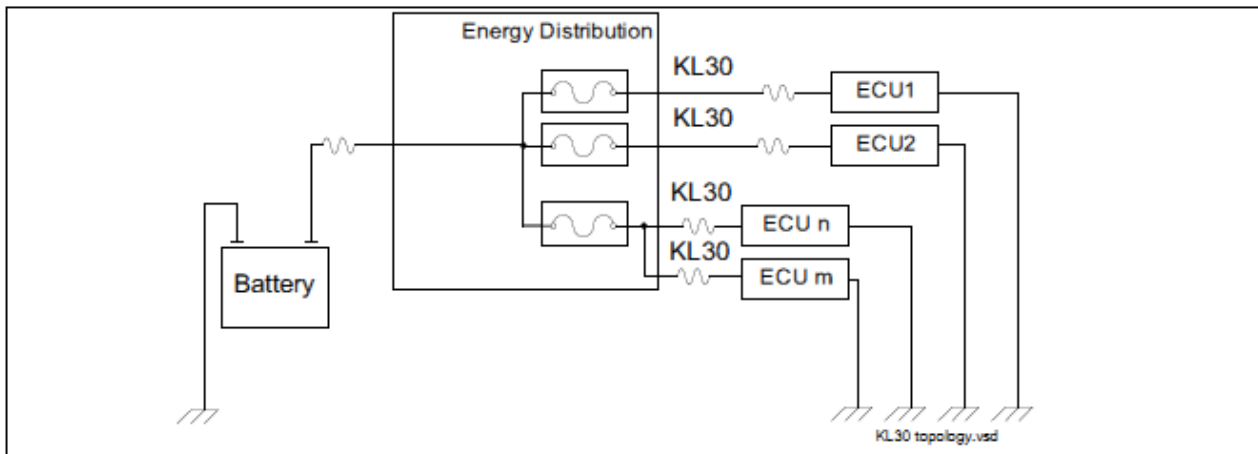


图 6 钳位 30 应用

#### 3.3 左/右、前/后分隔

出于安全原因，往往有必要实现电源冗余。电源冗余通常基于车辆的左侧与右侧的分离。也就是说，一条电池电源线路专为车辆左侧的所有负载提供电源，而另一条电池电源线路则专为车辆右侧的所有负载提供电源。前后分隔也可实现这种电源冗余。除上述 KL15 和 KL30 电源之外，复杂的电子控制单元（ECU）还可具备最多 8 条不同的电源线路。图 7 所示即为这样的电源架构。

### 3.4 备用电源

一些模块也为子系统提供了备用电源。这种架构通常用于从主用车门或空调电子控制单元进行切换的、由专用电池馈电提供电源的车门模块和空调系统。典型的例子是用于向仪表盘供电的 KL58 电源线路。

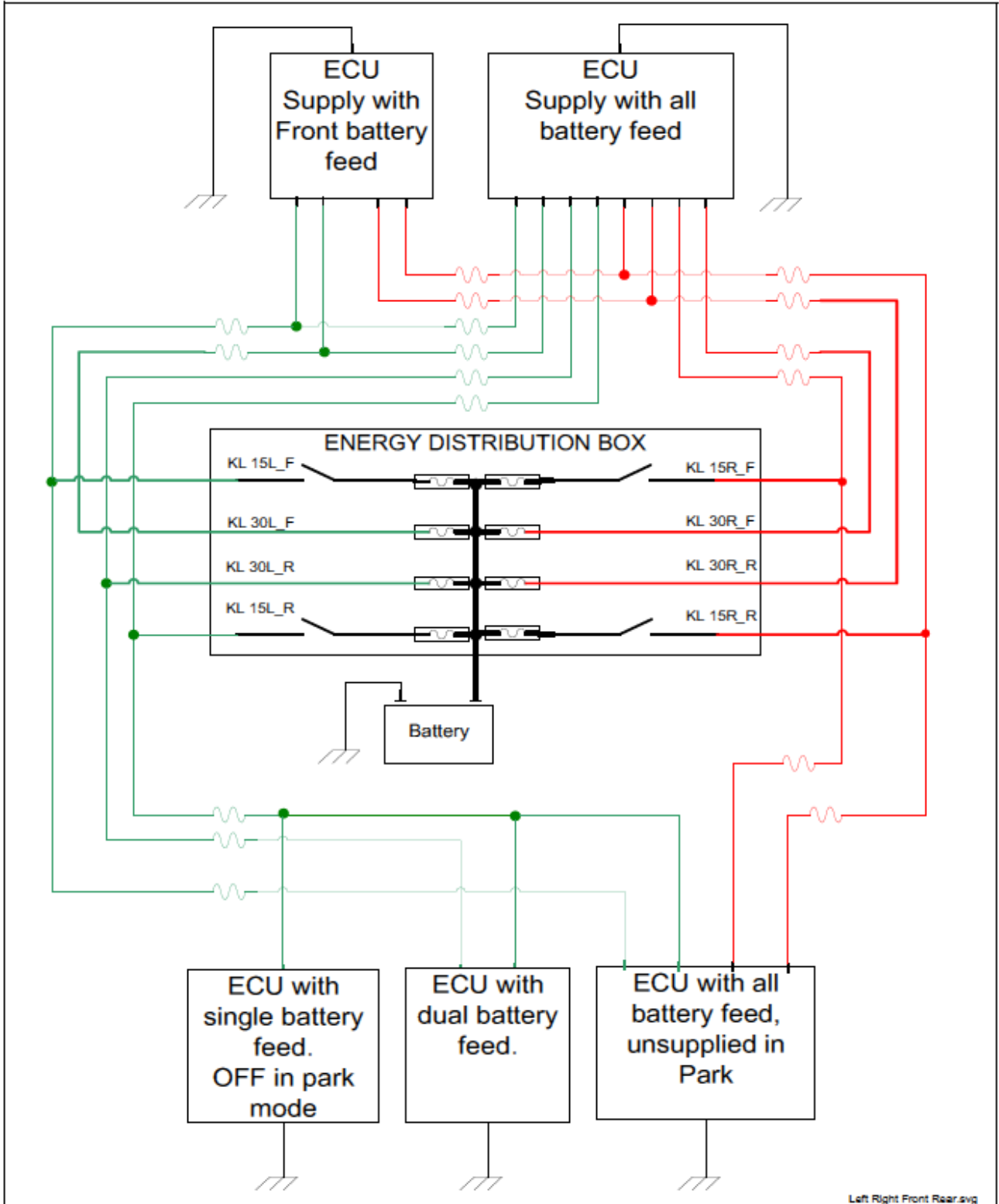


图 7 复杂的混合型电源线路架构

### 3.5 接地线

在卡车中，电池或交流发电机的负极即为接地线。因此，很难接近接地线，所以需要线束。请参见图 9。在大多数情况下，每个模块接头都有至少一个接地引脚。该接地引脚通过一条接线连接。图 8 所示为实现接地线连接的不同方法。最左侧所示为最便宜的方法。最右侧所示为最昂贵但最安全的推荐方法。

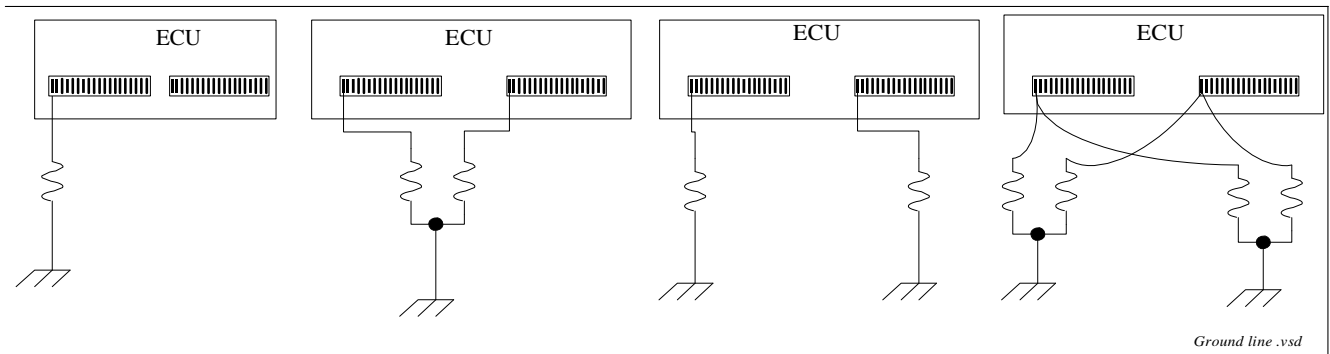


图 8 接地方式

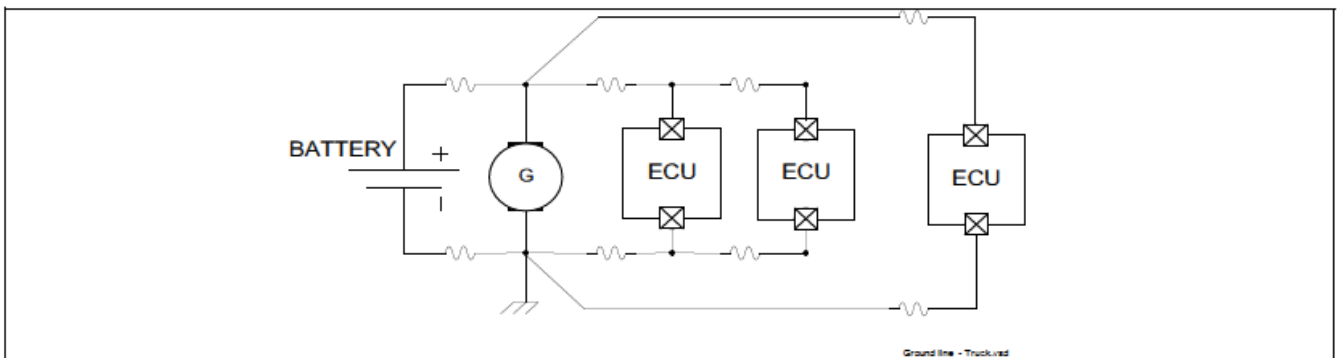


图 9 卡车里接地线连接示例

这种架构的一个可能的后果是，一些模块的 0V（接地）基准不尽相同。例如（请参见图 10），像电动转向系统这样的高电流应用，启动电机或交流发电机的 0V 基准便与车辆其余组件的 0V 基准有所不同。在接地线连接电缆较长或较细的应用中，也会出现这种情况，造成显著的阻抗。这种地电位偏移电压既可以是正电压，也可以是负电压。英飞凌建议将 ISO11898-3（低速 CAN 网络 ISO 标准）作为参考。该标准规定，电子控制单元（ECU）接地线与底盘接地线之间有  $\pm 1.5V$  电压。

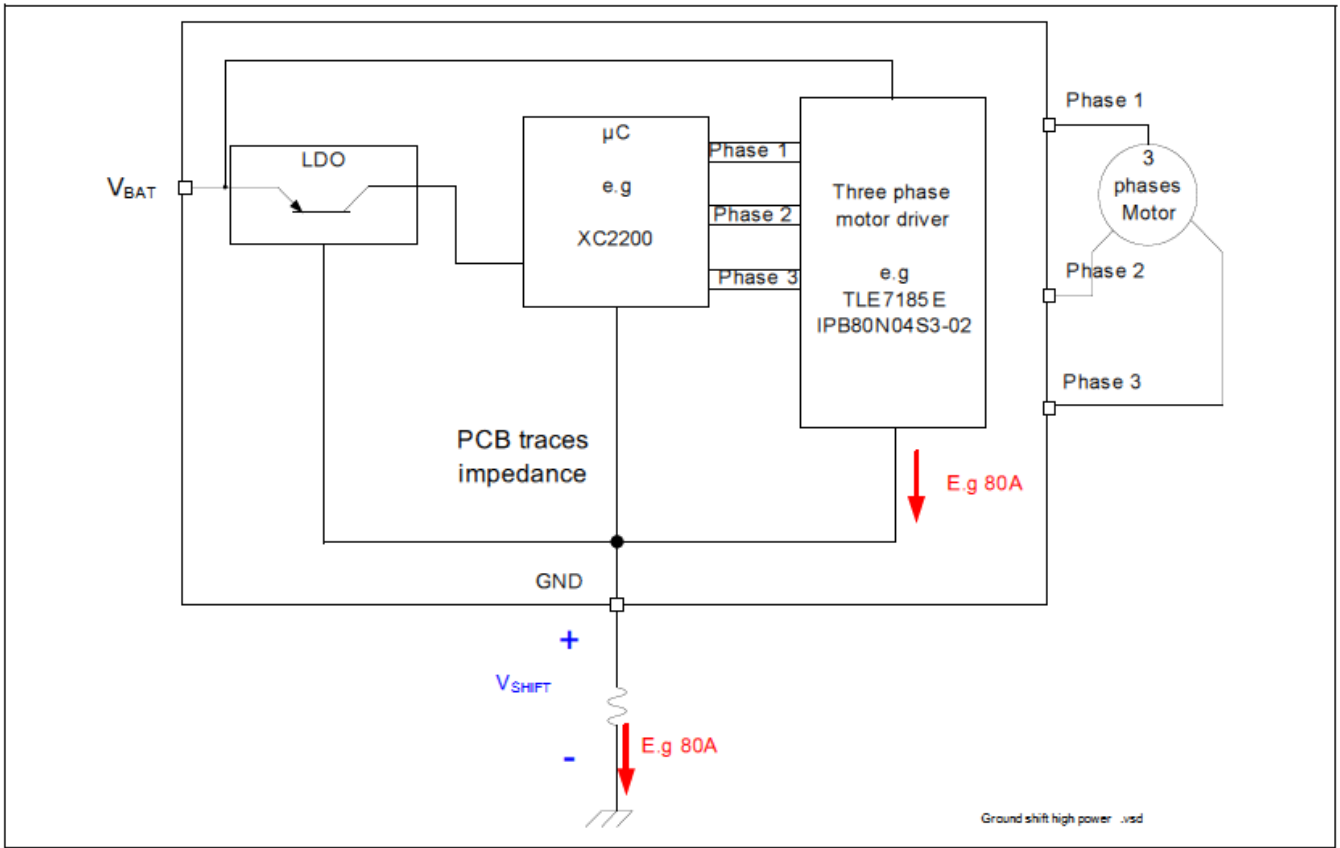


图 10 典型高电流应用

为简单起见，在本应用笔记中，除明确另作说明之外，车辆接地线和电子控制单元（ECU）接地线被认为是相同的。恰当的术语是地电位偏移电压，不过，这通常简称为地电位偏移。地电位偏移表示电子控制单元（ECU）的 0V 基准与负载的实际 0V 之间的  $V_{SHIFT}$ 。参考 图 11。

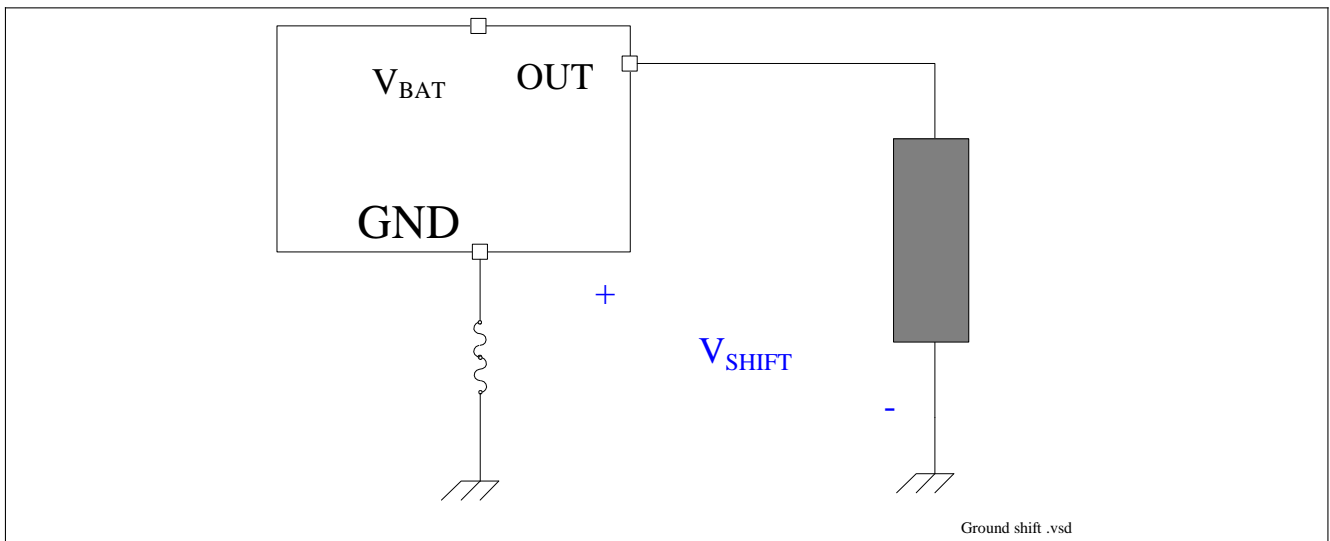


图 11 地电位偏移图例

## 4 卡车环境

### 4.1 电池电压电源

车辆中只有一个电源电位  $V_{BAT}$ 。当引擎关闭时，电源由电池提供，当引擎运行时，电源由交流发电机提供。

图 12 所示为典型的电源拓扑。尽管对于不同的汽车制造商，这个数字不尽相同，但一般而言，当引擎处于关闭状态时，电池电压为 24V，而当引擎处于运行状态时，电压则为 28V。在任务曲线的不同阶段，这些数字可能有所变化。为简单起见，实际电压和交流发电机电压(引擎运行)，均将使用  $V_{BAT}$ 。

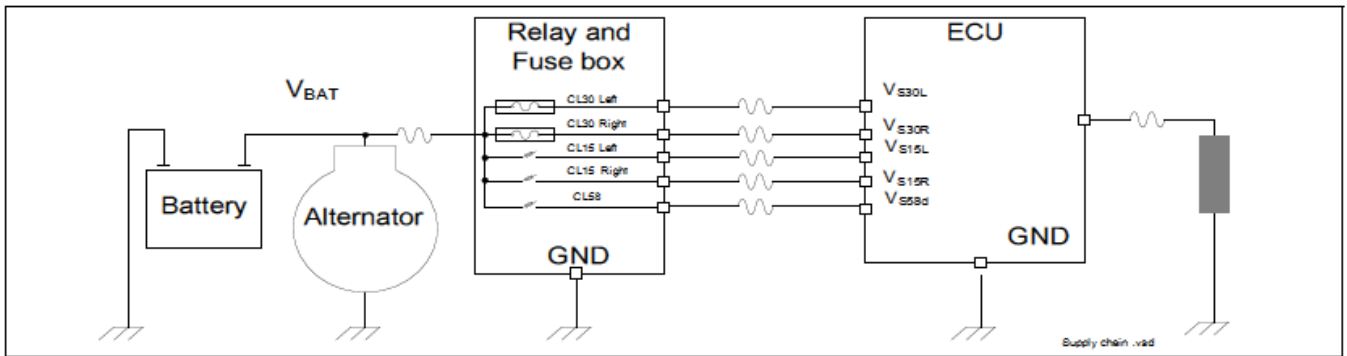


图 12 典型的车辆电源线

#### 4.1.1 交流发电机稳压环路

一旦引擎达到空闲状态（典型值为 300 转/分钟），交流发电机就开始提供电流。如果没有利用二极管或电池来限制电压，那么，交流发电机可以提供 100V 以上的电压。交流发电机可提供的电流范围是 55A 至 200A。这个值主要取决于引擎转速（RPM）和引擎散热性能。交流发电机的电流额定值取决于总车辆负载。稳压电压是交流发电机温度（ $T_{ALT}$ ）的函数。电压通常随温度的升高而降低，例如，当  $T_{ALT}$  为  $-40^{\circ}\text{C}$  时，可达到最高电池电压。请参考图 13。

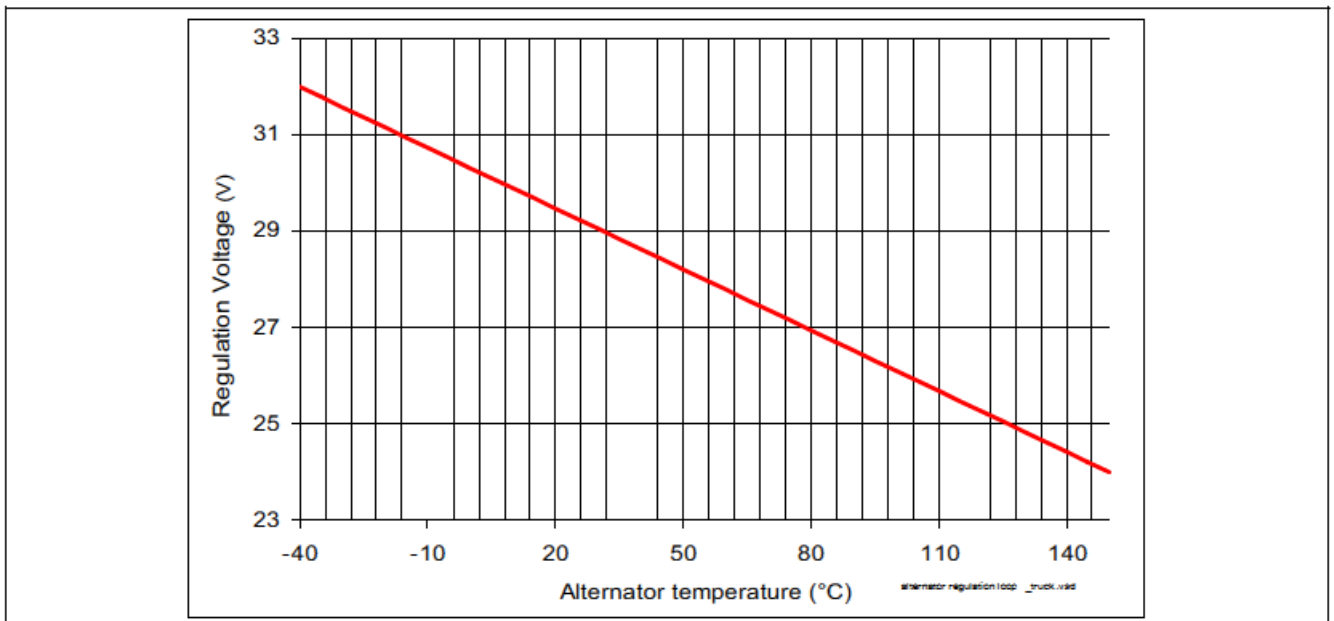


图 13 交流发电机稳压电压与温度的关系

### 4.1.2 交流发电机纹波电流

当交流发电机在高负载下运行，竭力提供其最高电流时，电源线路上将出现不容忽视的纹波电压。 $V_{BAT}$  看起来类似于图 14 所示。频率  $f_{AR}$  和电压摆动取决于汽车制造商。作为一个良好的参考，可以使用下列数字： $V_{AR} = 3V$  峰-峰， $f_{AR} = [1kHz; 20kHz]$ 。

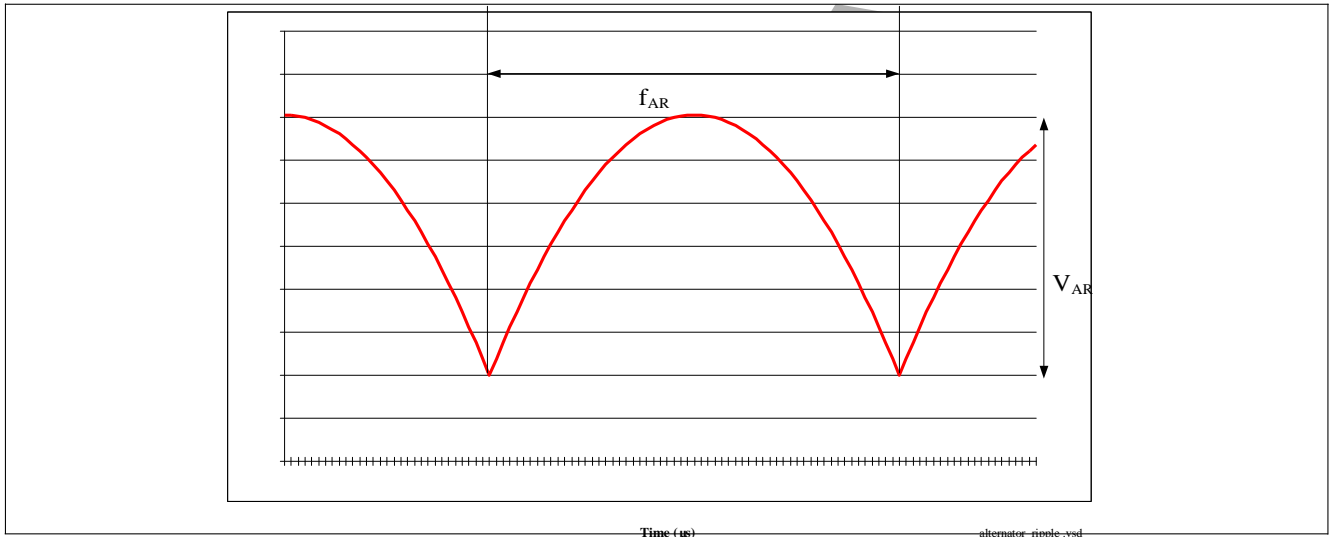


图 14 典型交流发电机纹波电压随时间而变化

### 4.1.3 启动-停止应用。再生制动

交流发电机可以是一体化启动器发电机，这种发电机也可用于实现再生制动。每当卡车停放，引擎将停止运行。不同汽车制造商采用的引擎重新启动方法各不相同，但是，最常用的方法是在司机松开刹车踏板时，重新启动引擎。本文将这种重新启动的方法称为“热启动”，以与卡车司机通过转动点火钥匙来发动引擎的“冷启动”形成对照。

需要考虑到通过“热启动”发动引擎的方法已大幅增多。“热启动”启动与“冷启动”启动的典型比率为 30:1。由于点火过程要消耗大量电力（热点火所需电流为 200A，冷点火所需电流为 1000A），因此，有必要快速对电池充电。通过人为地提高  $V_{BAT}$  即可实现这一点。通常提高至 36V。提高  $V_{BAT}$  将导致电量增加。这会提高引擎电阻力矩，从而增加引擎耗油量。除在可将动能转化为电能的制动过程中之外，这是不可接受的。

在车辆加速过程中，交流发电机电阻力矩会变得很高，当速度急剧上升时，交流发电机甚至可能被关掉。图 15 所示为假设一体化启动器发电机实现了再生制动时，电池电源电压的波形图。

例如，一台 28V 稳压型交流发电机可提供 70A 直流电流，这相当于 2kW 电量。假设发电效率为 30%，那么，产生这 2kW 电量所需的机械能为 6.4kW 或 8 马力 (PS)。以标准 250PS 引擎为例，所驱动的交流发电机的发电量可提高最多 5%。



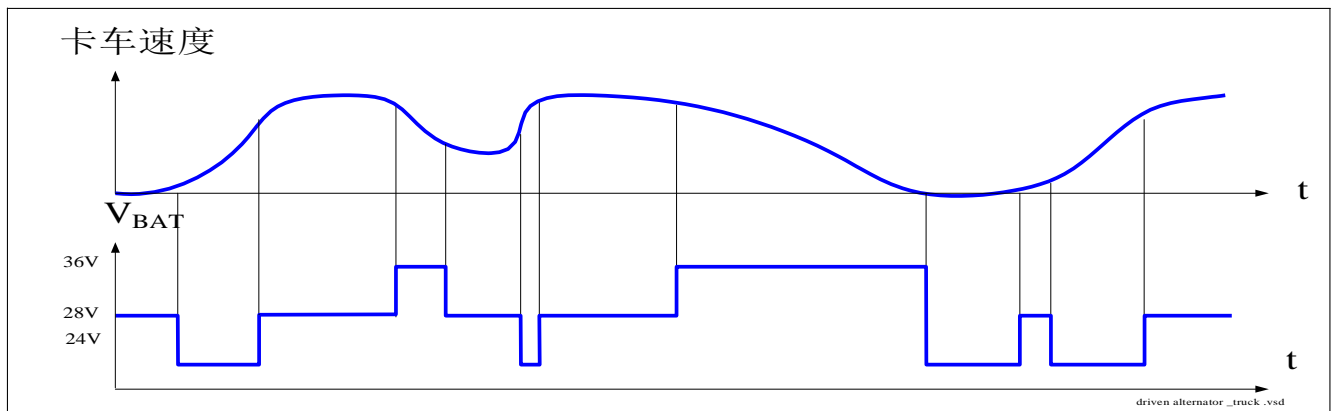


图 15 电池电压与车速的关系

#### 4.1.4 低电池电压电源

电池电量不足（放完电）或引擎启动过程中，均可能出现低压电源。对半导体而言，电池电量不足是永久状态，而启动则是暂时现象。

##### 4.1.4.1 放完电的电池

当汽车停泊太久时，寄生漏电流通常会消耗掉电池电量。汽车启动所需的最低电池电压取决于各个汽车制造商。这个电压被视为最低标称电压。典型值为 16V。

##### 4.1.4.2 引擎点火

点火过程中的电压描述起来很复杂，电压值取决于汽车制造商以及引擎类型。所有汽车制造商都规定了 8V 至 12V 之间的不同点火电压脉冲  $V_{CRK\_MIN}$ （请参见图 16）。 $V_{CRK\_OSC}$  通常为 16V，振荡频率从几赫兹到 800Hz（300RPM）不等。 $V_{BAT\_STD}$  是引擎待机期间的电池电压，通常为 24V。 $V_{BAT\_RUN}$  是引擎运行期间的电池电压，通常是 28V。为简单起见，红色曲线采用的参数是： $V_{CRK\_MIN} = 8 - 12V$ ，典型值为 10V。 $t_{CRK} = 65ms$ ， $t_{LAUNCH} = 10s$  和  $V_{CRK\_LAUNCH} = 12V$  至 16V。

多亏了相对较高的电压，启动在卡车应用中根本就不是问题。

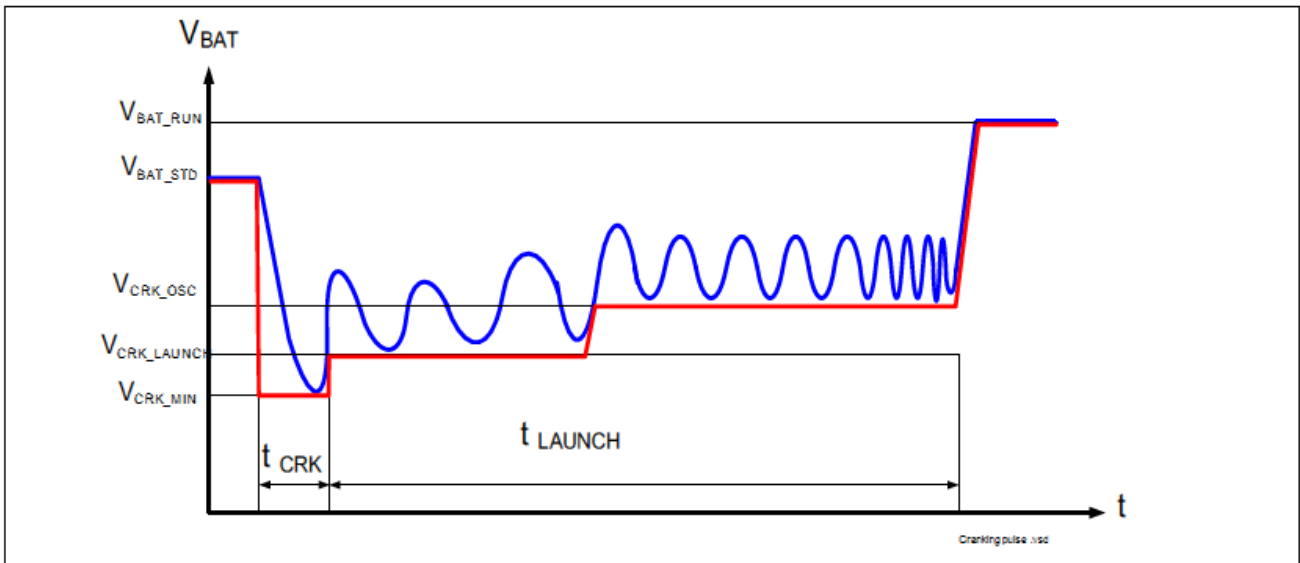


图 16 点火脉冲

### 4.1.5 高电池电压电源

造成高电池电压的原因比造成低电池电压的原因多得多，包括助推启动、负载突降、交流发电机稳压故障和交流发电机纹波电流较高等。

#### 4.1.5.1 助推启动

对于卡车，助推启动（24V）是指电焊机（48V）绕过电池启动引擎。助推启动的电压和时间取决于汽车制造商。最糟糕的情况发生在 48V 电压持续了 15 分钟时。

#### 4.1.5.2 负载突降

当电池端子突然断开，而交流发电机正在输出电流时，就会出现负载突降。从本质上讲，电池是一个电容，因此可以起到稳定系统的作用。高电流感性负载切换过程中也可能发生负载突降。参考图 17。当电池断开后，系统将变得不稳定，电压将不断升高，直至交流发电机低边二极管发生雪崩，将电压限制于  $V_{loaddump}$ 。一些汽车制造商用齐纳二极管来替代该二极管。齐纳二极管的优势是，将负载突降（雪崩）电压降至齐纳电压。 $V_{loaddump}$  和  $t_{loaddump}$  由汽车制造商确定。经一段延迟 ( $t_{loaddump}$ ) 之后，交流发电机重新开始稳定电压，电压逐渐下降。作为良好的参考，英飞凌认为当  $t_{loaddump} = 400\text{ms}$  时， $V_{loaddump} = 58\text{V}$ 。发生负载突降之后，电池线路上会出现很高的纹波电压，而电池则保持断开。作为良好的参考，英飞凌认为  $V_{ALT\_MAX} = 36\text{V}$  且  $V_{ALT\_MIN} = 24\text{V}$ 。通常认为，振荡频率在 1kHz 到 20kHz 之间，最长可达 10 个小时。参考图 18。

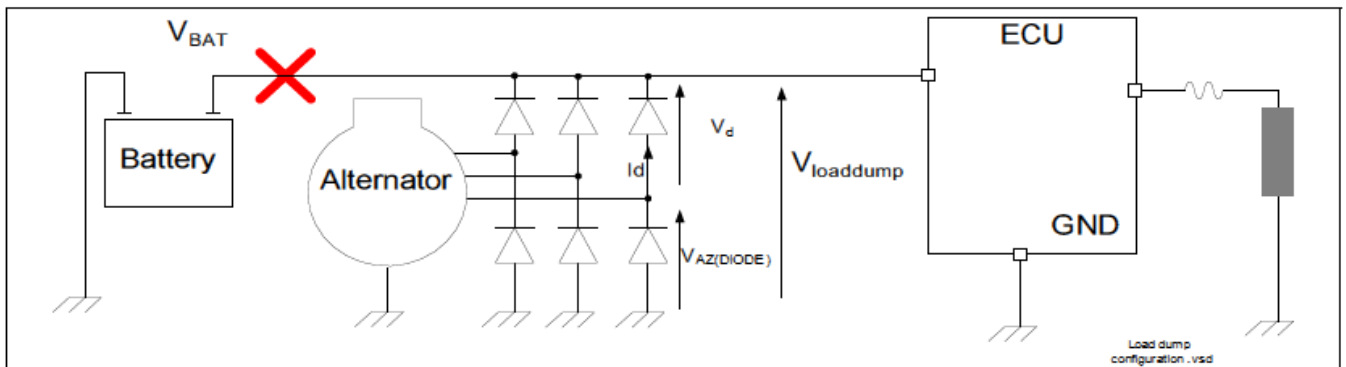


图 17 负载突降电路图

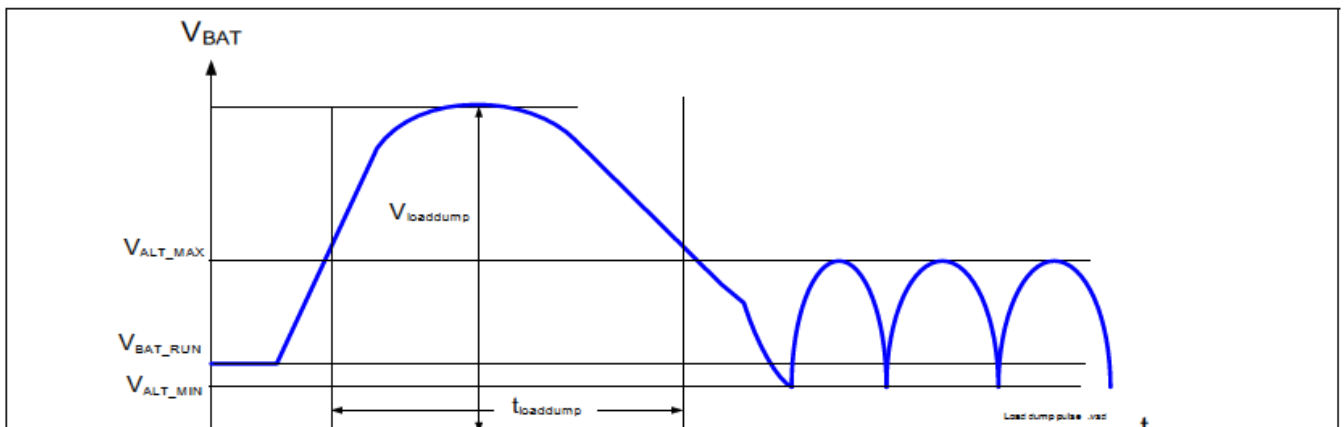


图 18 负载突降脉冲

#### 4.1.6 反极性

若是将电池电源线  $V_{BAT}$  接地，且将接地线（GND）连接至电池电源，则会发生反极性。导致反极性的原因主要有两个。在模块搬运和安装过程中，工作人员有时难免笨手笨脚，或者当车辆电池电量不足时，司机错误地从外部电源连接跳线（启动帮助），这两种情况都会导致反极性。车辆可承受这种反极性的电压和时间，由汽车制造商决定。作为良好参考，英飞凌认为在环境温度为  $+25^{\circ}\text{C}$  时，车辆 1 小时可承受  $-28\text{V}$  反极性电压。诸如灯泡或电阻等负载能够忍受电流反向流动，而其他负载则不能忍受，如电机、极化电容等等。

#### 4.1.7 电池失效

在像 KL15 这样的架构中，经常发生电池失效。在采用共用熔丝的架构中，当别处的短路造成熔丝烧断时，电源线路失效不应导致模块故障。

#### 4.1.8 关于电池电压的良好参照

图 19 总结了前文的论述。

卡车环境

Reverse battery	OFF	Cranking	Nominal battery voltage	Jump start	Load dump	
-28V 2min ... 1h 25°C [-40°C;150°C]	0V 80khours	8...12V 65ms -40°C	16V 50k hours [-40°C;150°C]	36V 50khours [-40°C;150°C]	48V 15min 25°C	58V 400ms 25°C

Battery voltage range\_truck.vsd

图 19 英飞凌提供的关于电池电压的良好参照

## 4.2 温度

汽车应用中的环境温度  $T_A$  范围是电子行业最严酷的条件之一。只有航空航天应用温度要求比汽车应用还要严格。如果一般公认的最低温度为-40 °C, 那么最高温度则取决于应用, 汽车制造商, 一级供应商, 模块外壳等等因素。作为良好的参照, 英飞凌认为, 对于驾驶室应用,  $T_{A\_MAX} = +85\text{ °C}$ ; 对于引擎室应用,  $T_{A\_MAX} = +105\text{ °C}$ 。

### 4.2.1 模块环境温度

模块环境温度随季节而变化, 如图 20 所示。模块环境温度冬冷夏热。虽然一般认为, 冬季启动卡车所需的最低温度是-40 °C, 但由于在驾驶过程中系统会逐渐升温, 因此, 这个值并非对在冬季启动的所有引擎都有效。同理, 在炎热的季节也是如此。例如, 可以假设启动时的最高环境温度 (卡车停泊在夏季) 为+85 °C 或+105 °C, 但假设  $T_{A\_MAX} = +85\text{ °C}$  是在夏季的永久性条件却是错误的。换句话说, 可将-40 °C 和+85 °C 视为起点, 但不是永久性条件。

作为良好参照, 英飞凌认为, 环境温度变化曲线如图 21 所示。

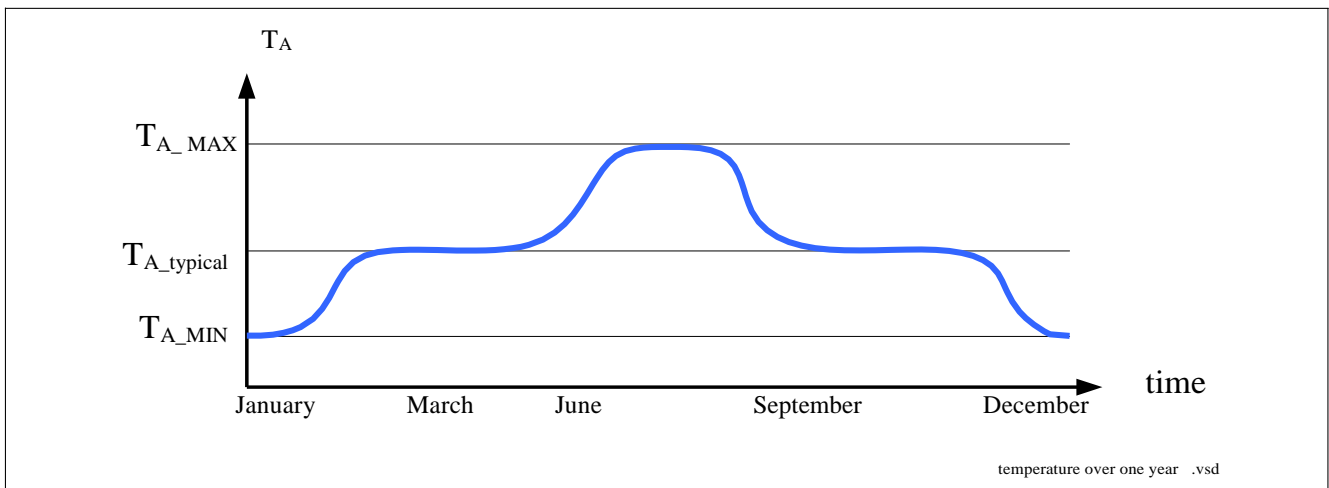


图 20 建议的模块环境温度, 一年期间

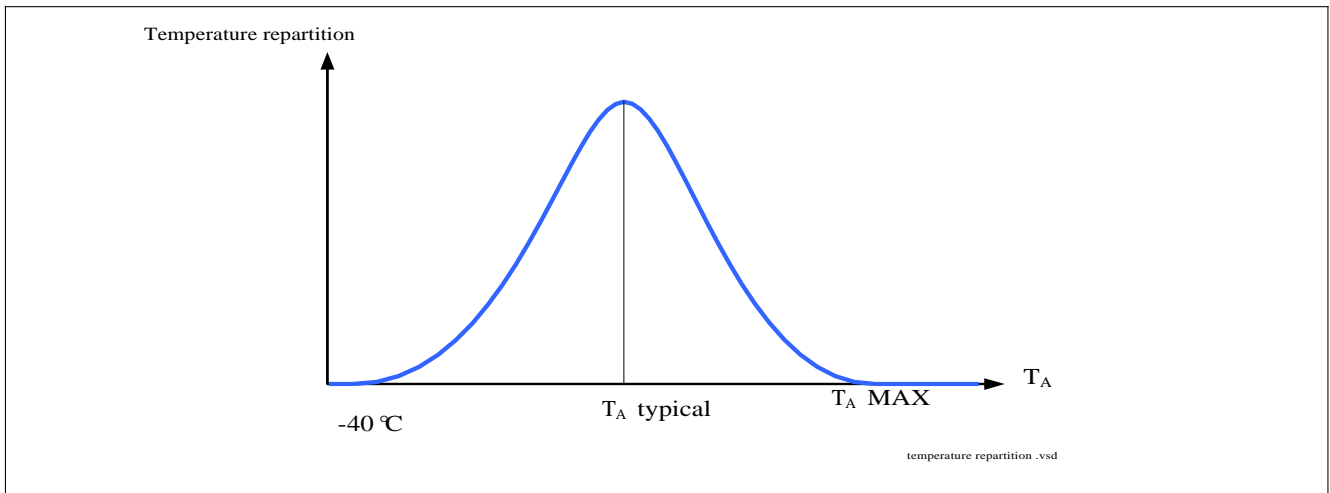


图 21 建议的汽车使用寿命期间温度分布

### 4.2.2 模块内部温度

焊装在电路板上的器件要受到相邻器件的热辐射。每个模块的设计各不相同，因此，所产生的热量取决于模块的设计。作为良好的参照，英飞凌认为，在运行模式下，模块自热为+15 °C。

### 4.3 接地线

如第 3.5 节所述，模块接地线与器件接地线之间可能存在地电位偏移  $V_{SHIFT}$ 。在模块设计中，还应当考虑到接地线失效的情况。导致接地线失效的可能故障有两个：器件接地线失效和模块接地线失效。参考图 22。作为器件供应商，英飞凌假设，除非明确另作说明，任何接地线失效均作为器件接地线失效。

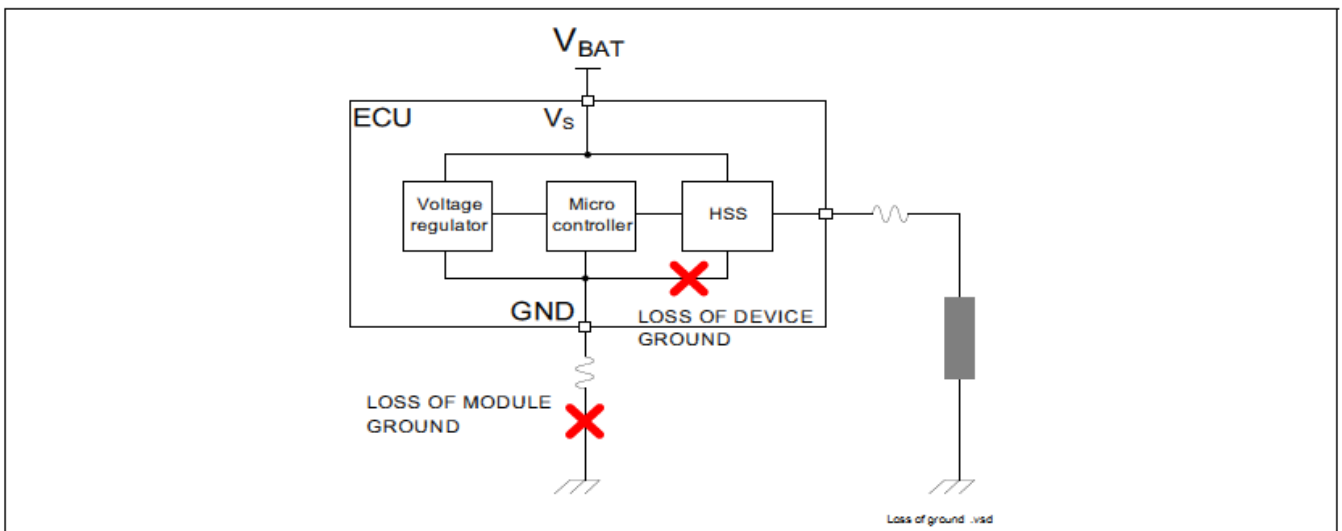


图 22 模块或器件接地线失效

### 4.4 使用寿命

假设，卡车/模块/器件的使用寿命为 15 年，或 131,400 小时。

#### 4.4.1 运行时间

运行时间是模块处于运行状态（单片机活动、负载被激活或准备被激活）的时间累计，假设为 50,000 小时（在 15 年期限内约每天 8 小时）。

#### 4.4.2 待机时间

待机时间是指，在 15 年期限内，模块未处于运行状态的其余时间。按上述假设，待机时间为 81,400 小时。

#### 4.4.3 点火次数

点火次数由汽车制造商所采取的策略决定。作为良好的参照，英飞凌认为，在汽车使用寿命期间，冷点火次数为 100,000 次。这相当于每天近 20（18.6）次左右点火。这个数字不包含未来引入一体化启动器发电机所产生的额外的启动和停止循环。一般认为，热点火与冷点火的比率为 30:1

#### 4.4.4 行车公里数

在使用寿命期间，总行车公里数大约为 2 百万公里，平均到每月为 3 万公里。而对于载重拖车，整个使用寿命期间总行车公里数加倍为 4 百万公里，平均每月为 6 万公里。

## 5 负载和应用

高边开关驱动的负载类型多种多样。要将这些负载分门别类，向来是一项艰巨的任务。尽管如此，可以大致划分出三个不同的类别。灯泡（或称容性负载），电机（或称感性负载）和发光二极管 LED（或称阻性负载）。

### 5.1 灯泡/容性负载和阻性负载

开关用于外部照明的灯泡一直是高边开关（HSS）的主要应用。每个国家都制定了法律，要求每辆汽车必须配备可提供 8 种不同功能的 20 只灯泡。表 2 列出了规定的照明灯泡，以及最低功率。

表 2 法律规定的必备灯泡

N <sup>d)</sup>	功能灯泡	缩写	负载数量	位置	最小功率
1	刹车灯	STOP	3	车尾	2 <sup>2)</sup> x 2 x 21W
2	停车灯	PL	4	2 车头, 2 车尾	4x5W
3	车牌灯	LIC	1	车尾	1x5W
4	雾灯	FOGR	1	车尾	2 <sup>2)</sup> x 1x21W
5	倒车灯	REV	1	车尾	2 x <sup>2)</sup> 1x21W
6a	左侧转向灯	SI	3	1 车头, 1 中部, 1 车尾	1 x 21W + 2 <sup>2)</sup> x 21W + n <sup>3)</sup> x 5W
6b	右侧转向灯	SI	3	1 车头, 1 中部, 1 车尾	1 x 21W + 2 <sup>2)</sup> x 21W + n <sup>3)</sup> x 5W
7	近光灯	LB	2	车头	2 x 70W
8	远光灯	HB	2	车头	2 x 70W

1) 编号是任意的

2) 对于牵引车和拖车,其功能灯最小功率栏中对应的数值应增加两倍

3)n 是卡车长度除以 3 米的值（每三米为一个值）

常有汽车还额外配备了一些灯泡。表 3 列出了更多常见的可选灯泡。现代汽车通常配备了多达 40 只灯泡，可提供超过 14 种不同功能。

表 3 可选灯泡

N <sup>d)</sup>	功能灯泡	缩写	负载数量	位置	功率
2	停车灯	PL	4	2 车头, 2 车尾	4x5W
3	车牌灯	PP	1	车尾	1x5W
10	侧标志灯	SM	2	中部	2x5W
4	雾灯	FOGR	1	车尾	1x21W
5	倒车灯	REV	1	车尾	1x21W <sup>3)</sup>
11	雾灯	FOGF	2	车头	2x70W
12	内饰灯	INT	1 到 10	内部	From 1x5W 到 100W
13	转弯灯	CL	2	车头	2x70W
14	日间行车灯 <sup>2)</sup>	DRL	2	车头	2x21W
15	第五轮灯	5th	2	车头	2x70W

1) 编号是任意的

2) 一些国家法律规定, 可以采用近光灯

### 5.1.1 关于车灯的法规

联合国组织 (UNO) 制定了关于汽车灯泡的机械结构、发光功率和电功率的法规。具体规定请参见《关于对轮式车辆、可安装于和/或用于轮式车辆的装备和部件采用统一技术规定, 以及相互承认基于这些规定所作批准的条件书》。参考编号为 E/ECE/324 和 E/ECE/TRANS/505, 2001 年 10 月 19 日, 2001。英飞凌将该文件视为关于灯泡功率的良好参照。

### 5.1.2 灯泡功率

灯泡功率是指, 灯泡在特定电压条件下的瓦数及公差百分比。表 4 列出了最常用的灯泡及其电功率、公差和电压。

灯泡电流取决于电源电压  $V_{LAMP}$ 。利用等式 (1), 可根据灯泡的电源电压  $V_{LAMP}$ , 计算出电流。 $V_{REF}$  是以之为基准来确定灯泡功率的电压。

$$I_{LAMP} = \sqrt{\frac{V_{LAMP}}{V_{REF}}} \times \frac{P_{LAMPREF}}{V_{REF}} \quad (1)$$

### 5.1.3 冷灯泡/浪涌电流

开启之前, 灯泡是冷的。灯丝必须达到很高温度 (高于  $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), 才能发光。开启时, 一股大大高于标称电流的电流将流过灯丝。这股电流被称为浪涌电流  $I_{INRUSH}$ 。取决于汽车制造商或一级供应商, 灯泡的标称电流与浪涌电流成一定比例。作为良好参照, 英飞凌认为, 浪涌系数为  $15x$ 。图 23 所示为没有任何系统限制的情况下, 21W 灯泡的理想浪涌电流。浪涌电流随着温度的降低而升高。

灯泡的开启过程需要一段时间, 这段时间被定义为  $t_{LAMP\_ON}$ 。受浪涌电流的影响, 无法明确确定灯泡开启时间  $t_{LAMP\_ON}$ 。作为良好参照, 英飞凌认为, 当负载电流达到浪涌电流  $I_{INRUSH}$  的 50% 时, 灯泡即处于开启状态, 若是重试, 则为最后一次重试。英飞凌认为, 可实现  $t_{LAMP\_ON} < 30\text{ms}$  的开关是适合的。

表 4 灯泡电功率

灯泡功率	准确性 %	电压 V	最高直流电流 A <sup>1)</sup>	最高浪涌电流 A	最高脉宽调制电流 A <sup>2)</sup>	最高电流 A <sup>3)</sup>
5	10	27	0.2	3.5	0.4	0.6
10	10	27	0.5	7.0	0.7	1.3
21	6	24	1.1	17.0	1.7	3.0
70	6	27	2.9	44.0	4.4	7.8

1) 电压为 36V 时

2) 电压为 36V 时, 且实现了发光调节 (工作循环的计算方法请参见第 5.1.4 节)

3) 电压为 36V 时, 且 2% 脉宽调制



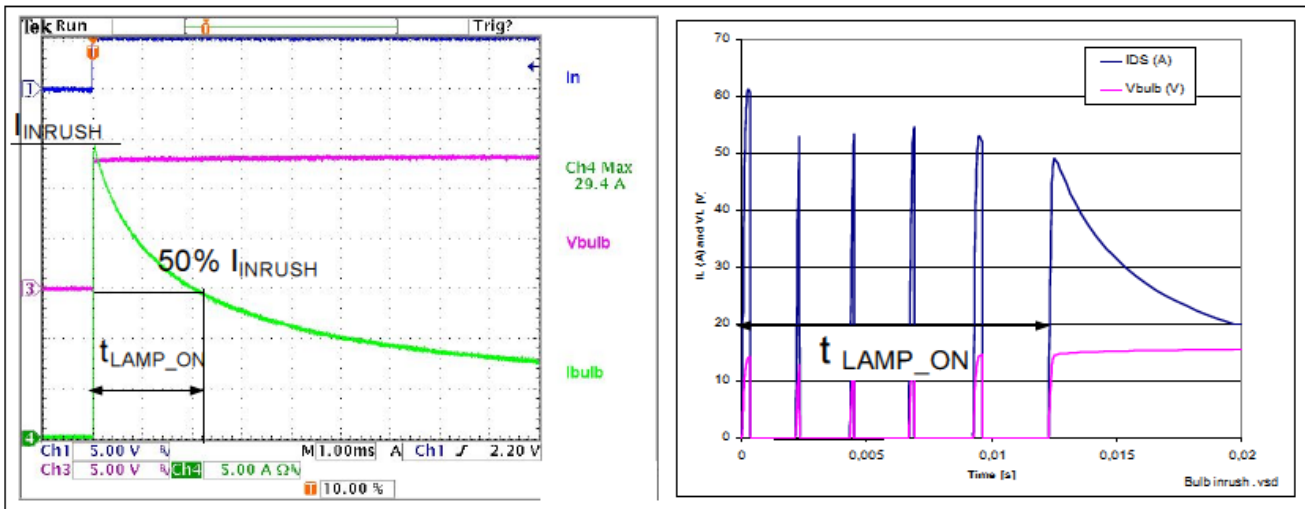


图 23 灯泡的理想浪涌电流

### 5.1.4 使用寿命

灯泡的使用寿命取决于多个参数，其中最至关重要的一个参数是电源电压。根据经验，当电源电压高于 24V 时，电压每升高 1 伏，灯泡的使用寿命就会缩短 50%。在理想情况下，应当向灯泡提供恒定的电源电压。但是，这样的解决方案的成本高得令人无法接受，因此，实际上从不采用这种策略。

另一个方法是使用脉宽调制来驱动灯泡。脉宽调制的基本思路是，维持灯泡的恒定功率。办法是使用灯丝的热惯量来吸收脉宽调制波形，从而让人眼觉察不到。灯泡功率越高，热惯量就越大，因此脉宽调制波形的频率就越低。可利用等式 (2)，计算出脉宽调制工作循环， $V_{PWM}$  是最优灯泡电压。

$$d = \frac{V_{PWM}^2}{V_{LAMP}^2} \quad (2)$$

在欧洲的典型值是  $V_{PWM} = 24 \text{ V}$ 。

### 5.1.5 光强度

光的强度与灯泡电源电压息息相关。目标是最大限度地减小光强度波动，这个值是电源电压的函数。脉宽调制工作循环可由电池电压测定值计算得到，必须以足够快的速度刷新脉宽调制工作循环，以消除光强度波动。然而，根据电池电压的尖峰，对工作循环做相应的简单调节，是不可接受的。应当实现一个软件策略，以充分利用电池电压，如等式 (3) 所示。（ $V_{BAT}(t)$  对应于在规定时间  $t$  条件下测得的  $V_{BAT}$ ）

$$|V_{BAT}|(t) = \frac{V_{BAT}(t-2) + V_{BAT}(t-1) + V_{BAT}(t)}{3} \quad (3)$$

利用这个软件策略，系统能够在三倍于单片机取样周期  $t_{sample} \mu\text{C}$  的最长时间  $t_{MAX}$  内作出反应。 $t_{MAX}$  由汽车制造商提供。作为良好参照，英飞凌认为  $t_{MAX} = 30 \text{ ms}$ 。

图 24 所示为调节至 24V 的脉宽调制电压示例。这些波形图显示了紧接在电池测定之后发生的电池电压波动的最糟情况。

$V_{BAT}$  是系统的实际电源电压；

d 是脉宽调制工作循环；

$\langle V_{LAMP} \rangle$  与等效灯泡电压相匹配。

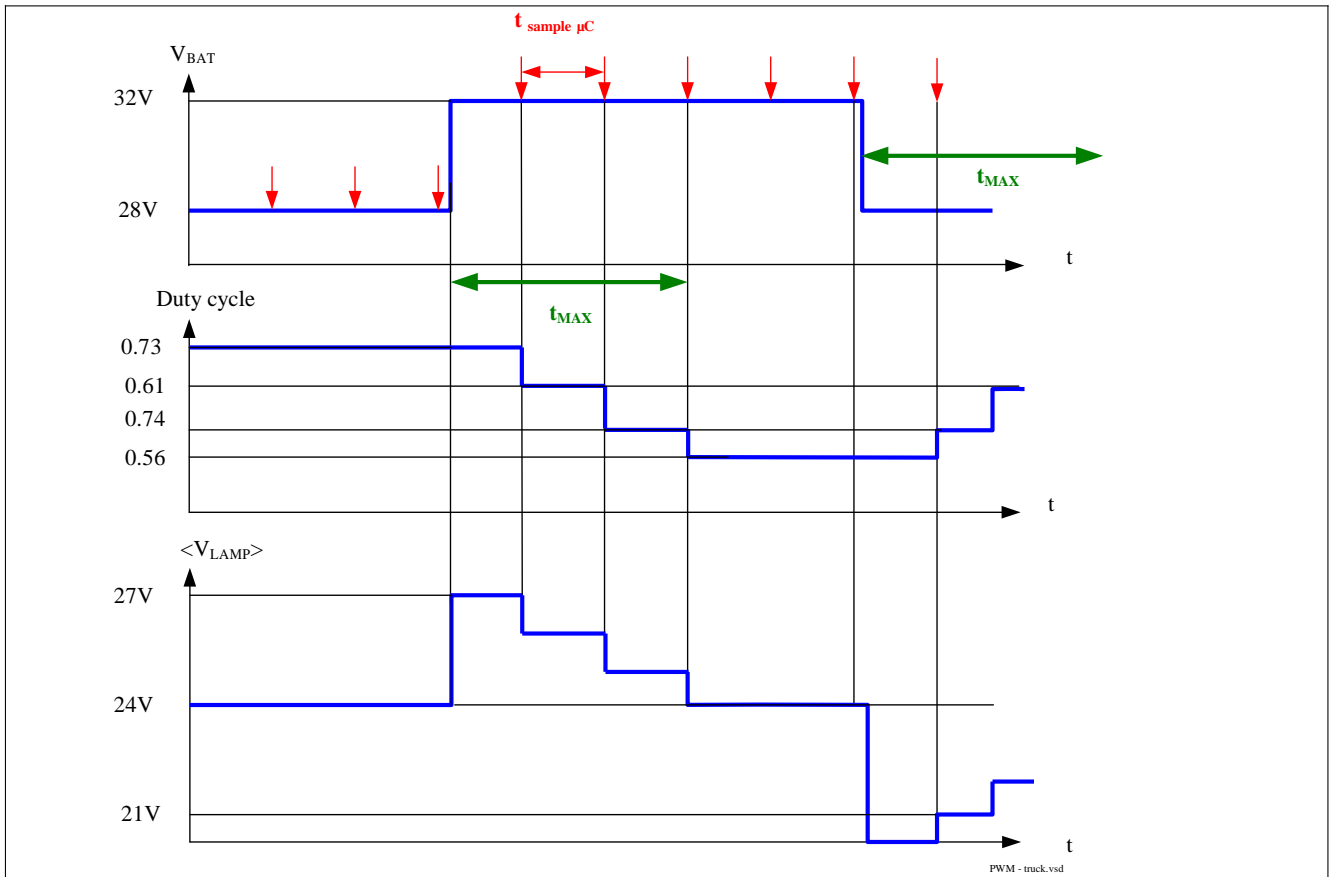


图 24 脉宽调制反应时间和软件策略

## 5.2 发光二极管 (LED)

发光二极管 (LED) 被越来越多地用于替代普通灯泡。发光二极管的使用寿命更长，并且实现同样的照明亮度所需消耗的电流更低。常用的发光二极管模块有两种：标准发光二极管模块和高级发光二极管模块。对于使用高边开关的设计，这两种类型的发光二极管之间的差别可以忽略不计，二者均可以被视为阻性负载。发光二极管的优越性在于，其发光速度比普通灯泡快得多，即只要电压一高到足以克服该器件被施加的正向偏置电压，即开始发光。这个电压主要由发光二极管的颜色决定。很小的电流（作为良好参照，英飞凌认为  $10\mu\text{A}$ ）便足以让发光二极管开始发光。这证明了在负载开路终端中使用  $R_{OL\_LED}$  的合理性。

### 5.2.1 标准发光二极管模块

在标准发光二极管模块中，当一个发光二极管处于开路状态时，其他发光二极管将不受影响。对于尾灯，这种运行方式特别适宜。如图 25 所示，标准发光二极管模块由一个用于限制电流的串联电阻  $R_{LED}$  和一系列并联和串联发光二极管构成。这个电路的优点是简单。缺点是电阻上会持续不断地产生功率损耗（至少  $500\text{mW}$ ），并且易于发生瞬态过压和过流。这种类型的发光二极管模块常用于尾灯系统。作为良好参考，英飞凌认为  $R_{LED} = 50\Omega$ ,  $R_{OL\_LED} = 680\Omega$ 。

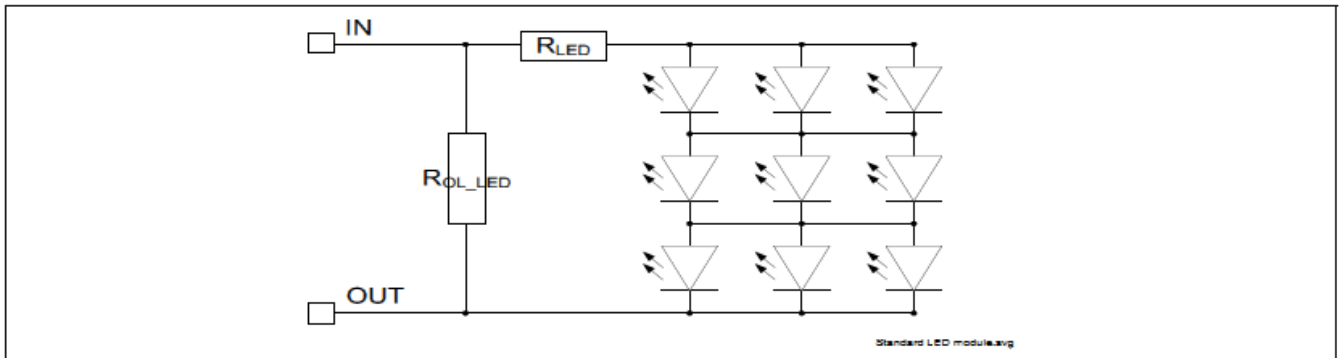


图 25 标准发光二极管模块

### 5.2.2 高级发光二极管模块

在高级发光二极管模块中，当一个发光二极管处于开路状态时整个模块将处于关闭状态。对于头灯，这种运行方式的危害特别大。如图 26 所示，高级发光二极管模块由一系列串联发光二极管和一个用于驱动这些发光二极管的直流-直流转换器构成。这种架构的优点是坚固耐用，并且不容易发生瞬态电压。缺点是直流-直流转换器是相对比较复杂的电子元件。作为良好参照，英飞凌认为当  $V_{IN} - V_{OUT} < 7V$  时，高级发光二极管模块即处于关闭状态。如果发光二极管坏了，那么整个模块消耗的电流最高不超过 30mA，通常仅为 15mA（直流-直流转换器自身所需的电流）。

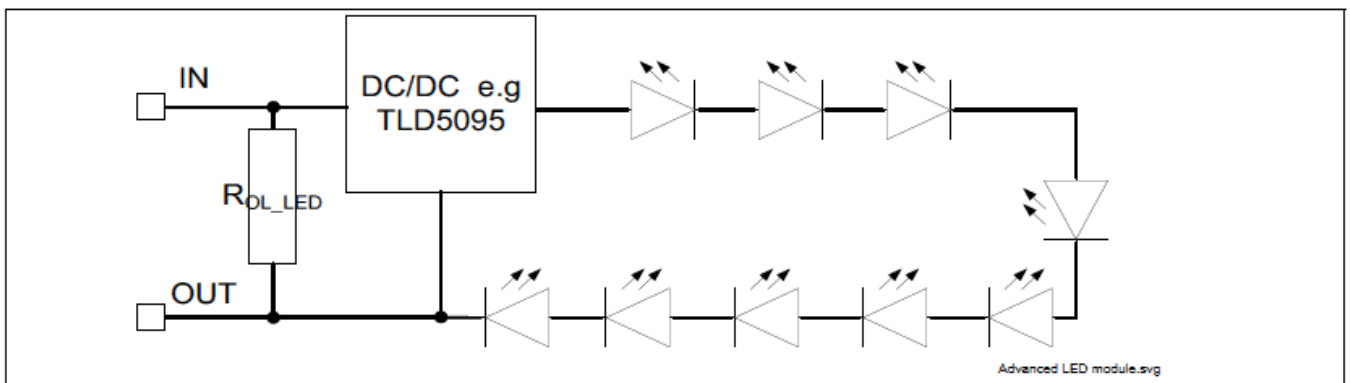


图 26 高级发光二极管模块

### 5.2.3 发光二极管灯串

每个灯串的发光二极管数量和灯串数量，由应用和汽车制造商决定。尽管如此，表 5 列出了粗略估计的数量。

表 5 发光二极管灯串

功能灯	灯串数量	每个灯串的发光二极管数量	标准 / 高级
刹车灯	7 至 10	1 至 3	标准
停车灯	2 至 5	1 至 3	标准
左侧转向灯	1 或 2	7 至 10	高级
右侧转向灯	1 或 2	7 至 10	高级
近光灯	1 或 2	9 至 12	高级
远光灯	1 或 2	9 至 12	高级
侧标志灯	2 至 5	1 至 3	标准

表 5 发光二极管灯串

功能灯	灯串数量	每个灯串的发光二极管数量	标准 / 高级
前雾灯	1 或 2	9 至 12	高级
日间行车灯	1 或 2	7 至 10	高级

### 5.3 电机

通常要求实现电机的双向驱动。因此，驱动器架构必须是采用两个高边开关的全桥。一些电机始终在同一方向上运行，例如雨刮器、水泵，等等，因此仅需一个高边开关。

#### 5.3.1 感性负载

感性负载的基本参数是电感  $L$  和电阻  $R$ 。接通时，基于时间常量  $\tau = L/R$ ，感性电阻会导致缓慢的电流上升。断开时，受电感影响，电流试图在同一方向上继续流动，从而导致负载电压反向。请参见图 27，图中所示为感性负载在接通时和断开时的一般电压和电流特性。电压显示为蓝色，电流为红色，功率为绿色。

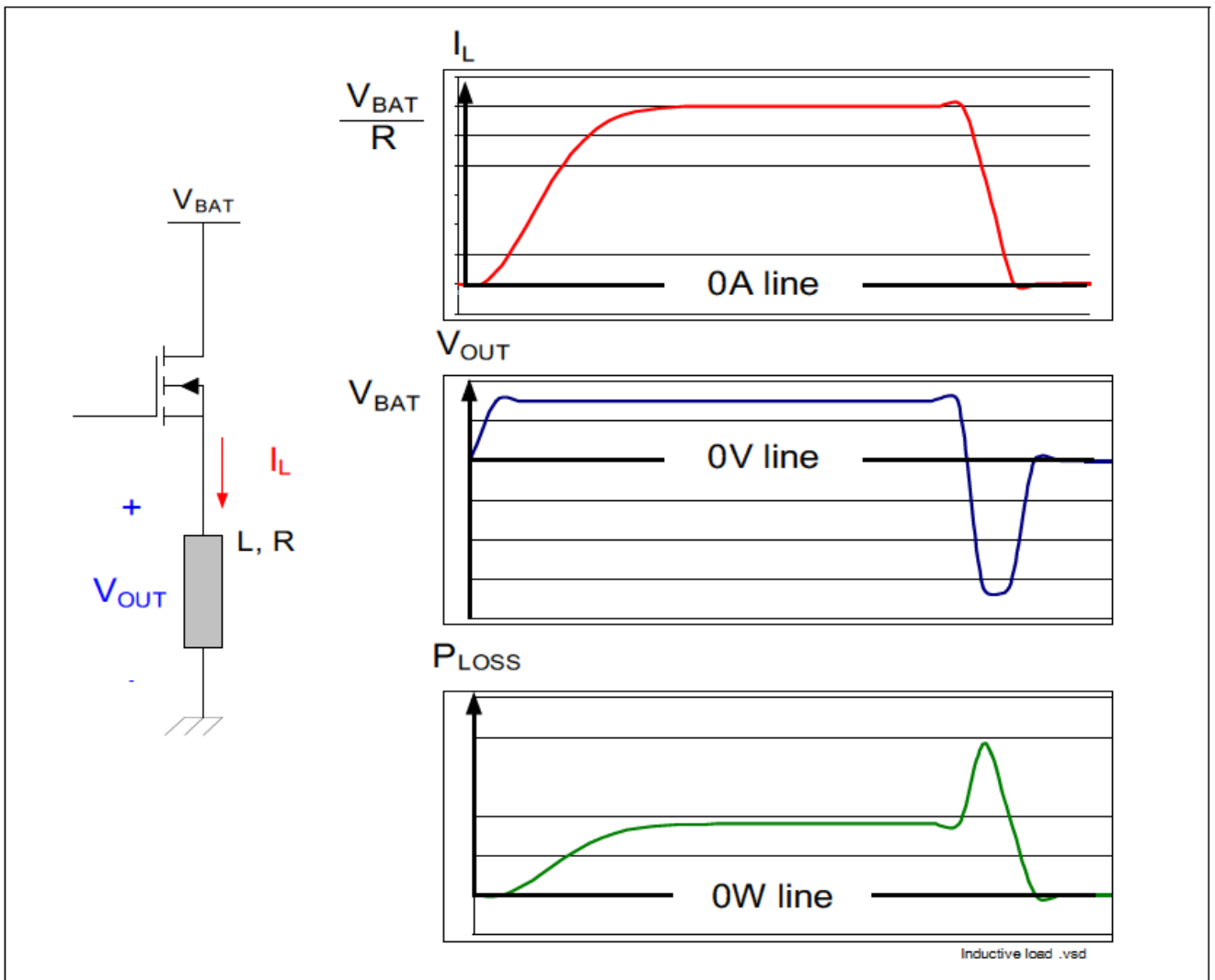


图 27 感性负载接通/断开

### 5.3.2 去磁能

如前文所述，每当感性负载被断开时，都要考虑到去磁能。如果已知过压保护限值，那么，可以按照**等式 (4)**，计算出这个去磁能。

$$E = V_{DS(AZ)} \times \frac{L}{R} \times \left[ \frac{V_S - V_{DS(AZ)}}{R} \times \ln \left( 1 - \frac{R \times I}{V_S - V_{DS(AZ)}} \right) + I \right] \quad (4)$$

### 5.3.3 续流二极管

要保持电流流动，同时充分利用存储在线圈中的电量，可以使用续流二极管。在这种情况下，开关中的电流和电压将出现如**图 28**所示的变化。图 28 所示为一个 195mH、7Ω 的负载的电流和电压。所用 PROFET™+ 为 BTS5090-2EKA。电池电压  $V_{BAT}$  被设置为 32V。脉宽调制被设置为 400Hz。从此例中可以看出，二极管产生的功率不容忽视。

图 28 采用续流飞轮二极管的情况下在脉宽调制开始阶段电压和电流的状态曲线

## 5.4 激活次数

激活总次数（踩下刹车踏板、近光灯激活、压缩机激活，等等）在很大程度上取决于车辆司机的习惯。这不包括电子控制单元执行的额外的开关次数，例如，脉宽调制、软件重试策略，等等。额外的任务曲线通常由汽车制造商提供，尽管如此，负载通常为**表 6**所列五种类型之一。

表 6 每次引擎点火的负载激活

激活次数	每次点火激活次数	负载类型示例	平均激活时间	每年激活次数
多	30 次	刹车灯,侧转向灯	< 1 分钟	220 000 次
多	30 次	具备自动激活功能的近光灯	> 1 分钟	220 000 次
中等	1 或 2 次	倒车灯,内饰灯	> 1 分钟	15 000 次
中等	1 或 2 次	具备手动激活功能的近光灯	> 1 分钟	15 000 次
少	1/3 次	远光灯,雾灯	>1 分钟	2500 次

## 5.5 接线

要完全地界定一条导线，必须使用三个参数：直径、长度和绝缘材料。直径和长度决定了其电气特性（ $\Omega/\text{km}$  和  $L_{\text{cable}}/\text{km}$ ）。绝缘材料和环境则决定了最高电流。

### 5.5.1 导线作为寄生电气负载

尽管导线并非负载，但在汽车应用的设计中，必须考虑到导线的影响。归功于其寄生电感（ $L_{\text{cable}}$ ）和电阻（ $R_{\text{CABLE}}$ ），导线可以限制诸如灯泡浪涌电流等浪涌电流，这对系统是有益的。一方面,导线可以限制电流.但另一方面，存储在线缆中的感应电量有时高得不容忽视，特别是对于卡车或拖车应用中常见的较长线束。

### 5.5.2 导线中的最高电流

必须对导线加以保护，以防止过流损害。可以流经导线的最高电流随时间而变化，可通过平方律函数“ $I^2t = \text{常数}$ ”计算得到。导线可以承受的最高电流受限于绝缘材料。车辆中使用的导线由汽车制造商决定，这个信息通常是保密的。图 29 所示为线缆的电流随时间而变化的情况。

流经导线的最高电流符合热定律。如前文所述，这个常数取决于绝缘材料以及相邻线缆。例如，在一个包含 20 条导线的线束中，一条导线的最高额定电流，将低于这条导线单独使用时可承受的最高电流。作为良好参照，英飞凌认为，标称电流会降低 40%。

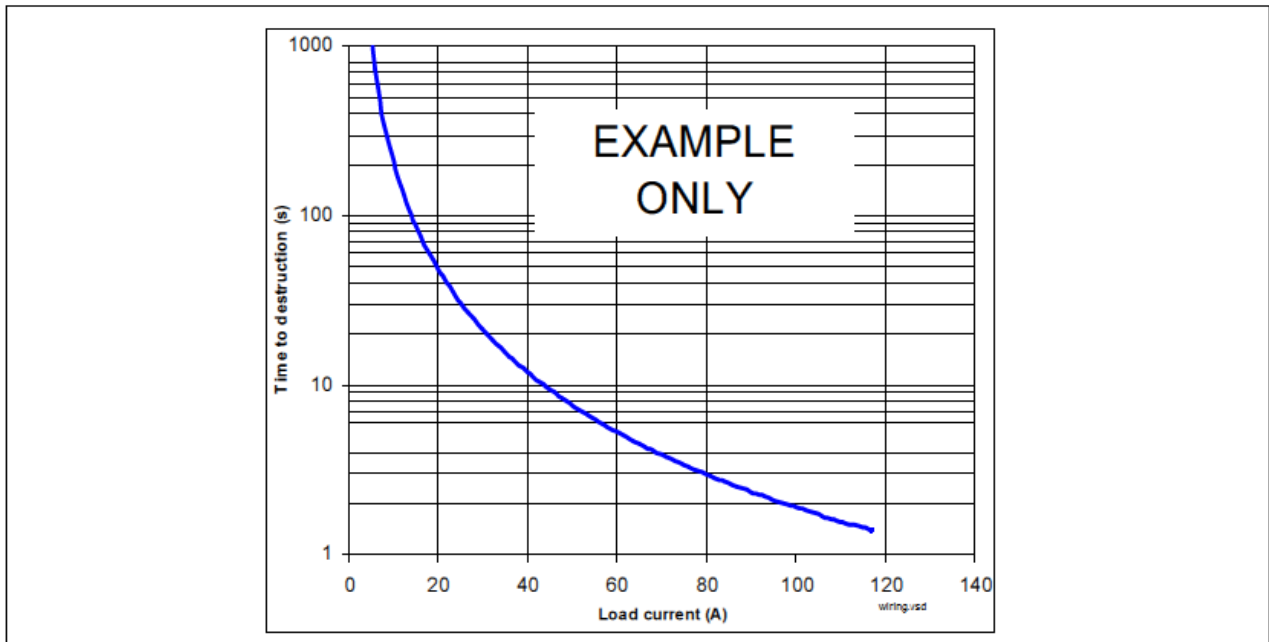


图 29 线束电流限制示例

### 5.6 平台和车辆的多样性

为了更快地开发出更好、更便宜的新车型，汽车制造商采用平台策略已有若干年。通过这种策略，可以开发出通用模块，以用于不同车辆平台或在同一车辆平台中实现不同配置。车型各式各样。对汽车制造商而言，平台策略带来了巨大的益处。模块设计中的挑战是，如何实现灵活性。

## 6 现场故障

可能在现场发生的故障通常与相互连接有关（如，短路或负载开路）。

### 6.1 对地短路

汽车标准《AEC Q100-012》中细致深入地描述了对地短路。关于卡车器件，目前没有相关 AEC-Q100 文件。英飞凌将《AEC Q100-012》标准视为一个良好参照。图 30 所示为《AEC-Q100-012》标准中规定的硬件连接。车辆的底盘即为接地线。较之于所有其他可能的短路事件，对地短路的可能性很大。这是设计保护功能的高边开关时要克服的一个难题，本文稍后将在第 8 章对此做详细描述。在不采取任何保护措施的情况下，电流将仅受导线的限制，因而会达到  $28V / 30m\Omega = 900A$ 。这样的测试显然是破坏性的。

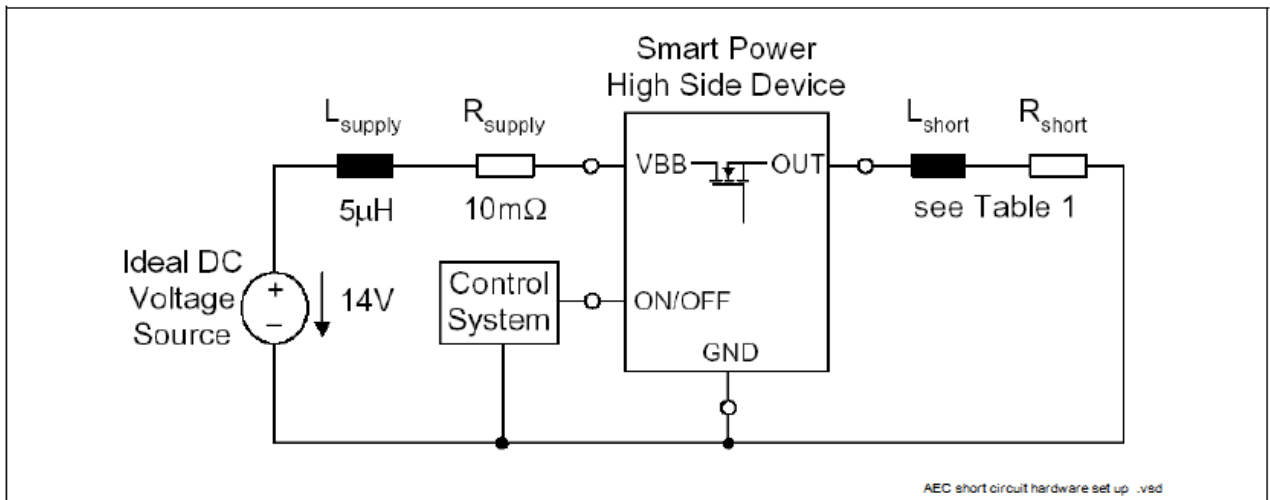


图 30 《AEC-Q100-012》标准中规定的短路测试硬件设置

《AEC-Q100-012》标准中还精确地描述了短路阻抗，图 31 所示为摘自其中的表格。

Operating Point	Description	R <sub>short</sub> (mΩ) ±20%	L <sub>short</sub> (µH) ±20%
Terminal Short Circuit	Short at module	20	< 1
Load Short Circuit	Short at load, I <sub>short</sub> ≤ 20A	See Section 3.2.2.1	5
Load Short Circuit	Short at load, 20A < I <sub>short</sub> ≤ 100A	100	5
Load Short Circuit	Short at load, I <sub>short</sub> > 100A	50	5

AEC short circuit impedance .vsd

图 31 《AEC-Q100-012》标准中规定的短路阻抗

对于卡车应用，英飞凌认为图 31 仍然有效，并对图 30 做了修改以反应 28V 电压。这个系统并未反应器件上会出现的最坏情况。由于在卡车应用中使用了很长的线束，因此很难界定最坏的情况。例如，图 32 所示为当电池电压为 32V，且短路电流被器件限制为 65A 时，在横截面积为 1mm<sup>2</sup> 的线束里储存的感应电量随线束长度增加的变化图。此时，最坏的短路情况发生在线束长度为 29 米时。



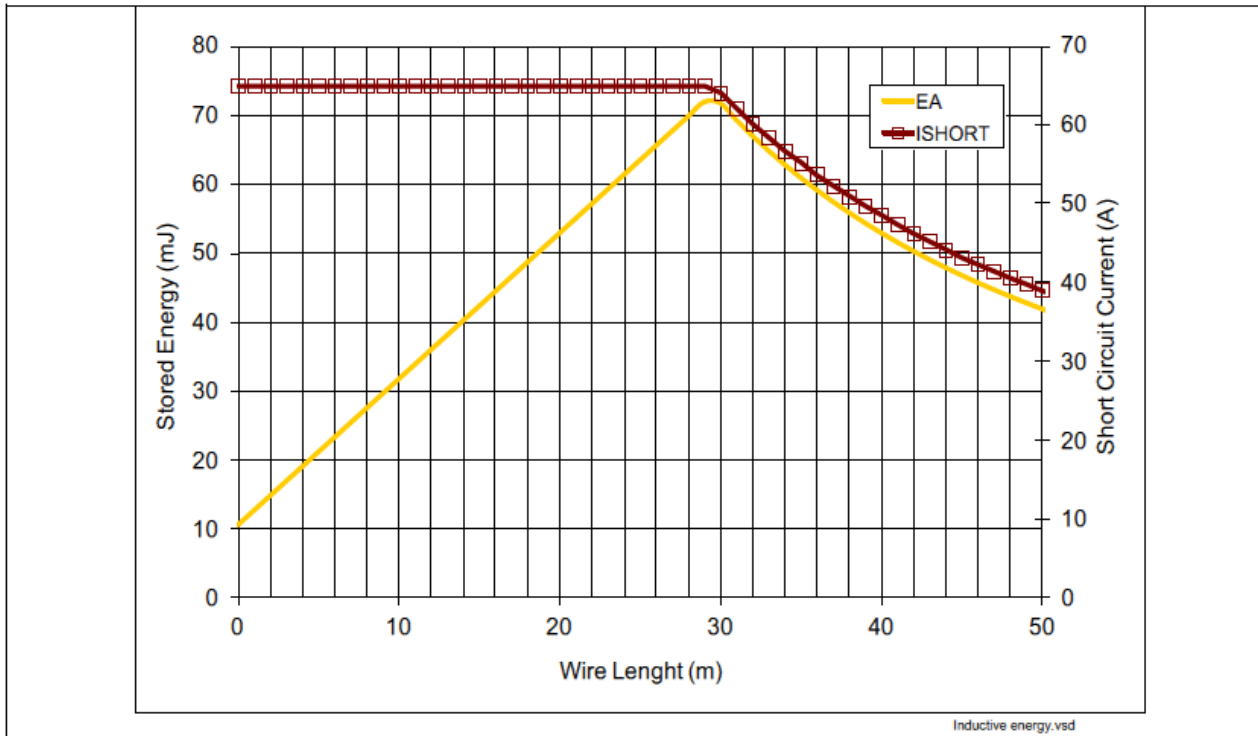


图 32 《AEC-Q100-012》标准中规定的短路阻抗

## 6.2 对电池短路

一般而言，对电池短路的可能性很小。但还是有可能导致危急情况。图 33 所示为一种典型的对电池短接故障，即电子控制单元模块的五路输出中的一路发生对电池短路。假设该路开关允许电流流过（这种情况是反流模式）时，其余四路输出和模块都由该开关提供电源。如果给电子控制单元供电的保险丝或继电器损坏或断路，那么，整个模块的电流将从输出端流向电池正极。

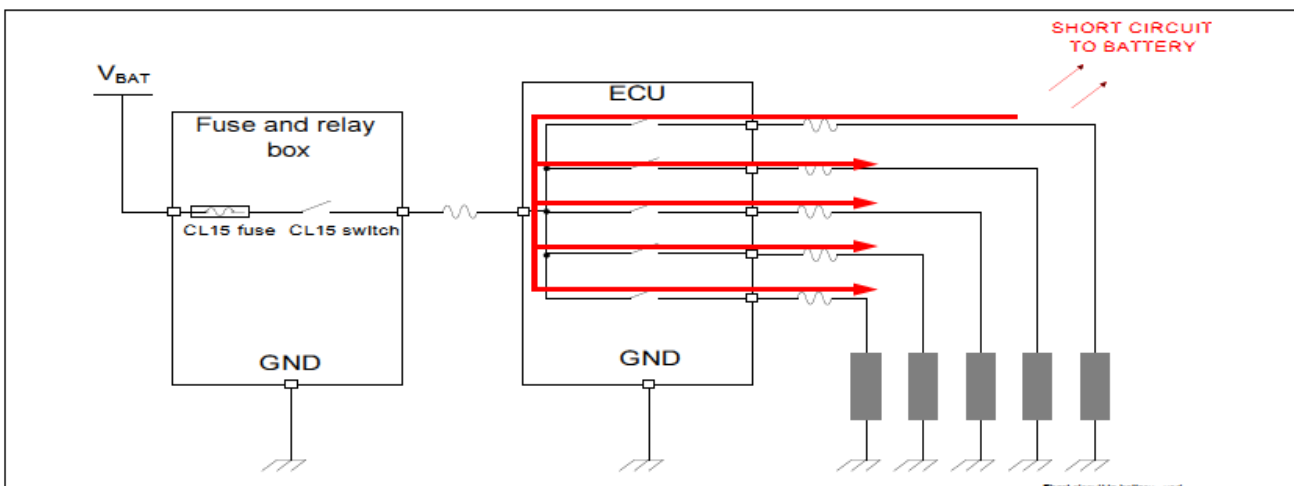


图 33 造成应力的对电池短路事件示例

### 6.3 负载开路

有两种现象会导致负载开路：导线故障或负载故障。尽管这并非危急情况，但通常需要向驾驶员发送诊断信息。请注意，负载开路的诊断定义通常由汽车制造商制定。作为良好参照，英飞凌认为  $R_{DIRT} = 4.7k\Omega$  对地电阻。法律规定，必须将边灯闪烁频率提高一倍，表示转向灯失效。所有其他负载开路诊断定义都需汽车制造商提出。

### 6.4 负载间短路

线束上的任何位置都有可能发生负载间短路。其后果包括完全过载，类似于短路，或只是引起电流增大，但寄生电感意外导致另一个负载被接通的情况除外。在图 34 中，更高负载将导致 OUT2 开关过载，而 OUT1 将几乎不受该故障的影响。一般而言，汽车制造商会要求对这种类型的故障进行诊断。请注意，这样的短路事件也会对接线造成应力。

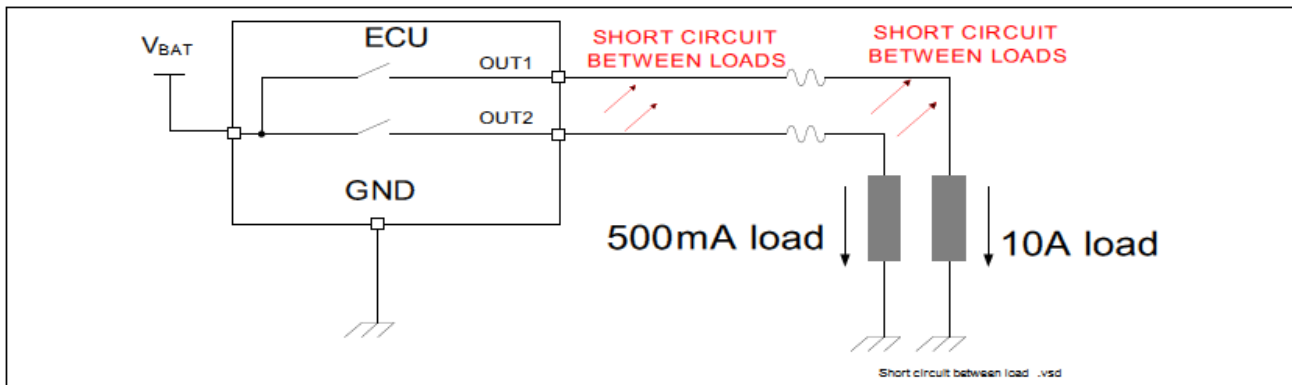


图 34 负载间短路

## 7 功率级

功率 PROFET™ +24V 是一个由垂直 N 通道功率 MOSFET 构成的高边开关。这种功率 MOSFET 技术被称为 DMOS。该功率元件的电流通过能力可以由其  $r_{DS(ON)}$  来表示。 $r_{DS(ON)}$  越小，电流通过能力越高。

### 7.1 功率元件

大多数情况下，用于开关的功率元件是一个 N 通道功率 MOSFET (DMOS)。PROFET™ + 24V 也将 N 通道功率 DMOS MOSFET 用作功率元件。表 7 总结了在实现同样的技术规格的情况下，相比于双极型功率结构，DMOS 的优缺点。如表中所示，在大电流、高电压和芯片尺寸方面，DMOS 的性能更加出色。

表 7 双极型功率结构与 DMOS 之间比较

项目	双极型功率结构	DMOS
准确性	+	-
失调		
制程偏差		
芯片面积	-	+
电压处理能力		
高电流鲁棒性		
电流消耗		
输入电流		

图 35 所示为平面和沟道（垂直）DMOS 技术之间的差别。从图中可以看出，在具有相同  $r_{DS(ON)}$  的情况下，通道 DMOS 器件的面积更加小巧。因而，沟道 DMOS 器件的栅极荷  $Q_G$  也更低。由于平面 DMOS 器件的面积更大，因此，相比于沟道 DMOS 器件，其散热要求更低， $E_{AS}$  也更好。在 PROFET™ +24V 中，电源是漏极，这意味着电源位于芯片底部。与 PROFET+ 12V 器件相比，PROFET™ +24V 外延厚度增加了 2.5 $\mu\text{m}$ 。

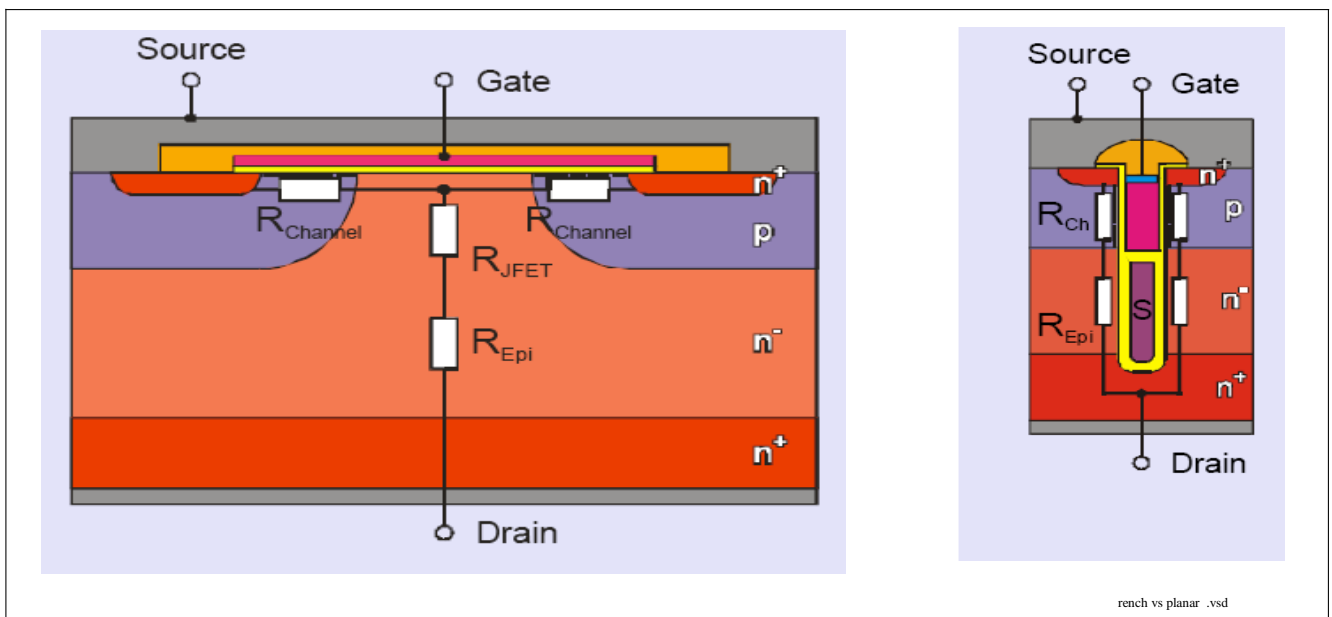


图 35 平面 DMOS (左图) 与沟道 DMOS (右) 之比较

PROFET™ +24V 的  $r_{DS(ON)}$  是结温 (单位 °C) 的函数。参见公式 (5)。图 36 所示为, 假设在最高结温时,  $r_{DS(ON)}$  为 100%,  $r_{DS(ON)}$  随温度降低而降低的变化过程。

$$R_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} \Big|_{150C} \times (1 + (T_J - 150) \times 3,584 \times 10^{-3}) \tag{5}$$

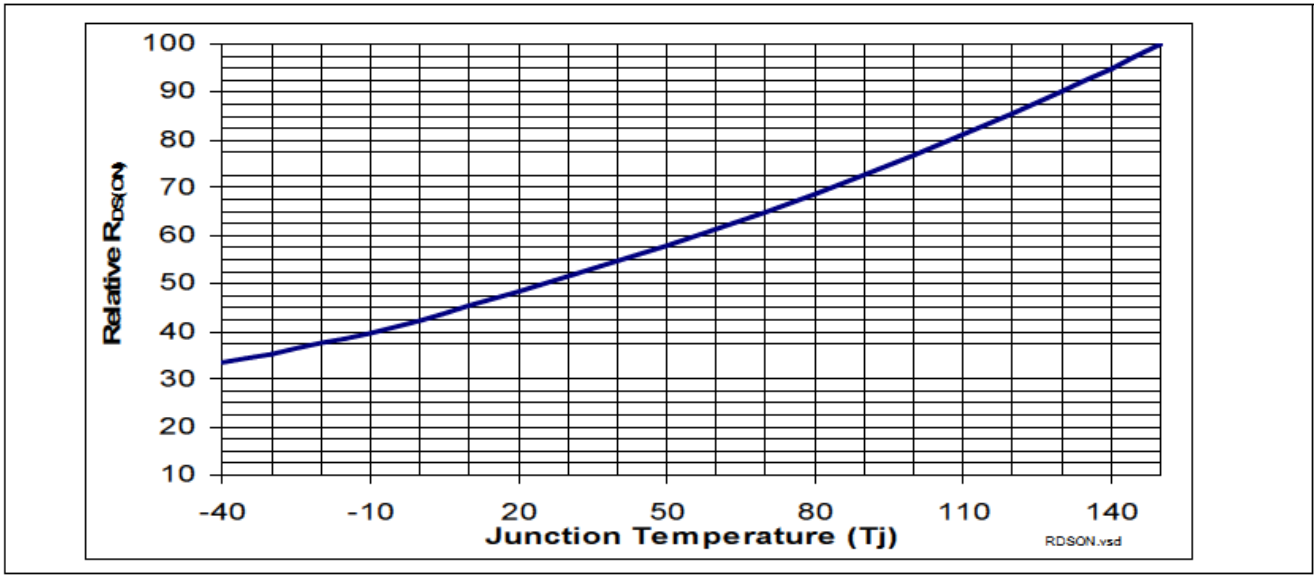


图 36 相对 R<sub>DS(ON)</sub>, 结温 T<sub>J</sub> 的函数, 基数 100 @150 °C

## 7.2 电压限制

同其他半导体器件一样, PROFET™ +24V 也有最高耐压。如果超过该电压, DMOS 功率级和/或逻辑电路将发生雪崩, 器件也将很快被损坏。图 37 所示为结温对齐纳电压的影响。

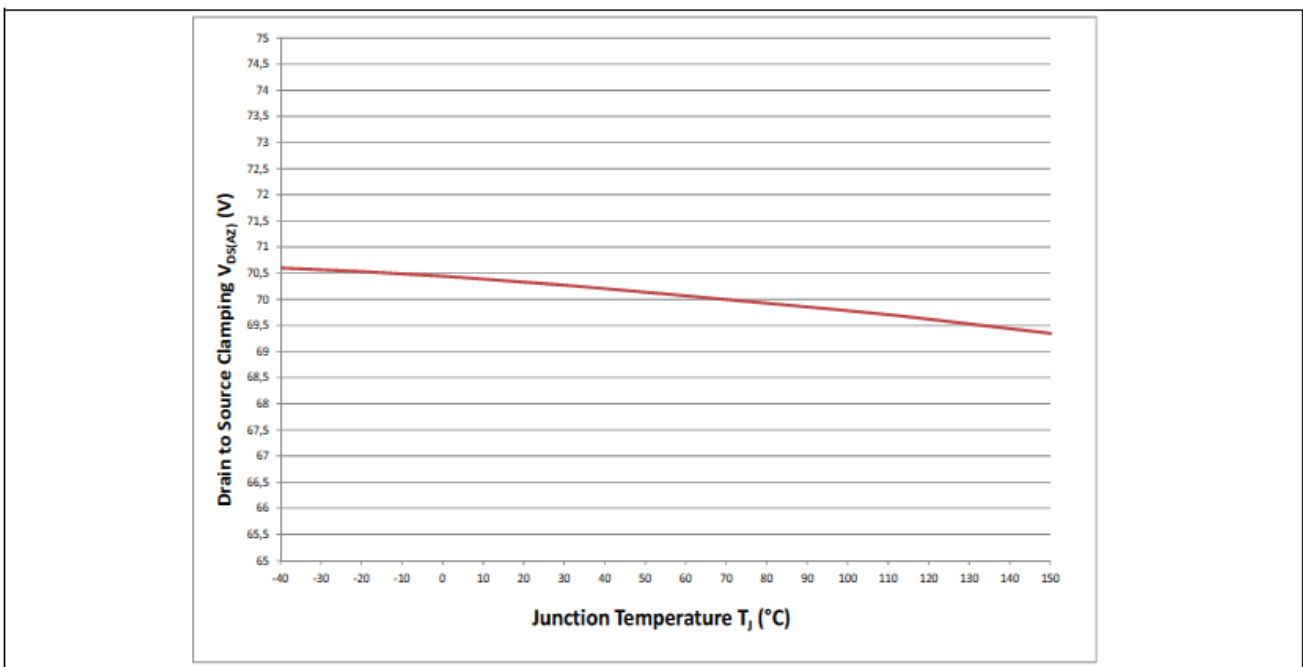


图 37 最低典型电压最高雪崩电压, 结温 (T<sub>J</sub>) 的函数

### 7.3 电荷泵

当 DMOS 处于导通状态时，输出电压非常接近电源电压  $V_S$ 。由于功率级是一个 N 通道功率 DMOS，该器件要求借助电荷泵来提供一个大于  $V_{GS}$  约 7V 的电压。图 38 描绘了电荷泵的工作原理。在第一阶段，电容  $C_{LOAD}$  的电压被充至电压  $V_S$ 。在第二阶段，经由一个二极管，电容  $C_{LOAD}$  中的电荷放电到电荷泵电容  $C_{CP}$  中。电荷泵的运行频率为 2.5MHz。理论上，电压将按照  $C_{LOAD} / C_{CP}$  的步长，升至电池电压的两倍。但实际上，该电压最高仅可升至比  $V_S$  高出 10V。该比率为  $C_{CP} = C_{LOAD}$ 。

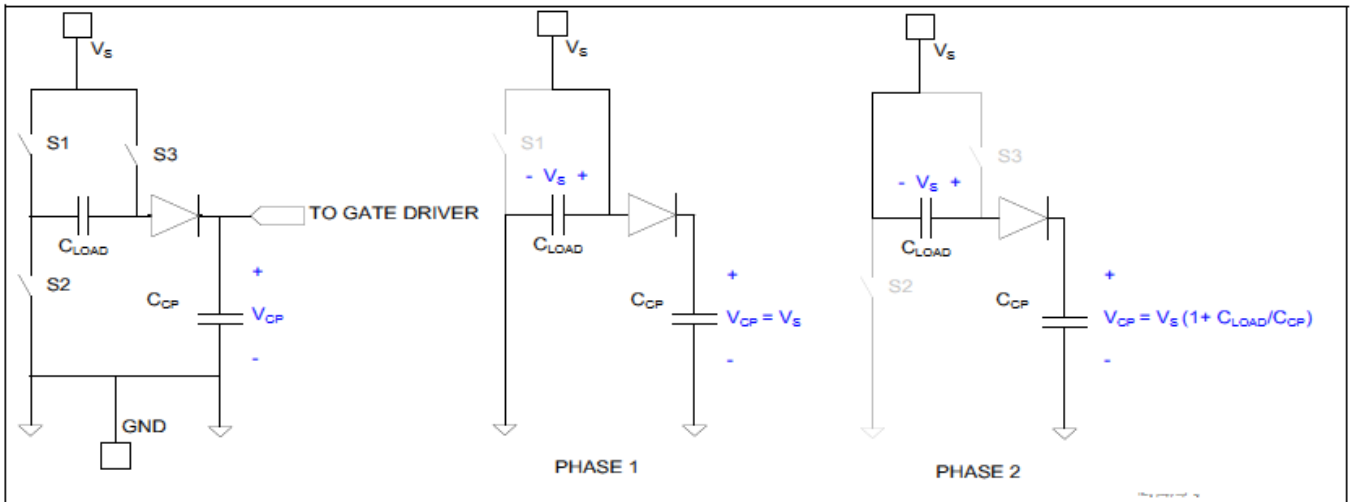


图 38 电荷泵框图

### 7.4 斜率控制机制

出于电磁兼容的原因，PROFET™ +24V 器件内置了一个斜率控制电路，用来控制 MOSFET 导通和关断时的斜率。实际开关过程被分为三个阶段。参考图 39。首先，MOSFET 的栅极经由电流发生器连接至电源电压  $V_S$ 。 $t_{ON\_delay}$  是从连接直至栅极达到  $\sim 2V$  时所需要的时间。然后，MOSFET 快速接通。接通速度必须很快，以最大限度地降低开关功率损耗（请参见第 7.5 节）。只要  $V_{OUT}$  一达到电源电压  $V_S$  的 70% 左右，电荷泵便开始驱动栅极，以使  $R_{DS(ON)}$  降到最低。斜率受栅极电容充满电所需时间的影响。与 PROFET +12V 比较，PROFET™ +24V 接通和断开更迅速。有以下两个原因：首先，PROFET + 的斜率控制取决于电池，如电池电压升高两倍，PROFET + 开关的速度便增加加倍。电压从 13.5V 升至 27V 时，PROFET + 开关速度则从 0.25 V/ $\mu s$  升至 0.5V/ $\mu s$ 。此外，栅极驱动器的速度增加的更快。这样可在快速脉宽调制中增强感性负载驱动的一致性，并降低开关的损耗。

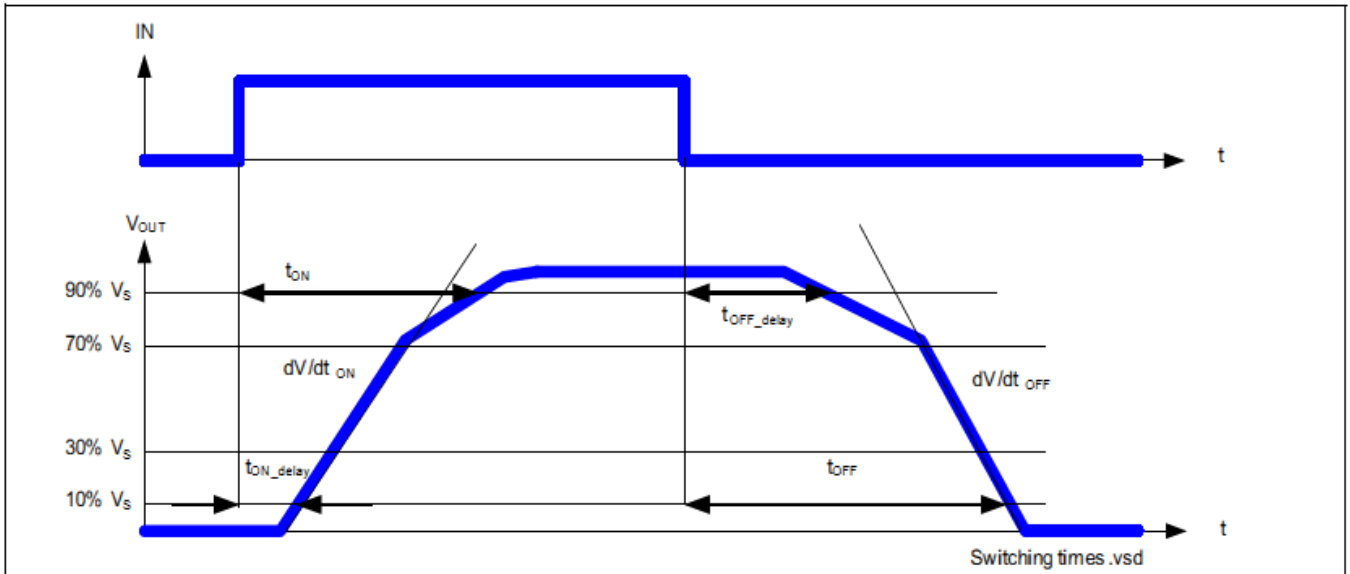


图 39 接通和断开过程

断开时，将发生类似的过程。首先，断开电荷泵，栅极通过电流发生器生成的高电流  $I_{\text{FASTGATEUNLOAD}}$  迅速放电，直至  $V_{\text{OUT}}$  达到 70% 左右。然后，栅极以恒定电流  $I_{\text{GATEUNLOAD}}$  继续放电，直至栅极电压为零。图 40 所示为栅极驱动器的框图。

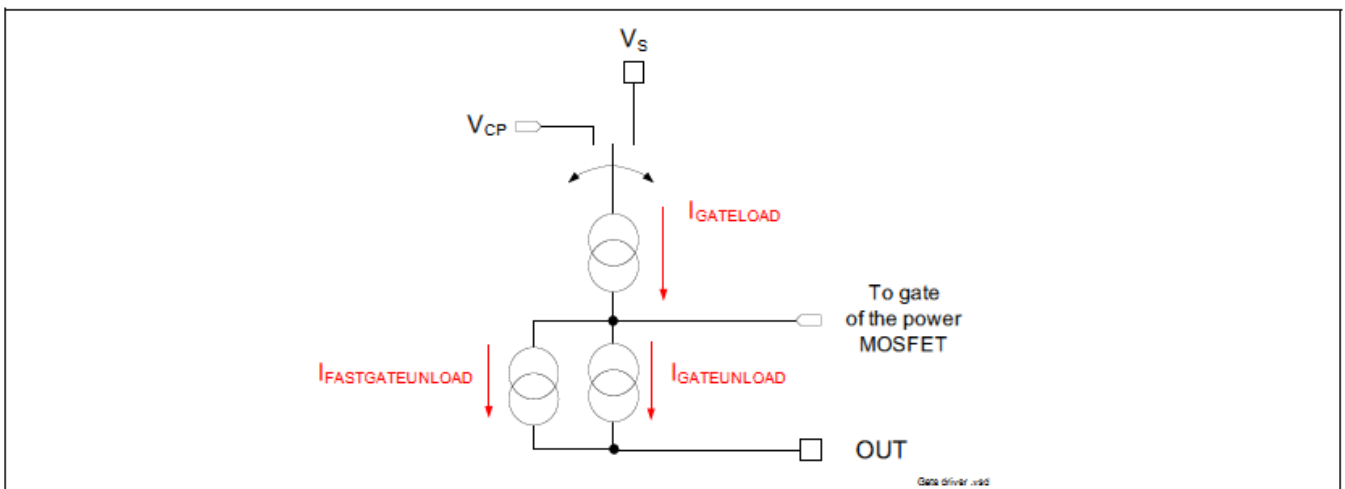


图 40 栅极驱动器电路图

采用电流匹配后，用 PWM 控制高边开关的 EMC 得到了改善。PROFET™ +24V 可实现负载电流  $I_{\text{GATELOAD}}$  与非负载电流  $I_{\text{GATEUNLOAD}}$  的匹配。在所有 PROFET™ +24V 数据表的转换速率匹配参数  $\Delta dV/dt$  中，均可看出这种匹配。

## 7.5 功率损耗计算方法

假设有阻性负载  $R_L$ ，可以按如下方法，计算出器件上发生的功率损耗  $P$ 。（参考图 41）。开关上的瞬时功率为负载电流  $I_L$  与漏源电压  $V_{\text{DS}} = V_S - V_{\text{OUT}}$  的乘积。所得曲线图如图 41 所示。与图中的橙色等腰三角形和矩形非常相似。

三角形顶点为  $P_{MATCH}$ ，在这个点上，开关电阻相当于确切的负载电阻，即， $R_{DS(ON)} = R_L$ 。等式 (6) 阐明了  $P_{MATCH}$  和  $R_L$  之间的关系。

$$P_{MATCH} = \frac{V_S}{2} \times \frac{I_L}{2} = \frac{V_S^2}{4 \times R_L} \quad (6)$$

驱动器的对称性很高，因此可以假定接通时间  $t_{SON}$  和断开时间  $t_{SOFF}$  是完全相同的，即， $t_{SON} = t_{SOFF}$ 。三角形的面积表示开关电量，可通过等式 (7) 计算得到。

$$E_{SON} = E_{SOFF} = \frac{1}{2} \times P_{MATCH} \times (t_{ON} - t_{ONdelay}) \quad (7)$$

橙色的长方形表示当 DMOS 功率元件处于导通状态时，损耗的电量  $E_{RON}$ ，通过等式 (8) 即可轻松算出。

$$E_{RON} = R_{DS(ON)} \times I_L^2 \times t_{RON} \quad (8)$$

综上所述，可以利用等式 (9)，计算出 DMOS 功率元件的功率损耗。

$$P = \frac{(2 \times E_{SON} + E_{RON})}{t_{CYCLE}} \quad (9)$$

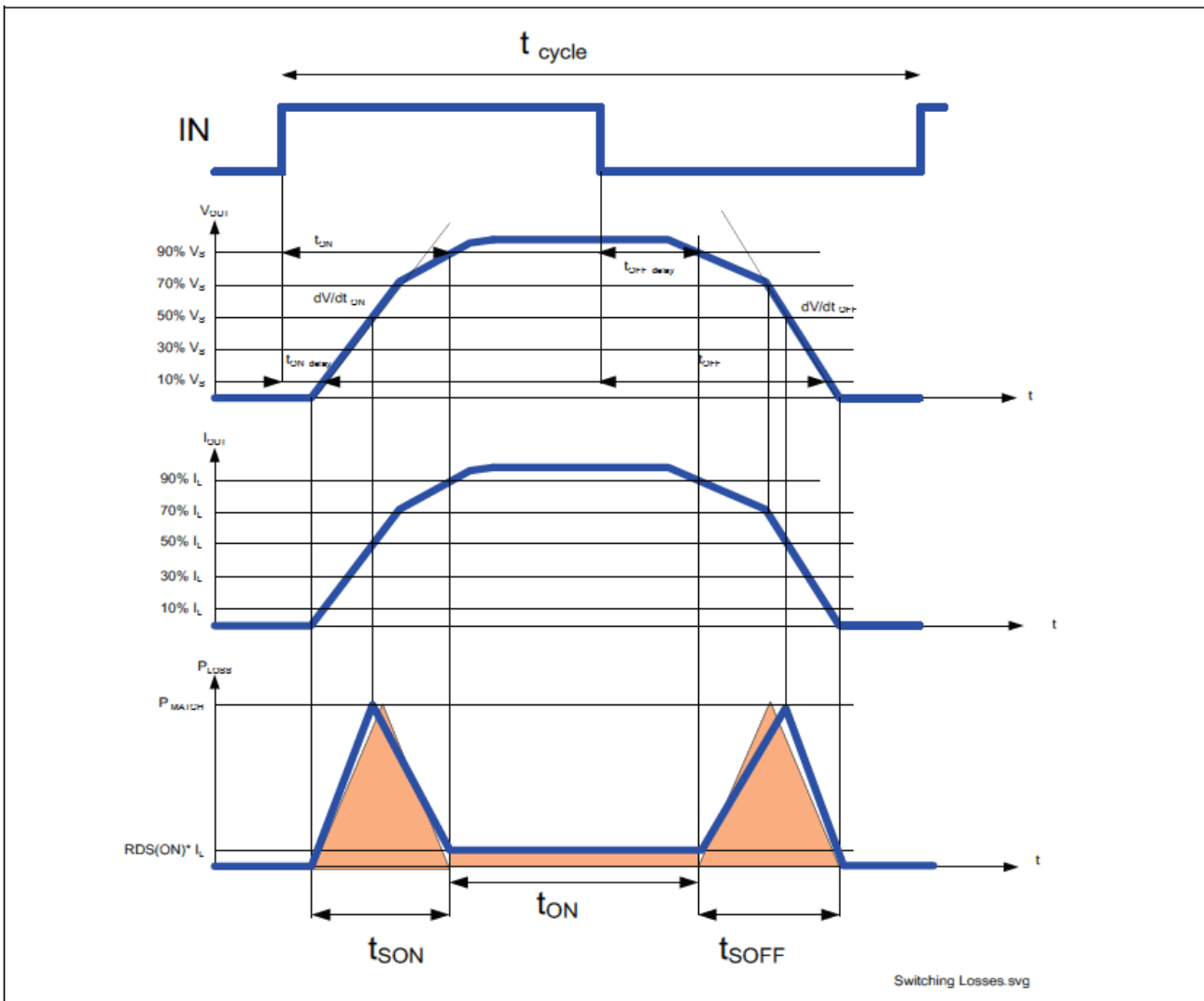


图 41 功率损耗计算方法

## 7.6 采用脉宽调制输入时的开关性能

脉宽调制是一种特殊情况，在这种情况下，循环时间  $t_{\text{CYCLE}}$  是脉宽调制频率  $f_{\text{PWM}}$  的倒数。若要使用脉宽调制波形，必须考虑到 PROFET™ +24V 的四个限制：功率损耗、电磁辐射，开关时间和诊断限制。以下将描述功率损耗和开关时间。电磁辐射和诊断限制将在专门的章节中详加讨论（第 9.8 节和）。

图 42

### 7.6.1 功率损耗造成的 PROFET™ + 24V 脉宽调制限制

用脉宽调制波形来驱动负载的能力，往往受限于应用中允许的最高功率损耗。当脉宽调制频率  $f_{\text{PWM}}$  高或负载的电阻相对较低时，这一点至关重要。（功率损耗的具体计算方法，请参见第 7.5 节）关于应用可支持的最高功率损耗的计算方法，请参见第 7.7 节。如果器件的功率损耗高到不可接受，最简单的解决办法就是要么降低  $f_{\text{PWM}}$ ，要么使用  $r_{\text{DS(ON)}}$  更低的器件。



图 43 所示为驱动 2 x 21W 灯泡时，BTT6050-2EKA 中发生的功率损耗。图中显示了当脉宽调制频率分别为 0、100Hz 和 200Hz 时，24V 脉宽调制稳压电压造成的功率损耗。假设开关时间为  $t_{\text{SON}} = t_{\text{SOFF}} = 65\mu\text{s}$ 。

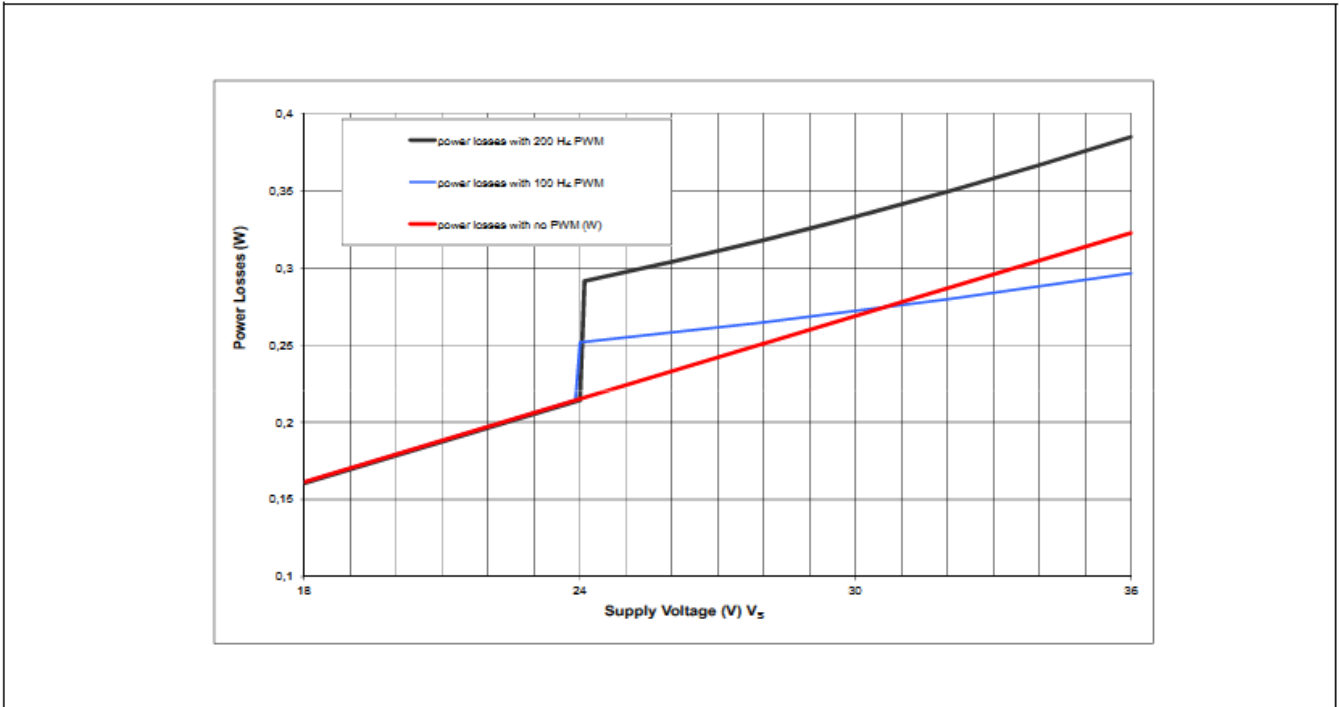


图 43 以 2 x 21W 卡车灯泡为负载，采用 24V 脉宽调制稳压电压时，BTT6050-2EKA 发生的功率损耗。 $V_{\text{PWM}} = 24\text{V}$

### 7.6.2 PROFET™ +24V 在 12V 系统中的使用

尽管 PROFET™ +24V 专为 24V 系统而设计，它也可按需求用到 12V 应用上。但，此时功率瓦特相对于 24V 系统中的功率瓦特应减半，如 24V 系统中的 2x21W 卡车开关在 12V 汽车中则变为单个 21W。图 44 显示了驱动 2 x 21W 汽车灯泡时，BTT6050-2EKA 里的功率损耗。图中显示了当脉宽调制频率分别为 0、100Hz 和 200Hz 时，13V 脉宽调制稳压电压造成的功率损耗。假设开关时间为  $t_{\text{SON}} = t_{\text{SOFF}} = 65\mu\text{s}$ 。

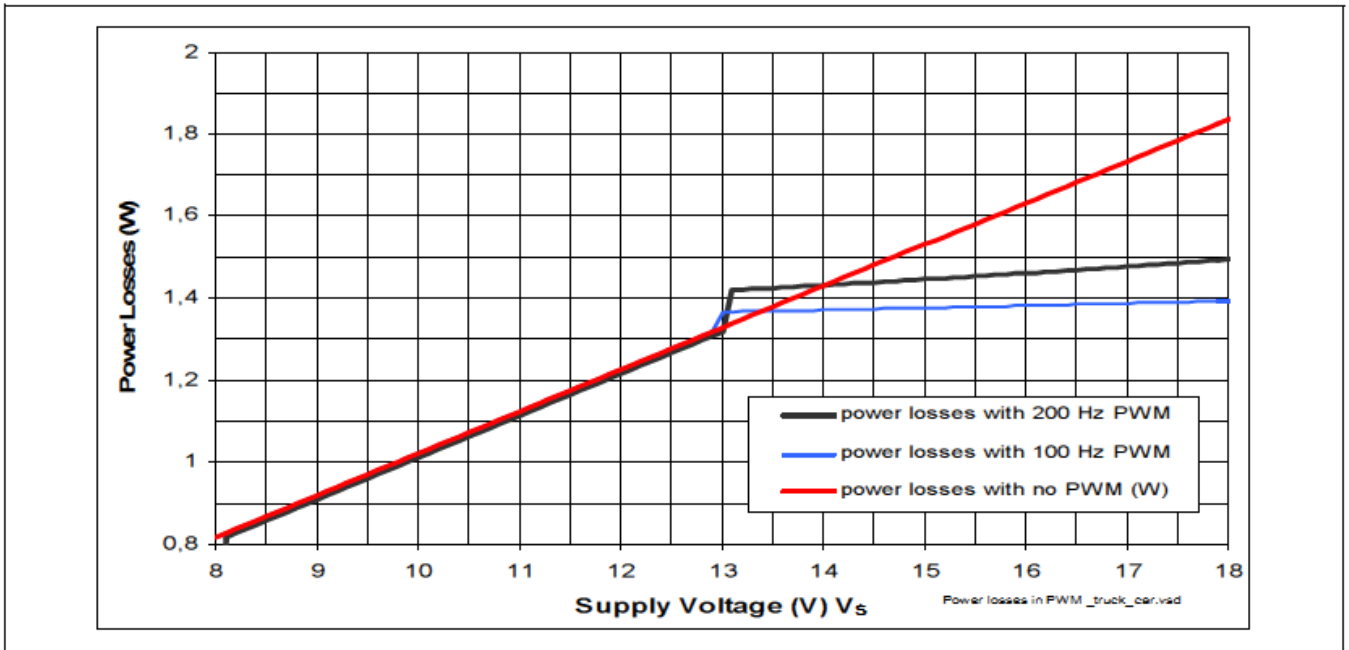


图 44 以 2 x 21W 汽车灯泡为负载，采用 13V 脉宽调制稳压电压时，BTT6050-2EKA 发生的功率损耗。  $V_{PWM} = 13V$

### 7.6.3 开关时间造成的 PROFET™ + 24V 脉宽调制限制

要确定最短接通时间，有必要界定 DMOS 功率开关是在什么时候确实处于接通状态。假定，当输出电压达到至少  $V_s$  的 90% 时，DMOS 便处于接通状态。如第 7.4 节所述，PROFET™+24V 的开关顺序是确定的。最短接通时间  $t_{RON}$  表示开关接通的最短时间。参考图 45。达到  $V_s$  的 90% 所需的规定接通时间  $t_{ON}$  确定了接通开关最快的输入脉冲。在这样的输入脉冲长度条件下， $t_{RON}$  比断开延迟  $t_{OFF\_delay}$  短，这也是 PROFET™ +24V 可实现的最短接通时间。假设输出电压低于  $V_s$  的 10% 时，开关处于断开状态，则可通过类似的例子来表明受限于  $t_{ON\_delay}$  的最短断开时间。

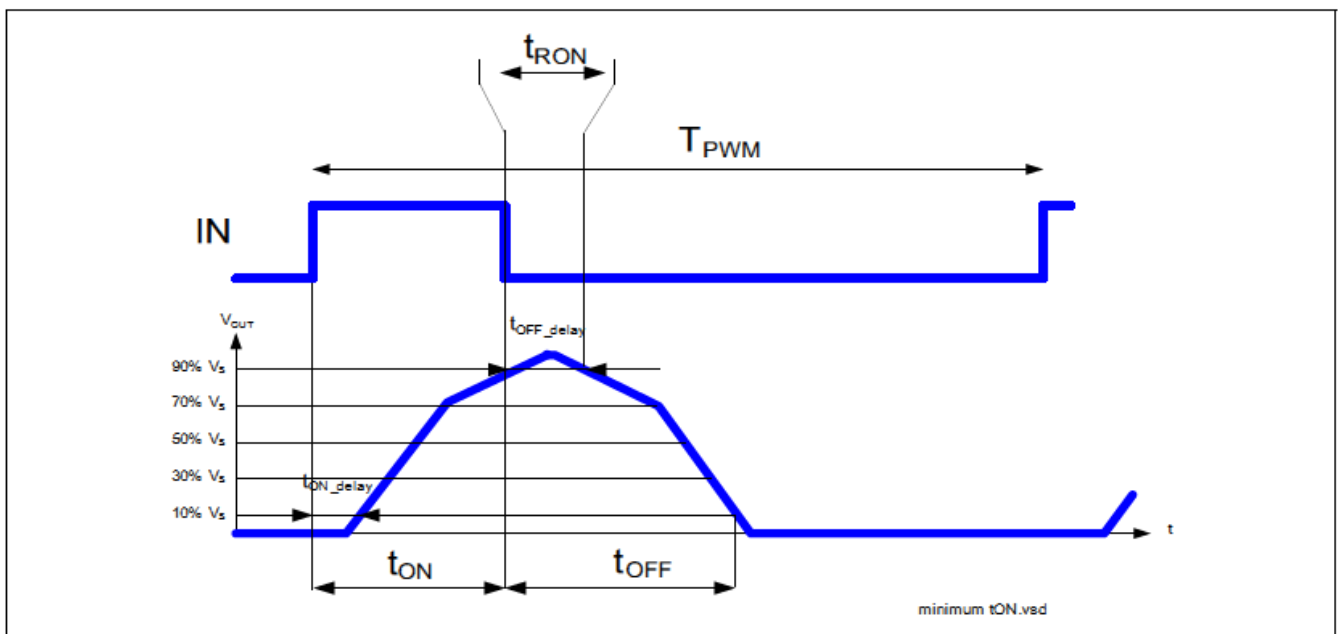


图 45 最短接通时间  $t_{RON}$

## 功率级

$t_{\text{OFF, delay}} * f_{\text{PWM}}$  乘积即为该器件可支持的最短工作循环  $d_{\text{MIN}}$ 。此时，将脉宽调制输入参数与相应的脉宽调制输出参数作比较是有用的做法。要执行比较，必须知道 PROFET™ +24V 的精确度、最短和最长工作循环以及最大  $f_{\text{PWM}}$ 。表 8 所示为这种比较的一个示例。器件的对称性越好，精确度和分辨率就越高（见第 7.4 节）。对称性可用接通/断开匹配参数  $\Delta t_{\text{sw}}$  来表示。

表 8 PROFET™ +24V 脉宽调制开关时间限制

参数	符号	公式	$f_{\text{PWM}} = 100\text{Hz}$	$f_{\text{PWM}} = 200\text{Hz}$	$f_{\text{PWM}} = 400\text{Hz}$	$f_{\text{PWM}} = 1\text{kHz}$	单位
周期	$T_{\text{PWM}}$	$1/f_{\text{PWM}}$	10	5	2.5	1	ms
输出端的最短工作循环	$d_{\text{OUTMIN}}$	$t_{\text{OFFdelay}}/T_{\text{PWM}}$	0.7	1.4	2.8	7	%
输入端的最短工作循环	$d_{\text{INMIN}}$	$t_{\text{ON}}/T_{\text{PWM}}$	1.5	3	6	13	%
输出端的最长工作循环	$d_{\text{OUTMAX}}$	$t_{\text{ON, delay}}/T_{\text{PWM}}$	99.3	98.6	97.2	93	%
输入端的最长工作循环	$d_{\text{INMAX}}$	$t_{\text{OFF}}/T_{\text{PWM}}$	98.5	97	94	85	%
精确度	$a_{\text{PWM}}$	$\Delta t_{\text{sw}}/T_{\text{PWM}}$	0.25	0.5	1	2.5	%

必须注意的是，分辨率主要取决于软件和单片机。PROFET™ +24V 仅对分辨率的精确性有影响。

## 7.7 关于散热性能的考虑事项

PROFET™ +24V 器件采用的是裸焊盘封装。相比于非裸焊盘封装，裸焊盘封装具备卓越的结-壳间热阻 ( $Z_{\text{TH(JA)}}$  特性)。采用裸焊盘封装的 PROFET™ +24V 器件也具有更好的电源波动和浪涌承受能力。两个不同方面的散热性能，对系统造成了限制：

### 7.7.1 最高结温

PROFET™ +24V 应当保持低于  $T_{\text{J(SC)}} = 150^\circ\text{C}$ 。等式 (10) 为其限制机制的算术表达。

$$P_{\text{MAXTJ}} = \frac{T_{\text{J(SC)}} - T_{\text{MODULE}}}{R_{\text{THJA}}} \quad (10)$$

可以算出最小功率 1W（高环境温度和/或散热性能差）和最大功率 2W。通常，1.4W 的最高功率可实现良好的性能。

### 7.7.2 最高壳温

PROFET™ +24V 的壳温应当保持低于电路板 PCB 的破坏温度。这个温度随应用的不同而不尽相同。作为良好参照，英飞凌认为标准 FR4 的最高  $T_{\text{C}} = 130^\circ\text{C}$ 。等式 (11) 所示为其限制机制的算术表达。

$$P_{\text{MAXTC}} = \frac{T_{\text{CMAX}} - T_{\text{MODULE}}}{R_{\text{THJA}} - R_{\text{THJC}}} \quad (11)$$

### 7.7.3 PROFET™ +24V 的最高功率

PROFET™ +24V 在应用中可以支持的最高功率受限于  $P_{\text{MAXTJ}}$  或  $P_{\text{MAXTC}}$ ，以数值较小者为准。表 9 列出了在不同的环境温度和热阻条件下， $P_{\text{MAXTJ}}$  或  $P_{\text{MAXTC}}$  怎样限制该器件最大功率的一些例子。

假设电路板 PCB 的最高温度为 130° C。

表 9 当电路板的最高温度为 130° C 时，裸焊盘封装与非裸焊盘封装之比较

Ambient Temp	Package	$R_{THJC}$	$R_{THJA}$	Max power due to PCB temperature <sup>1)</sup>	Maximum power due to junction temperature <sup>2)</sup>	Maximum power
85	Exposed	1	30	1.6	2.2	1.6
	Exposed	1	40	1.2	1.6	1.2
	Exposed	1	50	0.9	1.3	0.9
	Standard	15	50	1.3	1.3	1.3
	Standard	15	60	1.0	1.1	1.0
	Standard	15	70	0.8	0.9	0.8
105	Exposed	1	30	0.9	1.5	0.9
	Exposed	1	40	0.6	1.1	0.6
	Exposed	1	50	0.5	0.9	0.5
	Standard	15	50	0.7	0.9	0.7
	Standard	15	60	0.6	0.8	0.6
	Standard	15	70	0.5	0.6	0.5

1)  $T_C < 130^\circ C$

2)  $T_J < 150^\circ C$

表内文字:

Ambient Temp:环境温度

Package:封装

Exposed:裸焊盘

Standard:标准

Max power due to PCB temperature:受限于电路板温度的最高功率

Maximum Power due to junction temperature:受限于结温的最高功率

Maximum power:最大功率

## 7.8 反向电流

在应用中，有四个主要原因会造成反向电流：驱动容性负载；输出端连接至电池（故意或意外）、驱动感性负载和严重的交流发电机纹波电流。

### 7.8.1 容性负载

图 46 所示为容性负载导致反向电流的典型情况。

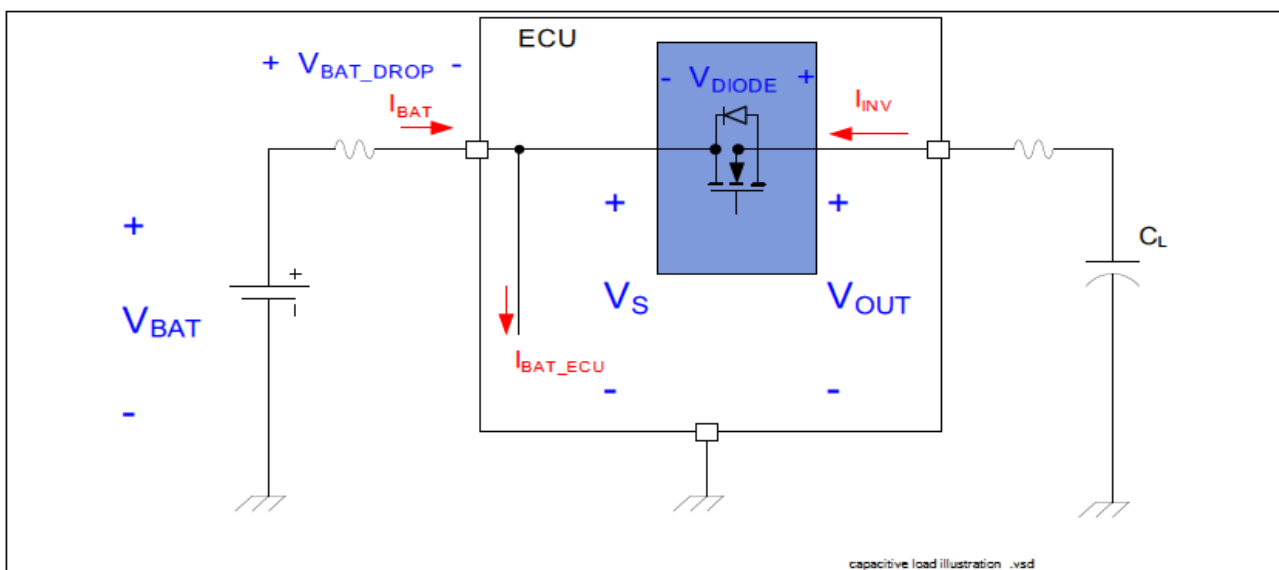


图 46 容性负载造成反向电流演示

$C_L$  被充电至电压  $V_{OUT}$ 。模块内部施加的浪涌电流  $I_{BAT\_ECU}$  引起模块的电源线路上发生电压降  $V_{BAT\_DROP}$ 。其后果是，模块的电源电压  $V_S$  会降至低于  $V_{OUT}$ 。在严重的  $I_{BAT\_ECU}$  浪涌事件中， $V_{OUT}$  和  $V_S$  之间的差值足以激活内部寄生二极管 ( $V_{BAT\_DROP} > V_{diode}$  例如 300mV) 或者利用功率 DMOS 的  $R_{DS(ON)}$  来促使  $I_{INV}$  电流开始流动。

### 7.8.2 输出端连接至电池

对电池短路与容性负载非常相似，唯一的区别是，可以假定，对电池短路会造成永久的反向电流。发生对电池短路时， $V_{OUT}$  即为  $V_{BAT}$ 。 $V_{BAT\_DROP}$  可能一直保持超过 300mV，这会对开关造成额外的应力。请参见第 6.2 节。

### 7.8.3 感性负载

对于诸如全桥电机等感性负载，电流既可以在该电机桥的低边，也可以在其高边续流，使得电流反向流向开关。

### 7.8.4 交流发电机纹波电流

当交流发电机的负载电流很高时，交流发电机通常会生成非常显著的纹波电流。作为良好参照，英飞凌采用的参数是，模块电源电压  $V_S = 3V$  的峰-峰纹波电压，最低频率 1kHz，最高频率 20kHz。当纹波为负斜率时，电容  $C_L$  足以向负载提供电流。在这种情况下，开关处于导通状态，电流缓慢降低，直至越过零位线并继续在负方向上流动，电流受限于开关的  $R_{DS(ON)}$  或体二极管。图 47 所示即为这种情况，假设利用一个  $50\mu F$  电容，将一个 3A 阻性负载解耦，并且纹波电流的纹波频率为 1kHz。本例所用器件为 BTS5045-2EKA。

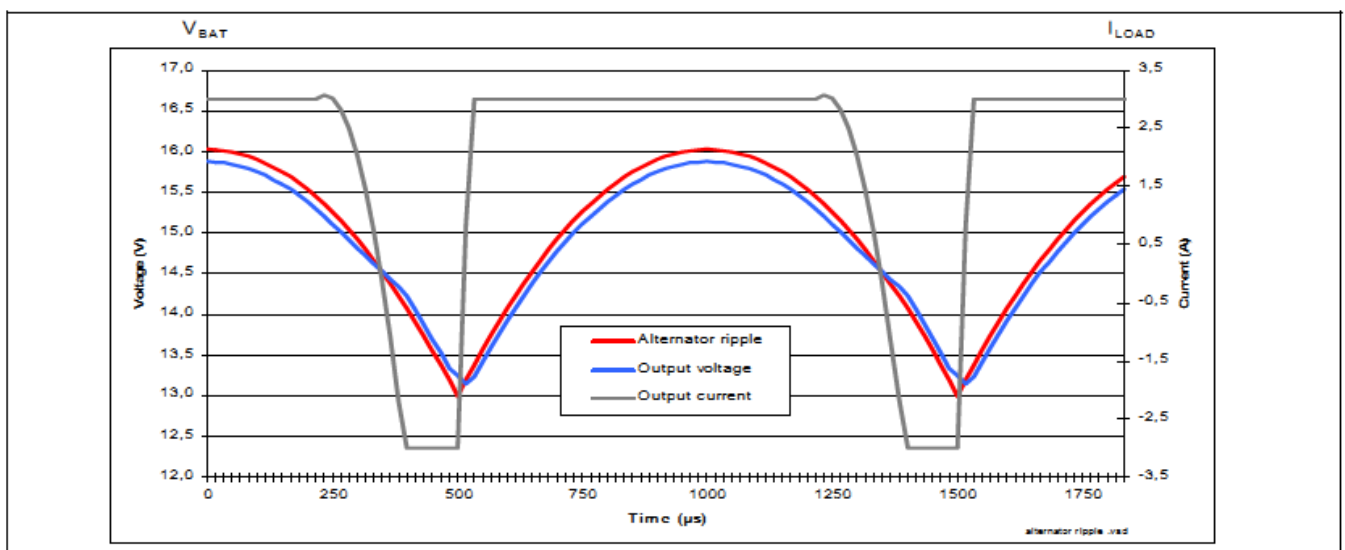


图 47 交流发电机纹波电流。容性负载条件下 PROFET™ +24V 的电压和电流

### 7.8.5 对 PROFET™ +24V 的影响

当发生反向电流时，由于内部的寄生作用，可能出现两种现象。当反向电流  $I_{INV}$  很高，大大高于器件的标称电流  $I_{L(NOM)}$  时，寄生电感可能导致相邻通道被接通或断开（当然是在具有两个或多个通道的器件中）。如图 48 所示，第二个效应是，如果输入引脚（IN）上的输入被改为高电平，而反向电流正在流动（请参见第三种情况），那么，DMOS 功率开关不会被接通。在所有其他情况下，该 MOSFET 将根据输入引脚（IN）的逻辑电平进行切换。反向电流也会影响器件的诊断功能。请参见第 9 节。

数据表中的参数  $I_L(INV)$  表示，当电流低于该值时，相邻通道不会发生寄生作用，也不会发生寄生诊断。

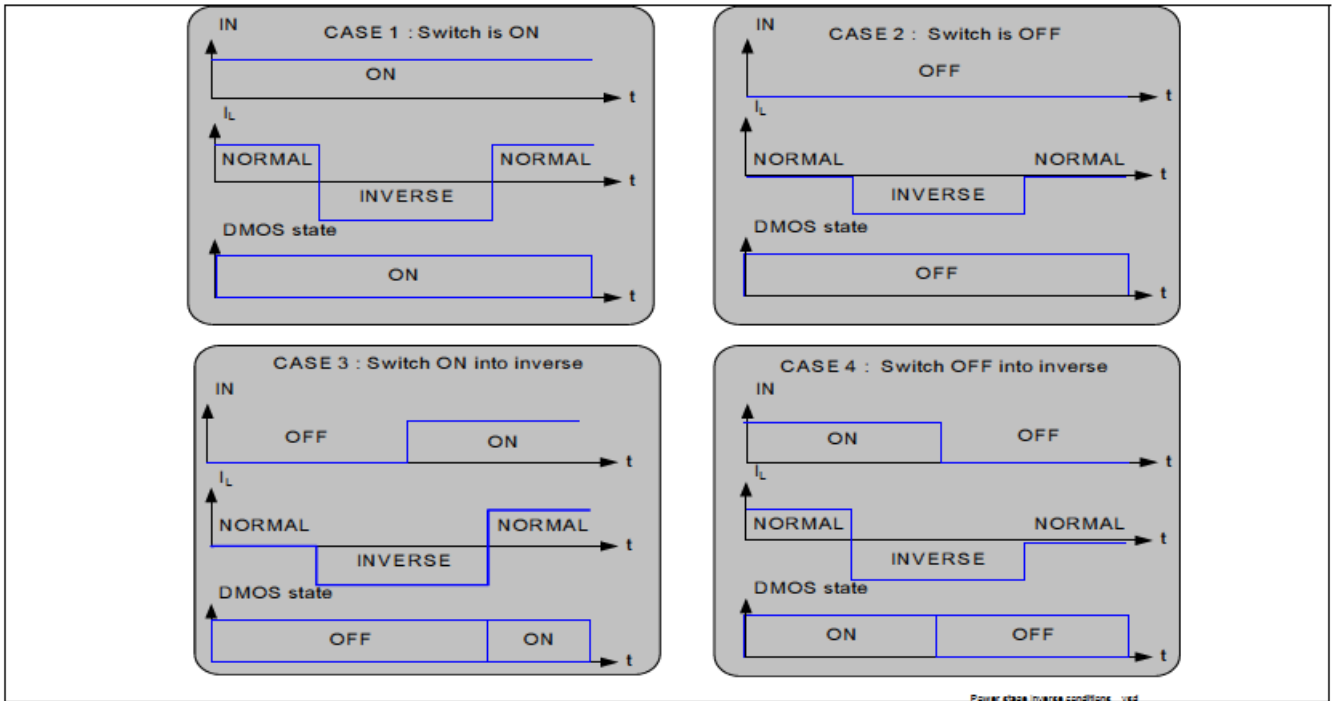


图 48 发生反向电流时 PROFET™ +24V 运行状态

## 8 保护

全面的保护功能集是 PROFET™ +24V 开关的最重要的特性之一。

### 8.1 带隙

PROFET™ +24V 具备嵌入式带隙基准电路。尽管该带隙基准电路本身并非保护电路，但大多数保护电路都依赖于这个基准电压。带隙基准电压为  $V_{BG} = 1.25V$ 。精确度比温度和电源电压高 4%。

### 8.2 对地短路

正如前面提到的（请参见第 6.1 节），对地短路是车辆中最常见的短路类型。因此 PROFET™ +24V 实现了多种保护机制，以免受到对地短路的损害。

#### 8.2.1 PROFET™ +24V 电流限制

同所有类型的功率 MOSFET 技术一样，PROFET™ +24V 中的 DMOS 开关不应超过特定功率或电流密度。功率密度反映了 DMOS 开关中每单位表面积的功率。因为功率  $P_{MOS} = V_{DS} * I_{MOS}$ ，并且  $P_{MOS}$  限制为一个常数，DMOS 可支持的  $I_{MOSMAX}$  可通过等式 (12) 计算出。

$$I_{MOSMAX} = \frac{P_{MOS}}{V_{DS}} = \frac{\text{Constante}}{V_{DS}} \quad (12)$$

有趣的是，根据该等式，0V 压降将产生无穷高的电流。显然，这只是理论上的，实际上，低压降产生的实际电流限值与导线连接点有关。该连接点最高只能支持某一固定电流值。与该技术有关的限制如图 49 中的曲线所示。蓝色曲线仅与 MOSFET 的功率密度相匹配。红色曲线描绘了总体器件限值。保护机制应当确保将电流限制于器件系统限值之下。

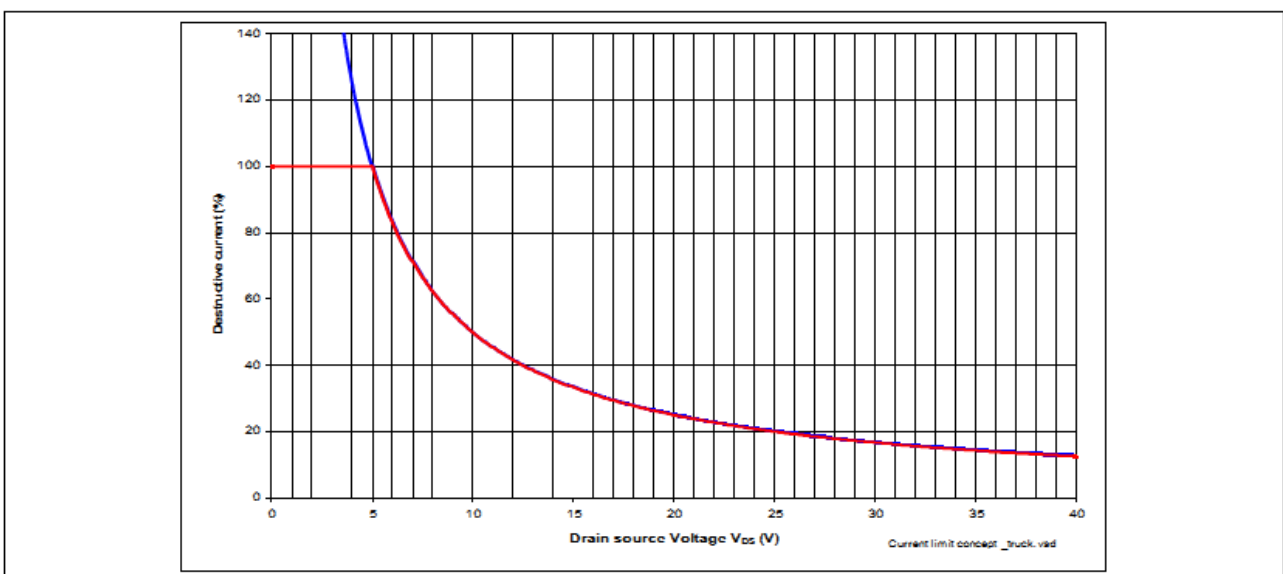


图 49 功率 DMOS 和封装 SOA

### 8.2.2 PROFET™ +24V 电流限制概念

PROFET™ +24V 器件可限制流经 DMOS 开关的电流。限制电流，而不跳闸的原因是，PROFET™ +24V 器件是专门设计用于驱动灯泡的。如第 5.1.3 节中所描述，灯泡在开启时会产生很高的浪涌电流。为确保即使在最糟的情况下，灯泡也能开启，有必要允许这股浪涌电流在短时间内流过。电流限制过程如图 50 所示，蓝色曲线表示公差。

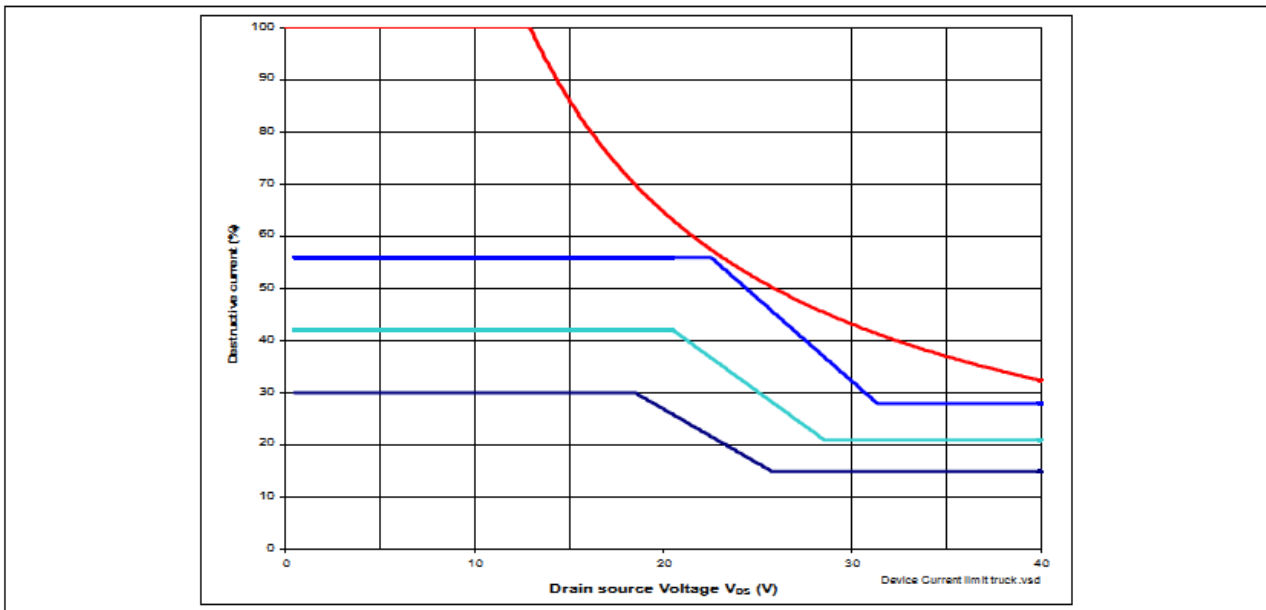


图 50 电流限制

如表 4 所示，每一只灯泡都会发生冲击电流。图 51 所示为灯泡开启时，PROFET™ +24V 受到的影响。橙色的直线表示灯泡的浪涌电流。只要  $I_{INRUSH}$  不达到电流下限（加速老化风险），就可将该器件视为适用于灯泡，因此当  $V_{DS}$  小于 3V 时， $I_{INRUSH}$  可能达到电流上限。此时，过温可能导致锁住器件。由于大多数浪涌电量以得到转换，软件会执行一次重启，以确保导通灯泡。



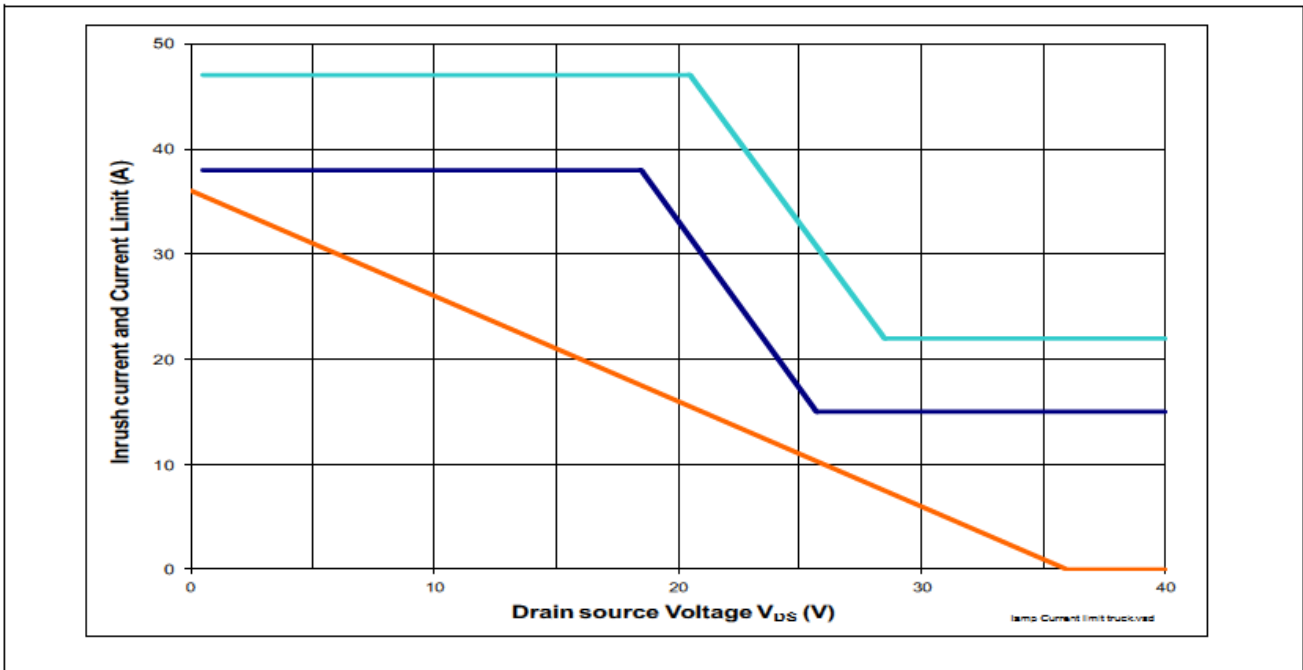


图 51 利用 BTT6050-2EKA 开启 2 只灯泡 (21W)。浪涌电流与电流限制之比较。

### 8.2.3 温度摆动限制

芯片的温度梯度如果很陡，会导致巨大的热机械应力，并且加剧器件老化乃至毁坏器件。温度梯度越小，PROFET™ +24V 可承受的循环数量就越多。最小 60K 温度摆动是一个很好的折衷值，既可用于开启灯泡，又能防止严重短路。图 52 所示为 2 x 50 mΩ BTT6050-2EKA 的硬件实现。图中对两颗分别用于测量 DMOS 和芯片温度的温度传感器做了比较。当温度梯度太陡时，通道将断开。为确保这个功能准确无误地起作用，得益于内置基准带隙，温度和扩散造成的偏差已大大降低。

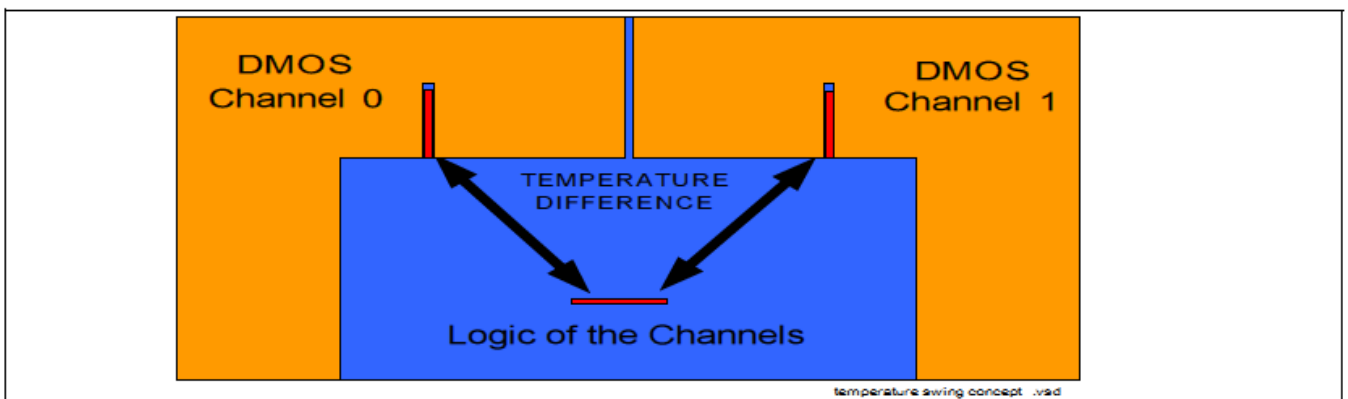


图 52 温度摆动限制机制

### 8.2.4 最高温度限制

该器件（芯片+封装）适用于最高  $T_J = 150^\circ\text{C}$  的结温范围。当结温高于此温度时，将触发芯片的过温传感器。当结温达到  $T_J = 175^\circ\text{C}$  时，该传感器将被激活。硬件设计师应当通过散热设计，确保器件在低于  $T_J = 150^\circ\text{C}$  范围内工作，如等式（10）。

### 8.2.5 重启策略

在冷灯泡的开启过程中，如果电池电压较高，器件的温度升高可能超过 60K。为确保灯泡可被开启（请参见第 5.1.3 节），即使在这样的条件下，仍可执行重启策略。由于这是一个闩锁器件，因此可能发生软件重启。输入引脚在 10ms 之前在低电平与高电平间翻转。如果温度摆动仍然很高，激活输出前，器件会显示延迟。参考图 53。

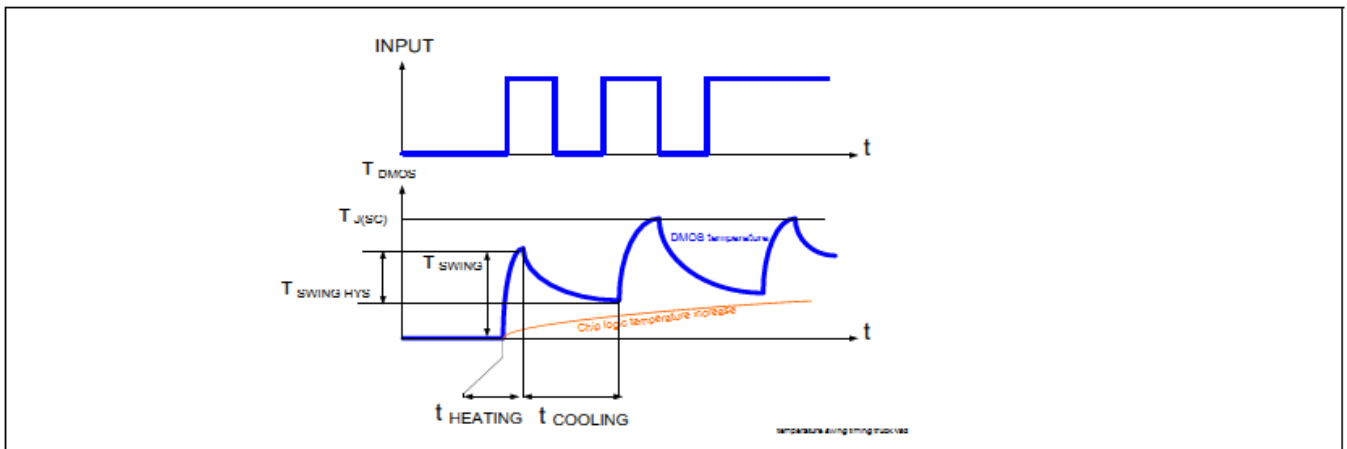


图 53 重启过程中 DMOS 结温变化

### 8.2.6 PROFET™ +24V 使用寿命限制

尽管为防止对地短路，PROFET™ +24V 在设计上做了很大的努力，但这种器件并非坚不可摧。为保护该器件，有必要将重启次数限于最低。参考图 54。通常，两次重试足以区分高浪涌电流和实际的短路情况。由于该器件是一个闩锁器件，在器件验证过程中测量出的短路事件也应被视为发生了一次短路事件。在图 54 例子中的两次短路应该计入到短路计数器中。

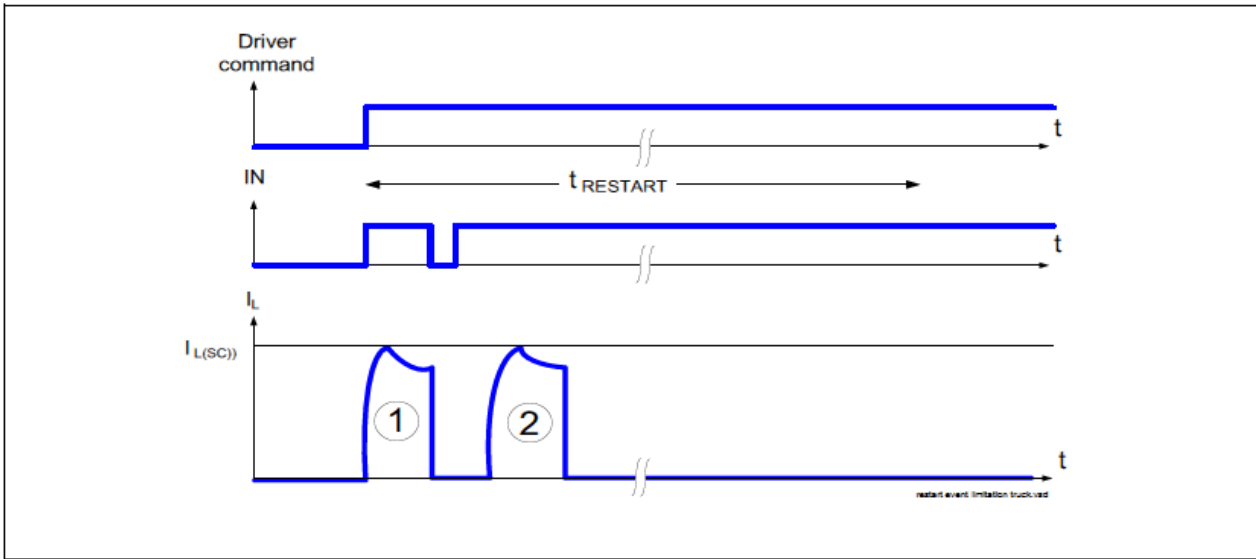


图 54 重启限制次数

### 8.2.7 激活限制

图 55 所示为遭受了重复性短路应力的 BTS5241L 的实物图。右侧的通道并未发生任何短路事件，而另一个通道却经历了数千次重复性短路。这从外观上证明了重复性短路事件造成的老化效应。

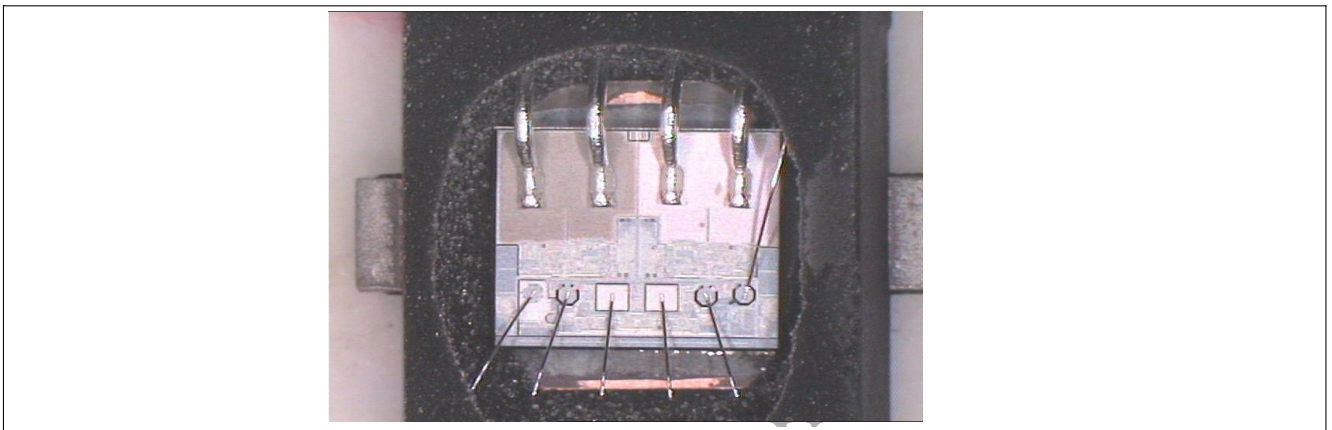


图 55 遭受短路应力的器件

一旦检测到短路，就应当执行真实性检查。通过再次将输入引脚（IN）状态从低电平改为高电平，以确保诊断的正确性，即可实现这一点。如果检测到一定数量的短路事件，那么，系统应当禁止由该开关控制的功能，直至车辆进入下一个点火循环。

要实现这个策略，必须创建一个计数器  $C_{DRIVE}$ 。 $C_{DRIVE}$  可用于计量在一个点火循环内， PROFET™ +24V 的每路输出发生的短路事件的次数（短路循环是指，  $T_{RESTART}$  之后，器件仍处于短路状态的短路事件）。当  $C_{DRIVE}$  达到预设值，负载将被禁止（即，不再激活）。

然后，另一个计数器  $C_{LIFE}$  将开始执行计量。应当将  $C_{LIFE}$  存储在诸如闪存或电可擦写可编程只读存储器（E<sup>2</sup>Prom）等非易失性存储器中。英飞凌根据短路鲁棒性测试的结果，在数据表中提供了数值  $C_{DRIVE} * C_{LIFE}$ 。

在第 5.4 节中，根据每个点火循环中的激活次数，大致划分了负载类型。尽管最终总是由汽车制造商做出决策，表 10 列出了特定负载类型的  $C_{DRIVE}$  建议值。

表 10 负载类型，引擎点火功能

司机激活次数	负载类型示例	平均激活时间	真实性检查执行者	达到 $C_{DRIVE}$ 后禁止
多	刹车灯	< 1mn	汽车司机	3 到 5 次
多	近光灯	> 1mn	汽车司机	3 到 5 次
中等	内饰灯	> 1mn	应用	5 次
中等	近光灯	> 1mn	应用	5 到 10 次
少	远光灯	> 1mn	应用	5 到 10 次

利用表 10，可以根据每个点火循环中的激活次数、平均司机激活次数和激活时间长短，实现软件策略。已知要经常使用的负载不需要自动重启。偶尔激活一次且长时间处于激活状态的负载，需要自动重启。图 56 所示为这两种可能性。 $T_{WAIT}$  由汽车制造商选择。(1s 到 2mn 范围内)。图 57 所示为建议的软件流程图。

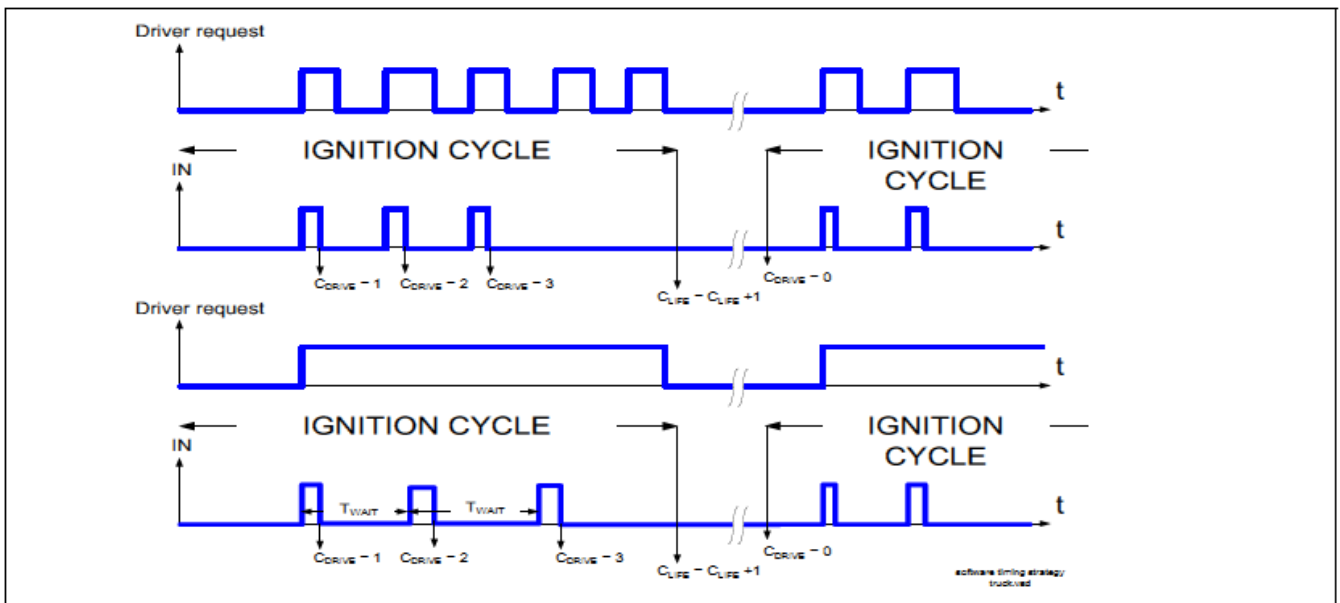


图 56 软件策略

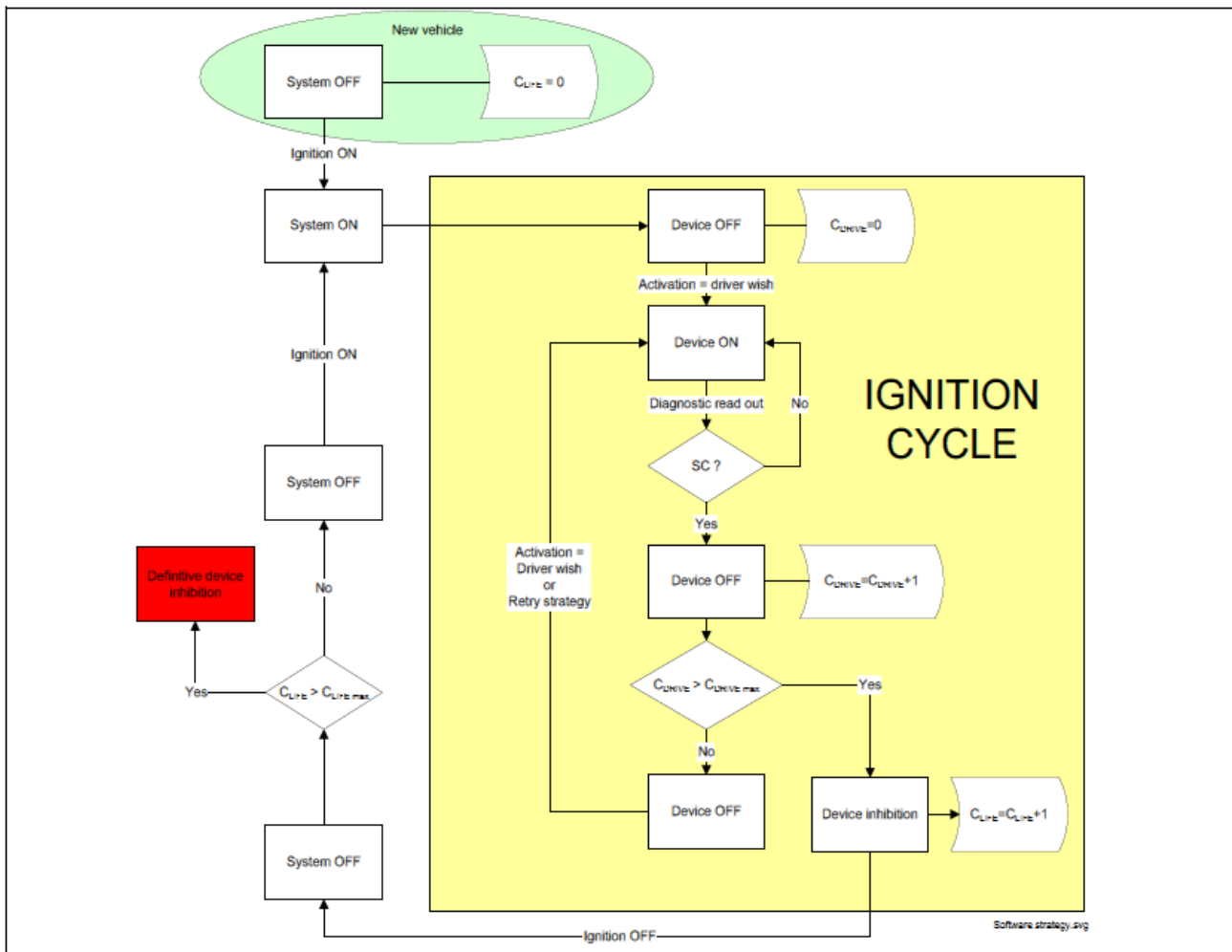


Figure 57 短路软件策略

### 8.2.8 使用长线束时的对地短路

相对于汽车，卡车应用中的一个特定要求就是广泛的从短到极长的多样化线束，参考图 58。在短路期间储存在线束中的感应电量不容忽视。

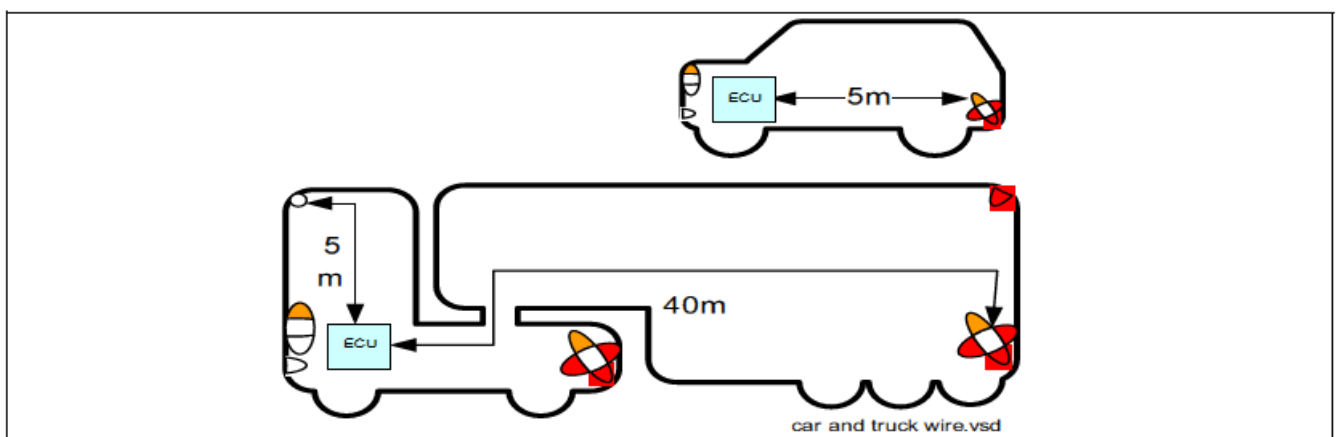


图 58 卡车架构及长电缆线束

AEC-Q100 中界定的短路定义, 已被废弃, 或者至少还需要讨论。图 59 是 BTT6050-2EKA, 46A 典型电流限制时的典型例子. 线束以  $16\text{m}\Omega/\text{m}$  and  $1\mu\text{H}/\text{m}$  增长, 代表了典型的  $1\text{mm}^2$  线束直径阻抗。电源电压为 28V。此时, 储存的电能最大, 因此大约在 28m 时, 短路应力达到最大值。如果线束更长, 那么器件不在活跃地限制电流。

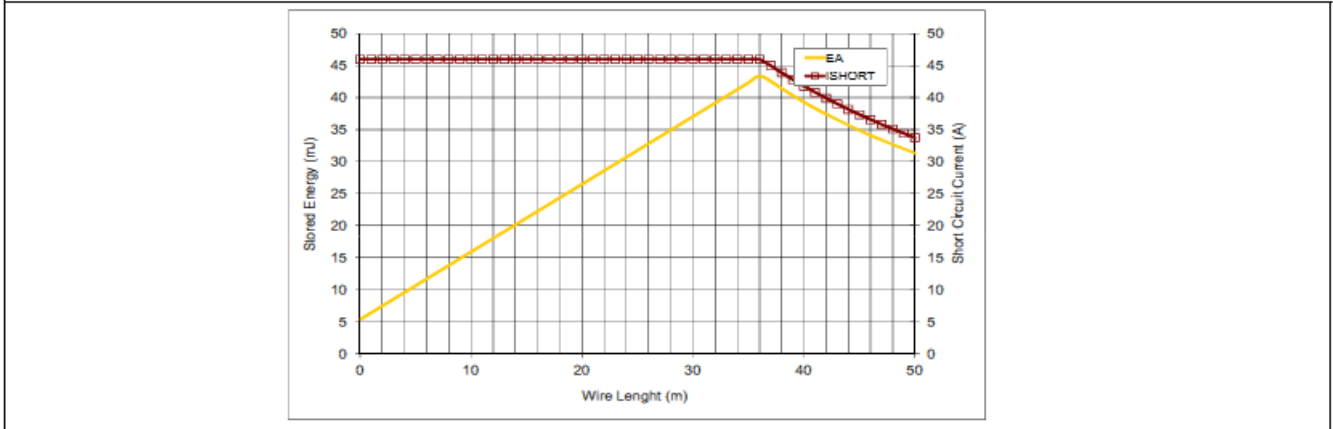


图 59 长电缆线束以及短路事件中所储存的感应电量

### 8.3 对电池短路

对 PROFET™ +24V 器件而言, 对电池短路可能是极为严重的应力事件。请参考第 6.2 节和第 7.8 节。有多种应对措施可以实现, 其中, 最佳解决方案是在输出端加装一个串联二极管。虽然从理论上讲, 这个解决方案很好, 但其成本往往高得令人望而却步。替代策略是, 确保不会有过量电流流经器件。要实现这一点, 系统必须执行对电池短路测试。如果测试结果表明存在对电池短路, 则不能断开 PROFET™ +24V 的电池电源线路。如果电池电源线路不可用 (例如, 因熔丝熔断), 替代办法是使用功率 PROFET™ 来执行智能重启。最后, 关断连接至该故障电源线路的所有器件, 以降低体二极管中的反向电流。图 60 对这三种方案进行了总结。

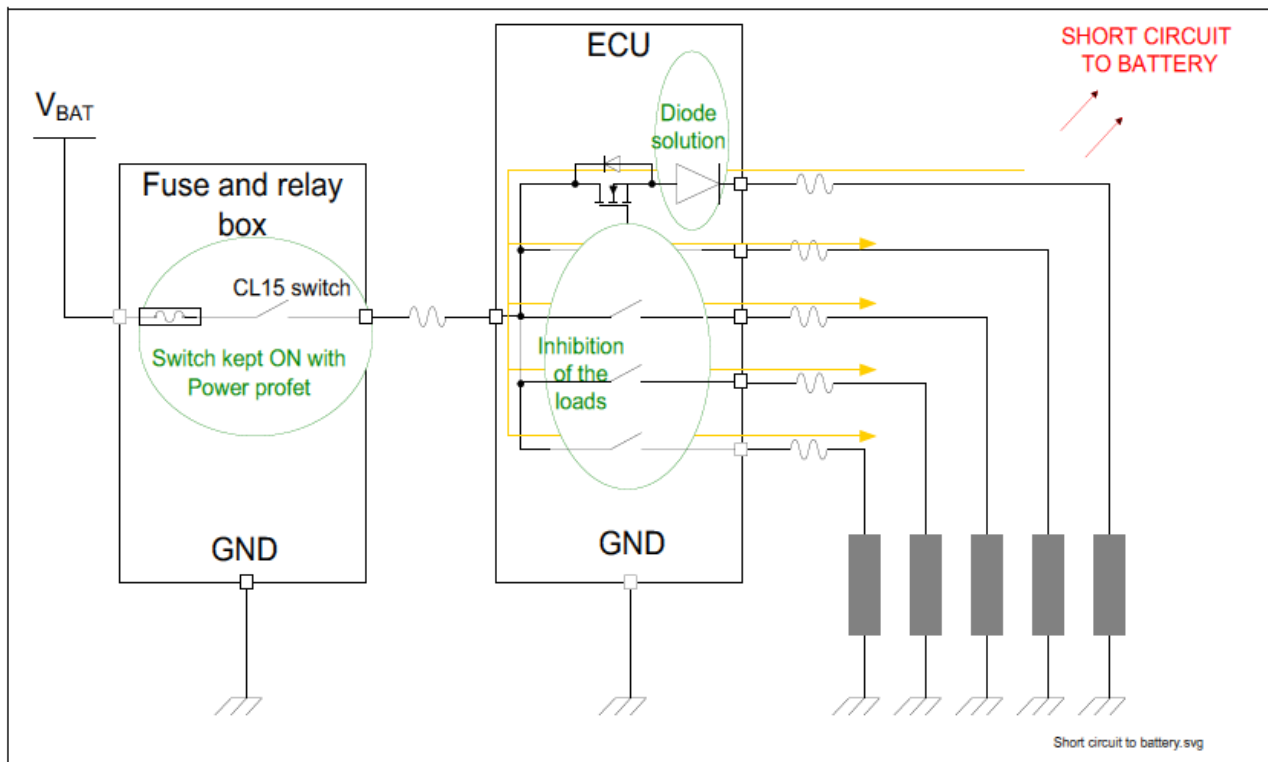


图 60 对电池短路保护机制

#### 8.4 负载开路

对器件而言，负载开路不被视为破坏性事件。

#### 8.5.7 电池失效

对于纯电阻型负载和线束，当开关处于接通状态时，电池失效对器件的鲁棒性没有影响。如果是电感型负载和线束，存储在电感中的电量将造成额外的问题，必须谨慎地加以处理。图 61 所示即为这种情况下的系统设置。

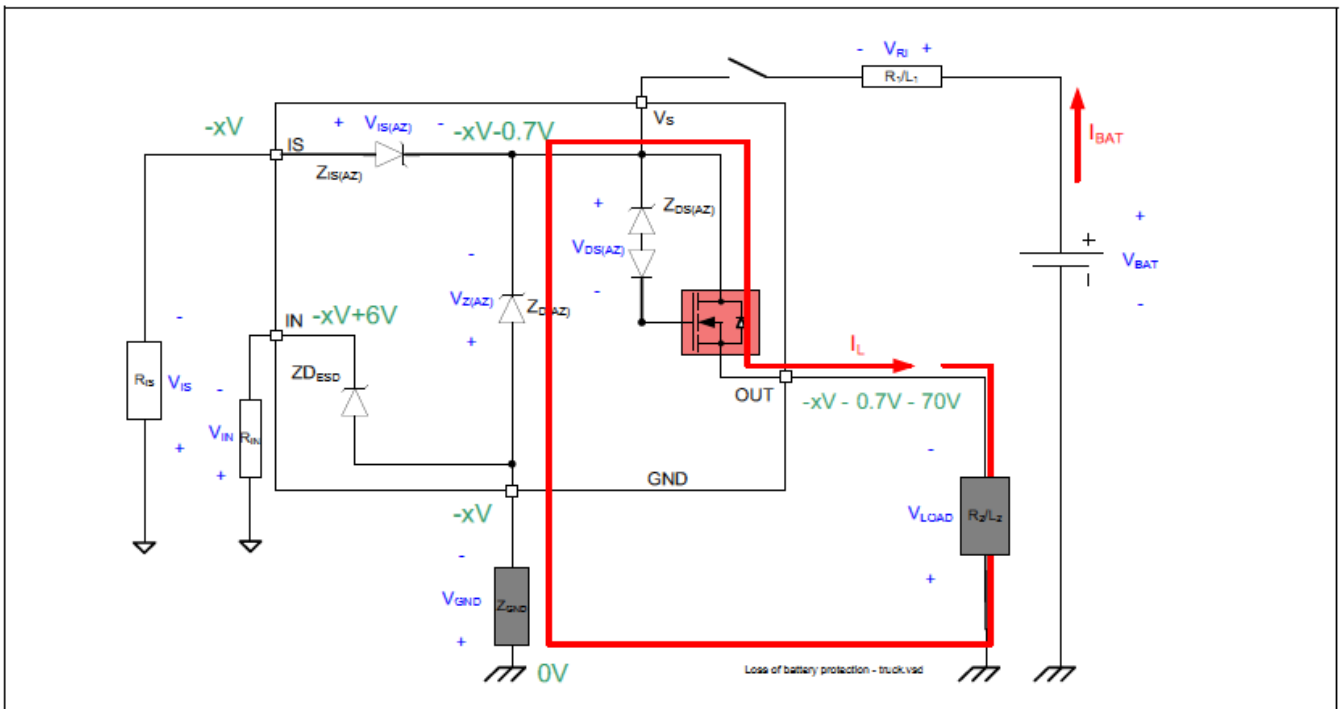


图 61 感性负载失效

在电感作用下，电流寻找最容易流过的通道（电阻最低的通道）。这个通道存在于接地电路和过压  $Z_D(AZ)$  二极管的续流中。为此，有必要让电流在接地电路中反方向流动，否则，引脚上将出现高达数千伏的电压。功率 DMOS 大得足以处理这些电量，但  $Z_D(AZ)$  二极管却没那么强健。要具备与之相当的鲁棒性，意味着接地 DMOS 必须同功率 DMOS 一样大，这在经济上是行不通的。在标称电流条件下，PROFET™ +24V 器件可处理线束产生的最高 10  $\mu$ H 的电感。对于电流和/或电感高于上述值的应用，有必要为器件或负载并联一个外接续流二极管，以处理这些能量。

### 8.6 负载间短路

负载间短路通常对应用没好处，因为这会影响到电路板走线、接插件和线束。对于 PROFET™+24V，其后果主要取决于短路导致增加了哪个额外负载。

以一个极端情况为例，一只 70W 灯泡与一只 5W 灯泡之间的短路，将不会对 70W PROFET™ +24V BTS5020-1EKA 驱动器造成什么影响，但会令 5W PROFET™ +24V BTS5100-2EKA 驱动器发生对地短路。

归功于嵌入式温度摆动限制机制，PROFET™ +24V 能够开启过载浪涌。如果环境温度低于系统的设计上限环境温度，那么，PROFET™ +24V 既有可能在很长时间之后才执行过热关断，也可能根本不执行过热关断。尽管如此，过流事件会缩短其使用寿命。

要确定器件的可接受最高电流，必须知道其  $Z_{TH}(JA)$  参数。任何在被施加一段时间后，导致温度摆动超过 60K 的电流，均被视为超出额定范围。这样的电流会加速 PROFET™ +24V 的老化。图 62 举例说明了每种 PROFET™ +24V 所能处理的最大电流。



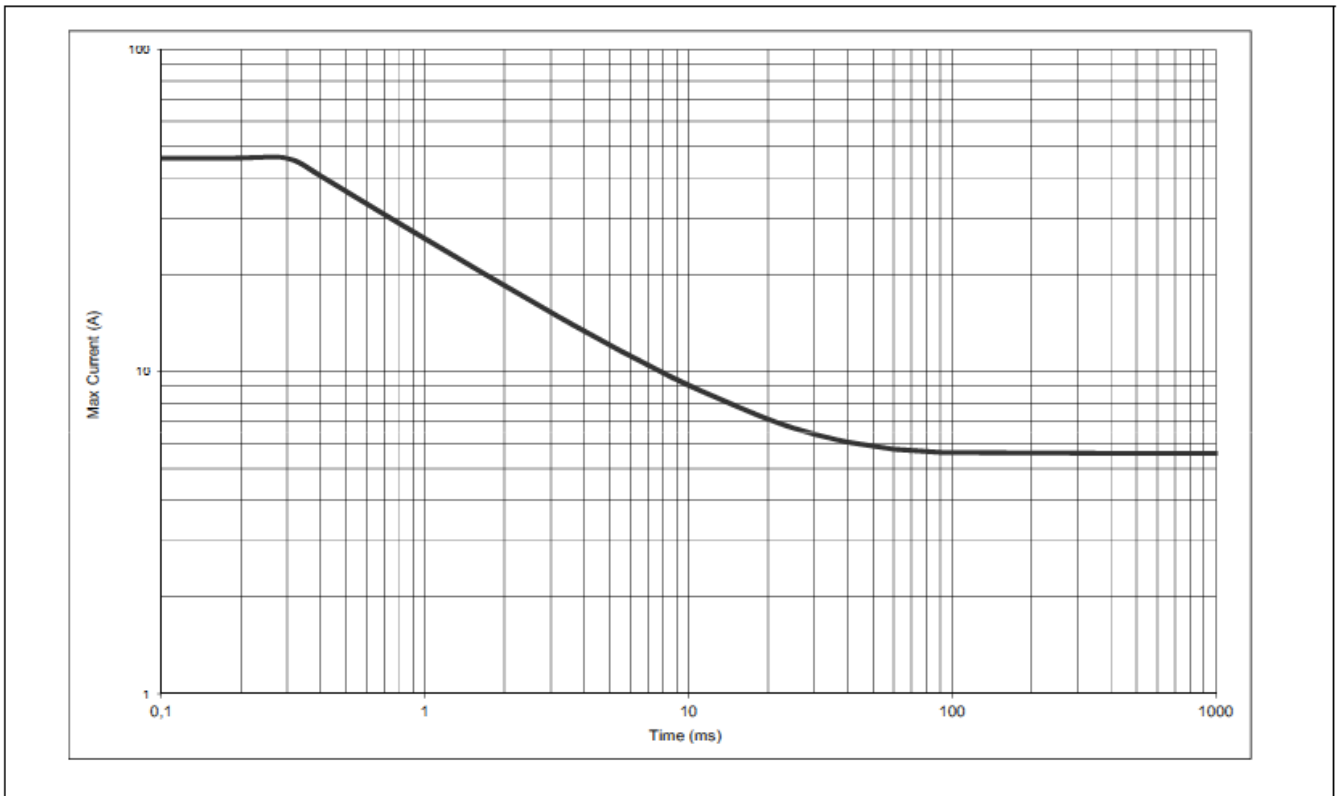


图 62 造成 60K 温度摆动的典型电流/时间关系

## 8.7 欠压

低电源电压条件会带来两个必须应对的挑战：保护和开关能力。参考 [图 63](#)。

### 8.7.1 保护

归功于内置带隙 (BG) 基准电路, PROFET™ +24V 器件实现了欠压保护。有效的带隙允许器件接通。在这种情况下, 所有保护机制均可发挥作用。电源电压不足造成的无效带隙, 将使得 PROFET™ +24V 关断。当带隙处于有效状态时, 电荷泵 (CP) 电压不一定是有效的, 然而, 电荷泵将受到监测, 并且当电荷泵电压处于无效状态时, 带隙将阻止开关接通。

### 8.7.2 开关能力

PROFET™ +24V 接通并达到正确的  $r_{DS(ON)}$  区域的能力, 取决于电荷泵驱动功率 DMOS 晶体管的栅极的能力 (见 [第 7.3 节](#))。在数据表中, 这由在  $V_{NOM}$  范围内的电源电压  $V_S$  决定。当电源电压  $V_S$  低于该范围时, 达到欠压区域之前的情况极其重要。如果电源电压  $V_S$  是在下降, 那么, 器件将保持接通, 直至达到  $V_S(UV)$  范围内的某个阈值。这是假定, 输入引脚 (IN) 保持在高电平。如果电源电压  $V_S$  是在上升, 那么, 当电源电压  $V_S$  达到阈值  $V_S(OP)_{EXT}$  时, 器件将被接通。[图 63](#) 所示为电源电压在三个区域内随时间而变化的状态。

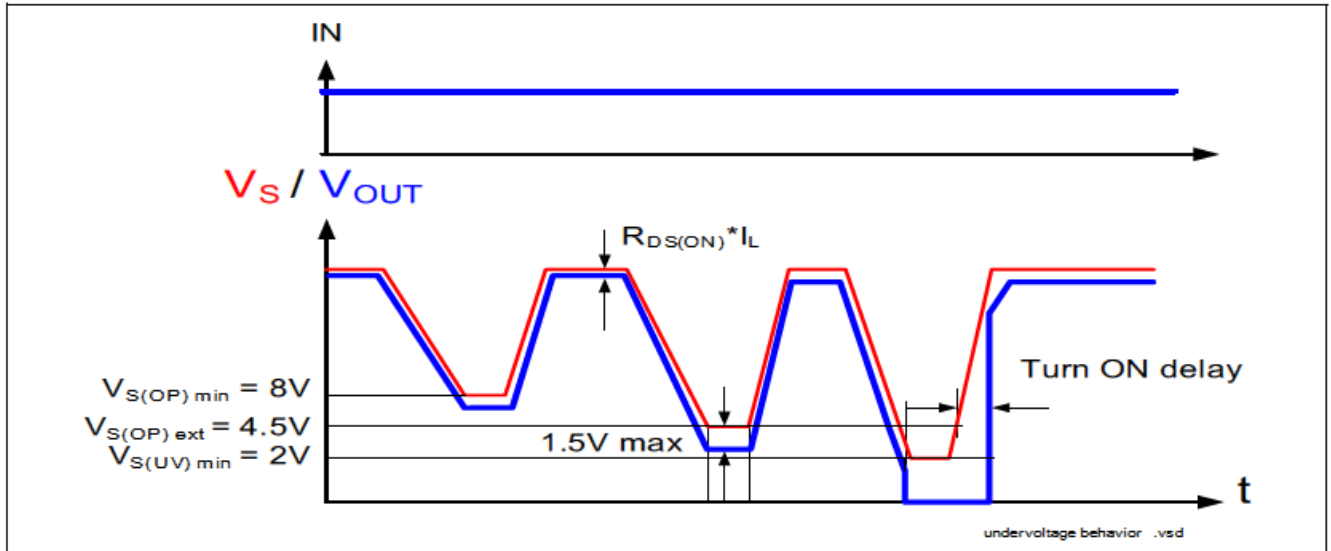


图 63 欠压复位和升压测试中电源电压的状态

### 8.7.3 点火

点火时，取决于汽车制造商设置的最低电压  $V_{CRK\_MIN}$ ，先前处于接通状态的开关可能关断。参考图 64。当电源电压  $V_S$  再次升高时，开关将自动重启，并且如果输入引脚 (IN) 保持在高电平，开关将接通。在  $t_{LAUNCH}$  期间， $V_S$  可能低于  $V_{S(OP)min}$ 。因而， $R_{DS(ON)}$  可能高于规定值。为避免出现中间状态，每类 PROFET™ +24V 都业经测试，以确保压降低于 1.5V。

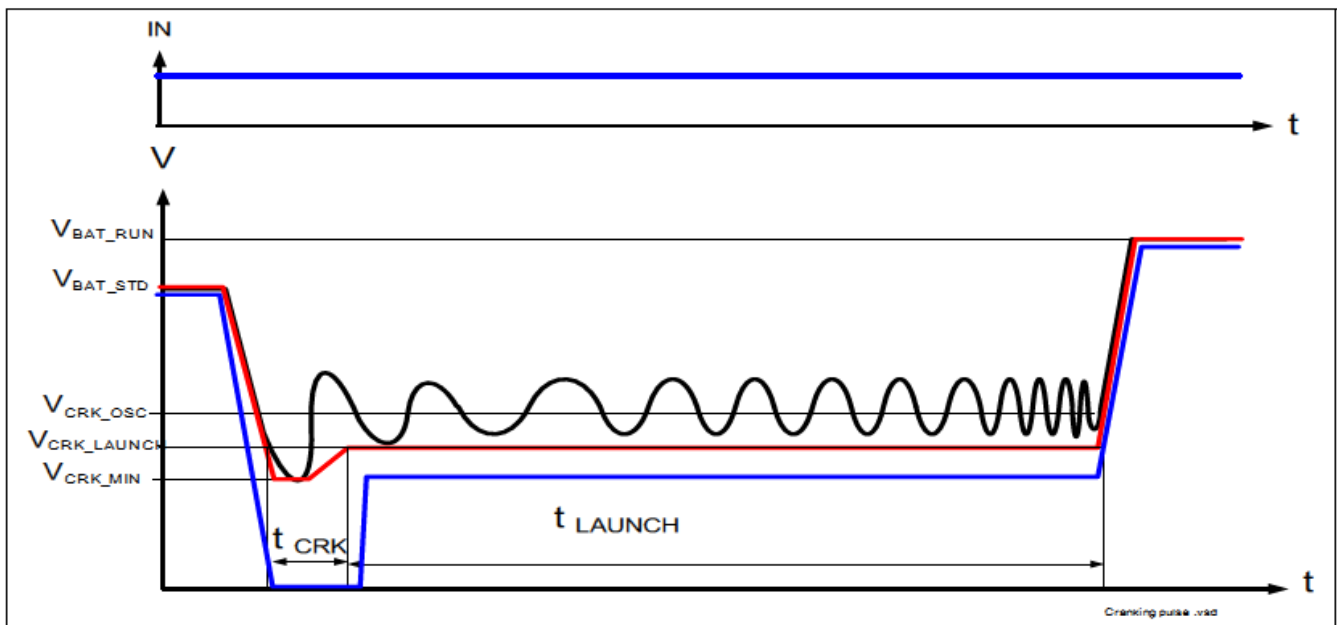


图 64 点火脉冲和 PROFET™ +24V 状态

### 8.7.4 低电池电压电源

当处于低电池电压状态时，可能发生寄生欠压关断，特别是如果一个具备峰值电流  $I_{INRUSH}$  的容性负载必须接通，或者如果发生对地短路。由于导线具有感性， $I_{INRUSH}$  将产生压降  $V_{DROP}$ 。参考图 65。利用等式 (13)，可以估算出  $V_{DROP}$ 。

## 保护

R 和 L 分别为电源线路的电阻和电感。Δt 是 PROFET™ +24V 开关时间。I<sub>INRUSH</sub> 是短路电流或电流限制造成的最严重的峰值电流。作为良好参照，英飞凌认为 L = 10μH，R = 20mΩ。关于 I<sub>INRUSH</sub> 期间的预期压降，请参考表 11。

$$V_{\text{DROP}} = L \times \frac{I_{\text{INRUSH}}}{\Delta t} + R \times I_{\text{INRUSH}} \quad (13)$$

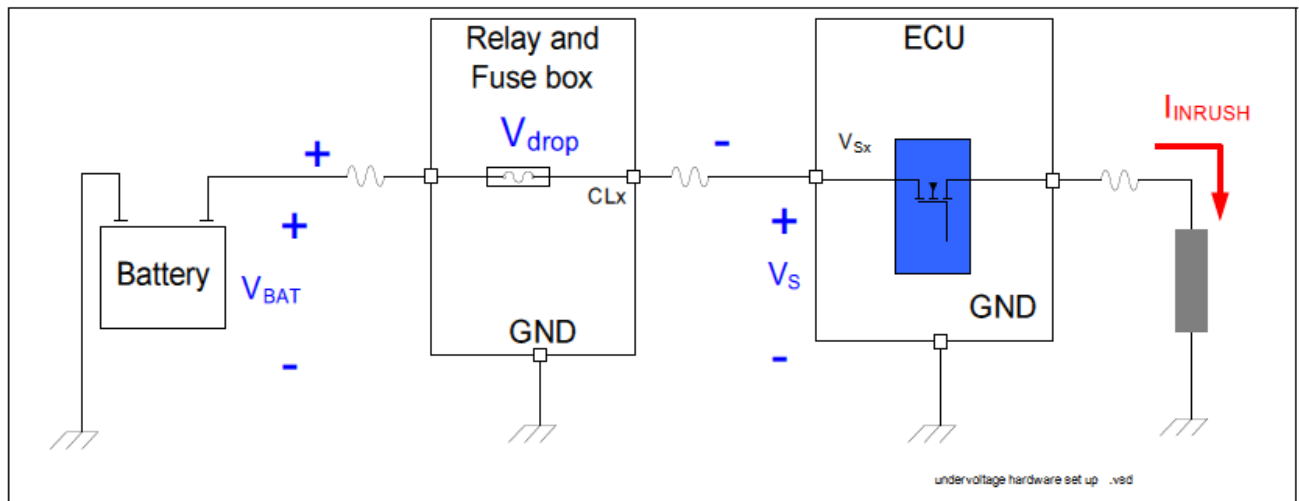


图 65 低电池电压状态。浪涌电流和电感型导线的影响

表 11 负载和预期的最高瞬时压降

负载 (W)	浪涌电流 (A)	最高压降 (V)
5	5	0.35
10	9	0.65
21	22	1.5
2*21	57	4
3*21	85	6
70	50	3.5

## 8.8 过压

只要电压高于  $V_{\text{BAT(SC)}}$ ，就被视为过压。正如第 4.1.5 节所述，造成过压的主要原因是外部助推启动和负载突降。

### 8.8.1 助推启动

通常，助推启动不会造成应力。助推启动过程中，PROFET™ +24V 唯一不能处理的情况是，输出端同时发生对地短路。这种情况被视为双重故障，一般不要求 PROFET™ +24V 承受这种巧合状况。在这种情况下，PROFET™ +24V 将能承受单次短路事件。当电压升至高于  $V_{\text{BAT(SC)}}$  时，建议关断负载。如果负载是灯泡，则更应执行这个步骤，以保持灯泡的使用寿命。

### 8.8.2 负载突降

对 PROFET™ +24V 来说，负载突降是一个极端的应用场景，热过载可能导致破坏性测试。参考图 66。一旦  $V_{\text{S}}$  电位高于  $V_{\text{S(AZ)}}$ ， $V_{\text{IS(AZ)}}$  或  $V_{\text{DS(AZ)}}$ ，相应的齐纳二极管便被导通。温度和电流系数为正，这意味着所有

的齐纳二极管同时被导通。负载突降由  $R_I$ （内置负载突降发生器电阻）确定，该电阻可限制电流。请注意，这个电阻由汽车制造商确定。 $I_{SOV}$  电流依次流经检测保护齐纳二极管  $Z_{IS}(AZ)$ ，逻辑保护齐纳二极管  $Z_D(AZ)$ ，和功率级齐纳保护二极管  $Z_{DS}(AZ)$ 。

要确定系统承受负载突降的鲁棒性，必须知道图 66 中的电流和电压（可利用密尔门定理）。算出电流和电压后，可以计算功率，以确定系统是否能够处理总电量。电阻  $R_{IS}$ 、 $R_{IN}$  和  $R_{GND}$  用于限制电流（分别为  $I_{SOV\_SENSE}$ 、 $I_{DES D}$ 、 $I_{SOVLOGIC}$ ）。必须注意的是，当发生负载突降时，负载将被激活，一些电流  $I_{SOV\_LOAD}$  将流过负载。第 10.1 节将详细解释如何选择  $R_{GND}$ 。

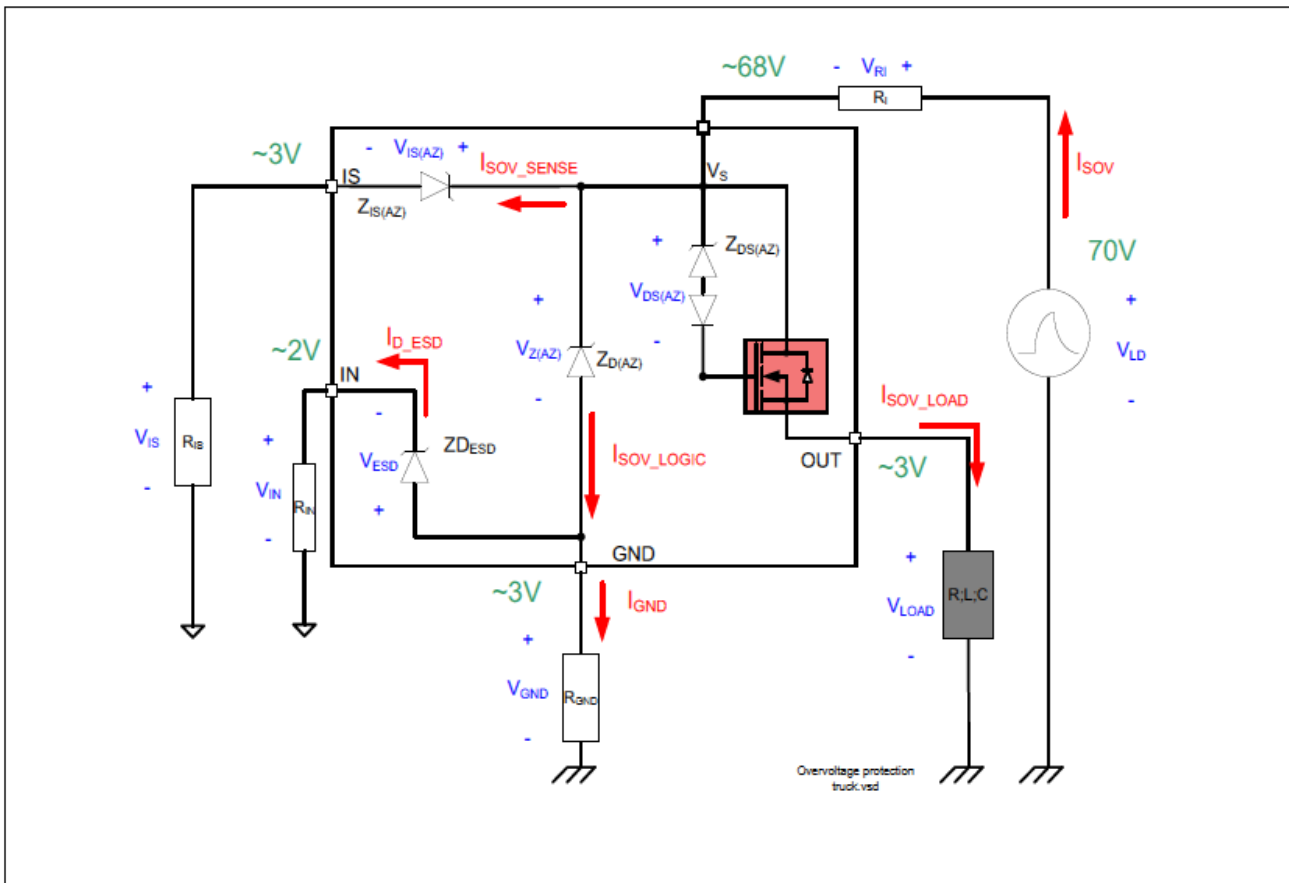


图 66 过压保护以 70V 为例

## 8.9 反极性

当发生反极性时，如果负载具备对称特性，如灯泡或电阻，可允许电流流过负载和 DMOS 体二极管。对于诸如感性负载（电机、继电器等等），必须特别小心，以确保安全运行。

### 8.9.1 具备对称电极特性的负载

参考图 67. 必须考虑到下列电流，并利用电阻加以限制：

- $I_{DS(REV)}$ ：功率 DMOS 的寄生体二极管导通。这意味着电流将流过负载。事实上，负载将限制体二极管功率 DMOS 中的电流。
- $I_{SREV\_LOGIC}$ ：这股电流将流过齐纳二极管  $Z_D(AZ)$ 。
- $I_{D\_ESD}$ ：由于接地引脚（GND）在高于接地的二极管电压（ $Z_D(AZ)$ ）上，输入引脚差不多在电池电位上，因此应当利用电阻  $R_{IN}$  保护二极管  $Z_{DES D}$ 。（这一点适用于所有的逻辑引脚）。
- $I_{IS(REV)}$ ：经检测电阻，电流将流过齐纳二极管  $Z_{IS}(AZ)$ 。



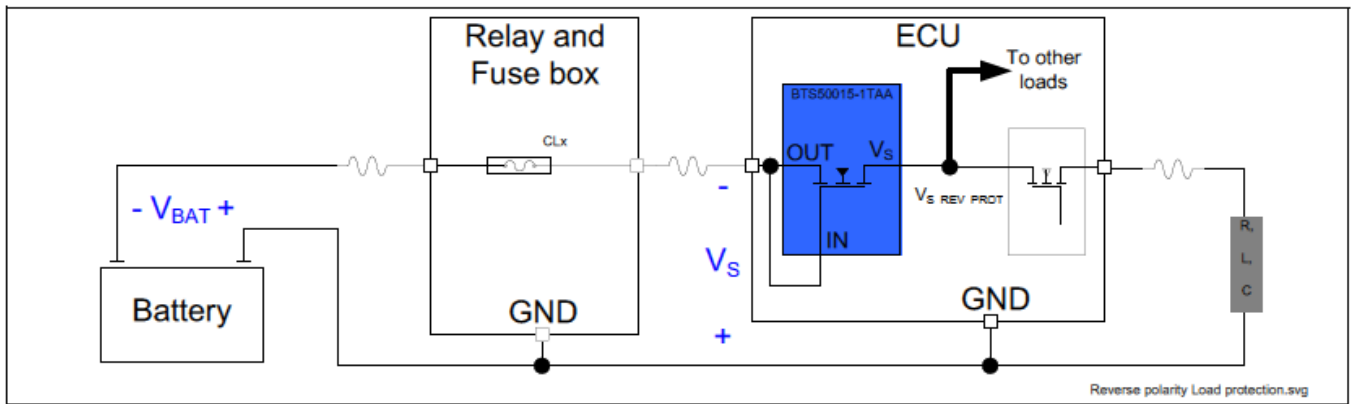


图 68 为非对称极性负载提供反极性保护

## 9 诊断

在 LED 和对地短路要求的推动下，PROFET™ +24V 中嵌入的诊断功能变得越来越重要。PROFET™ +24V 器件采用电流检测方法来提高覆盖整个输出电流范围的全面的诊断。诊断与输入同步，这意味着 PROFET™ +24V 可始终提供功率 DMOS 的当前状态和逻辑信号 IN，也就是说，不会受到存储器的影响。

### 9.1 电流检测

可利用电流发生器来实现电流检测，电流发生器将提供一个与负载电流  $I_L$  成比例的电流。  $I_{IS}$  和  $I_L$  之间的比率叫做  $k_{ILIS}$ 。当故障发生时，电流发生器被设置为电流发生器可提供的最高检测电流  $I_{IS(FAULT)}$ 。参考图 69。电流检测发生器基于 P 通道 MOSFET T4。T4 的栅极由运算放大器 OPA 驱动，后者可将 T4 栅极上的电压设置为等于输出电压。检测馈电由 DMOS 晶体管 T2 构成，T2 未连接至输出端，而仅向 T4 提供电源。同所有电流发生器一样，电流检测发生器连接至电源电压，在本例中即  $V_S$ 。这意味着  $V_{IS}$  引脚上的电压  $V_{IS}$  应当始终低于最低电压  $V_{IS(RANGE)}$ ，否则电流发生器将不能提供所需电流。

电流发生器可提供的最高电流由参数  $I_{IS(FAULT)}$  确定。T4 的尺寸决定了  $I_{IS(FAULT)}$  的值。未提供面向 T4 的电流限制机制或热传感器，因此，系统设计者应当确保 T4 得到充分的保护。T1 可充当齐纳二极管，提供过压保护和静电防护。T1 的一个局限性是，具备不同电池供电的两个 PROFET™ +24V 不能共享一个通用检测线路。这会导致其中一个 PROFET™ +24V 通过晶体管 T1 向另一个 PROFET™ +24V 提供电源。

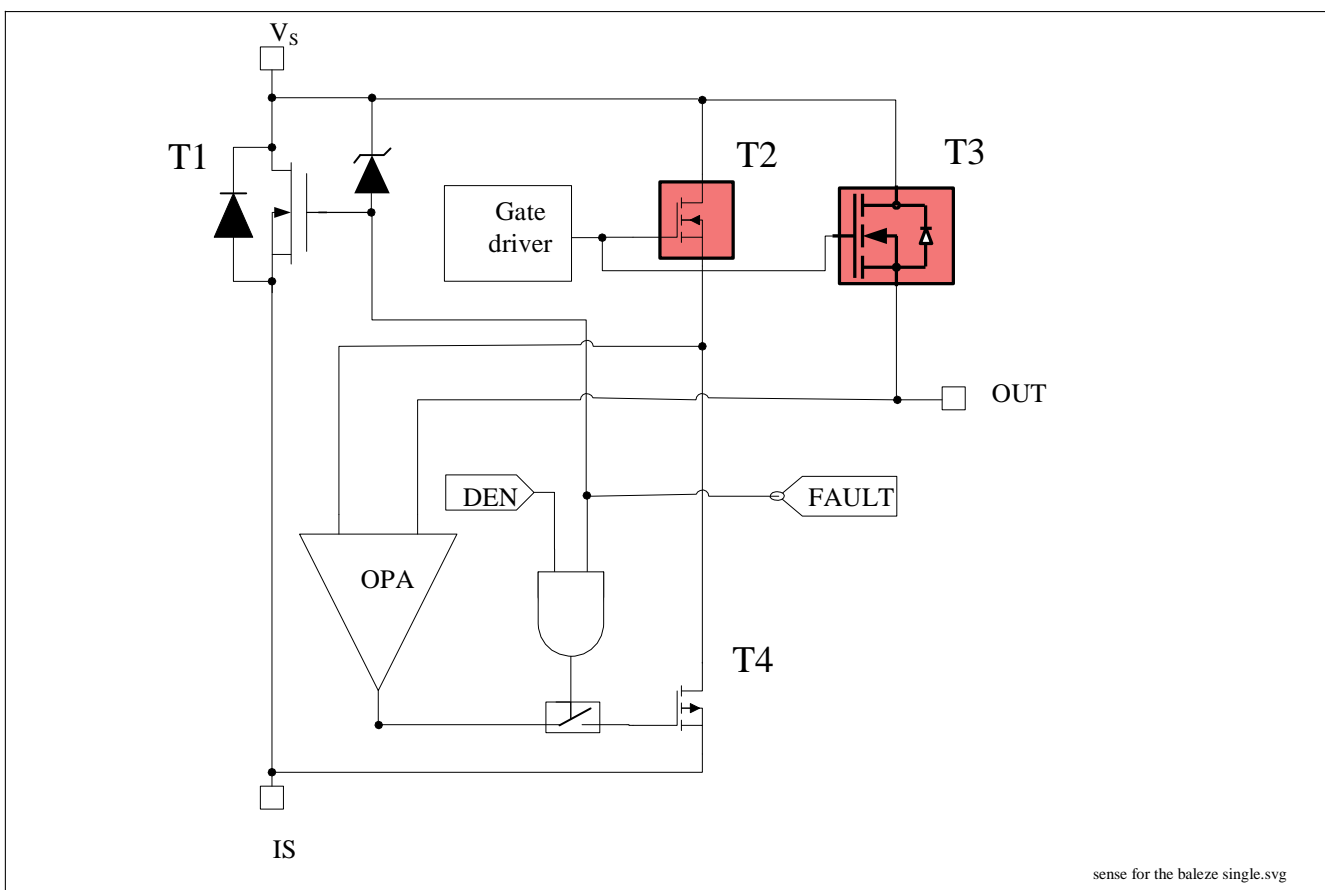


图 69 电流检测发生器

## 9.2 GBR 栅极保护稳压

PROFET™ +24V 采用了栅极保护稳压 (GBR) 电路。栅极保护稳压电路旨在改善低负载电流条件下的电流检测精确度。

### 9.2.1 对功率级的影响

栅极保护稳压电路可以监测漏源电压  $V_{DS}$ 。随着  $V_{DS}$  越来越低，栅极驱动器将部分地降低栅极电压，以提高通道电阻。 $V_{DS}$  不超过  $V_{DS(NL)}$ 。在图 70 中，左图所示为实现和未实现作为负载电流的函数的栅极保护稳压电路时的漏源电压  $V_{DS}$ 。右图所示为适用于低负载电流的手动控制  $R_{DS(ON)}$ 。这两幅图表均基于 BTT6020-1EKA。

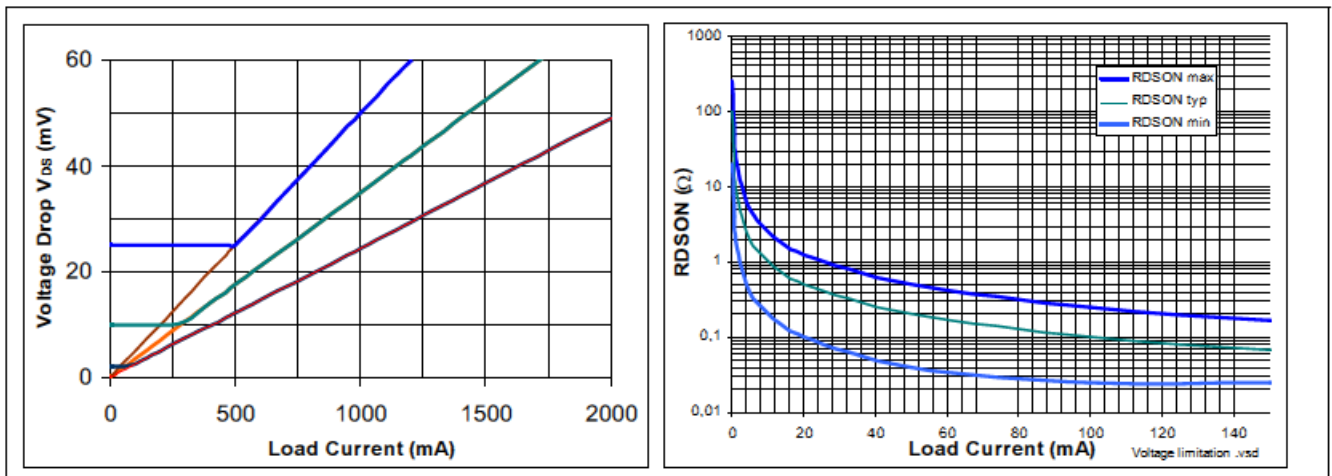


图 70 栅极保护稳压对压降的影响。<sup>1)</sup>

### 9.2.2 改善电流检测精确度

栅极保护稳压电路的主要目的是，改善低负载电流条件下的  $k_{ILIS}$  精确度。利用等式 (15) 可计算出电流检测比率  $k_{ILIS}$ ，其中：

$V_{OFFSET}$  是运算放大器的寄生失调电压。（既可以为正，也可以为负）。

$V_{DS}$  是功率 MOSFET 中的压降，即  $R_{DS(ON)} * I_L$ 。

$k_{ILIS0}$  是目标中心值。

$$k_{ILIS} = k_{iILIS0} \times \frac{1}{1 + \frac{V_{OFFSET}}{V_{DS}}} \quad (14)$$

根据这个等式，当负载电流  $I_L$  接近 0 时， $k_{ILIS}$  差异将增至无穷大，因为  $V_{DS} = 0V$ 。栅极保护稳压电路可以将  $V_{DS}$  限制于不超过  $V_{DS(NL)}$ ，来弥补这种状况。图 71 为著名的  $k_{ILIS}$  喇叭，即实现和未实现栅极保护稳压电路时的  $k_{ILIS}$ 。

<sup>1)</sup> 典型  $R_{DS(ON)}$ ，最坏情况下的栅极保护稳压电路



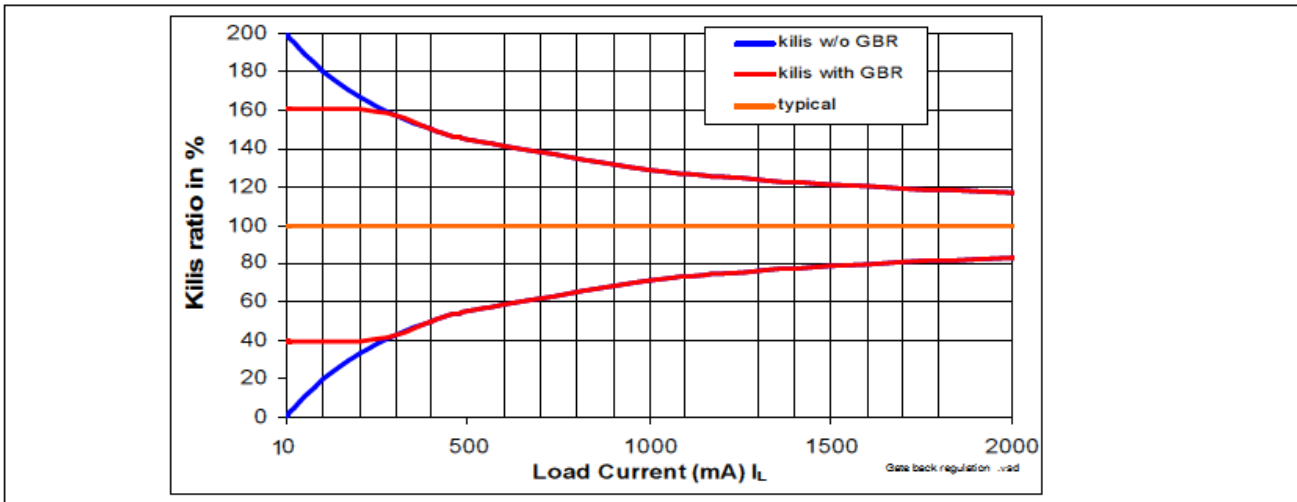


图 71 栅极保护稳压电路对  $k_{ILIS}$  精确度的影响 (%)

### 9.2.3 检测电阻

请参见第 10.3 节。

## 9.3 对地短路

### 9.3.1 断开状态下的对地短路

请注意，断开状态下发生的对地短路是无法检测的。发生这种故障时，PROFET™ +24V 不会报告故障状况。

### 9.3.2 接通状态下的对地短路

电流限制电路发出的“过流 (OC)”信号、温度传感器发出的“过温 (OT)”信号和温度摆动传感器发出的“过温摆动 (OTS)”信号，逻辑电路可以检测出接通状态下的对地短路。一旦这三路逻辑信号为高电平，PROFET™ +24V 就被视为受到应力，这会导致激活检测信号  $I_{IS}$  (FAULT)。

图 9.4 所示为在较长时间尺度内不同故障所涉及的不同信号，包括功率 MOS 晶体管温度  $T_{MOSFET}$ ，负载电流  $I_L$  以及逻辑信号。

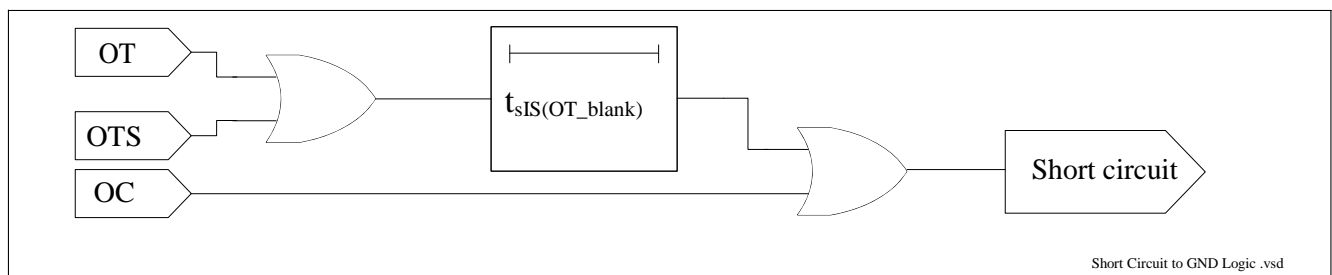


图 72 对地短路逻辑

## 9.4 对电池短路

### 9.4.1 断开状态下的对电池短路

断开状态下发生对电池短路时，PROFET™ +24V 的输出电压将升至  $V_{BAT}$ 。PROFET™ +24V 具备一个嵌入式比较器，可监测输出电压。当输出电压升至高于  $V_{OL(OFF)}$  时，器件将这种情况视为故障状况，并相应地设置检测信号。为防止输出电压悬空（负载开路）时，寄生效应造成对电池短路诊断，推荐使用外接下拉电阻  $R_{SC\_VS} = 47k\Omega$ 。参考图 73。

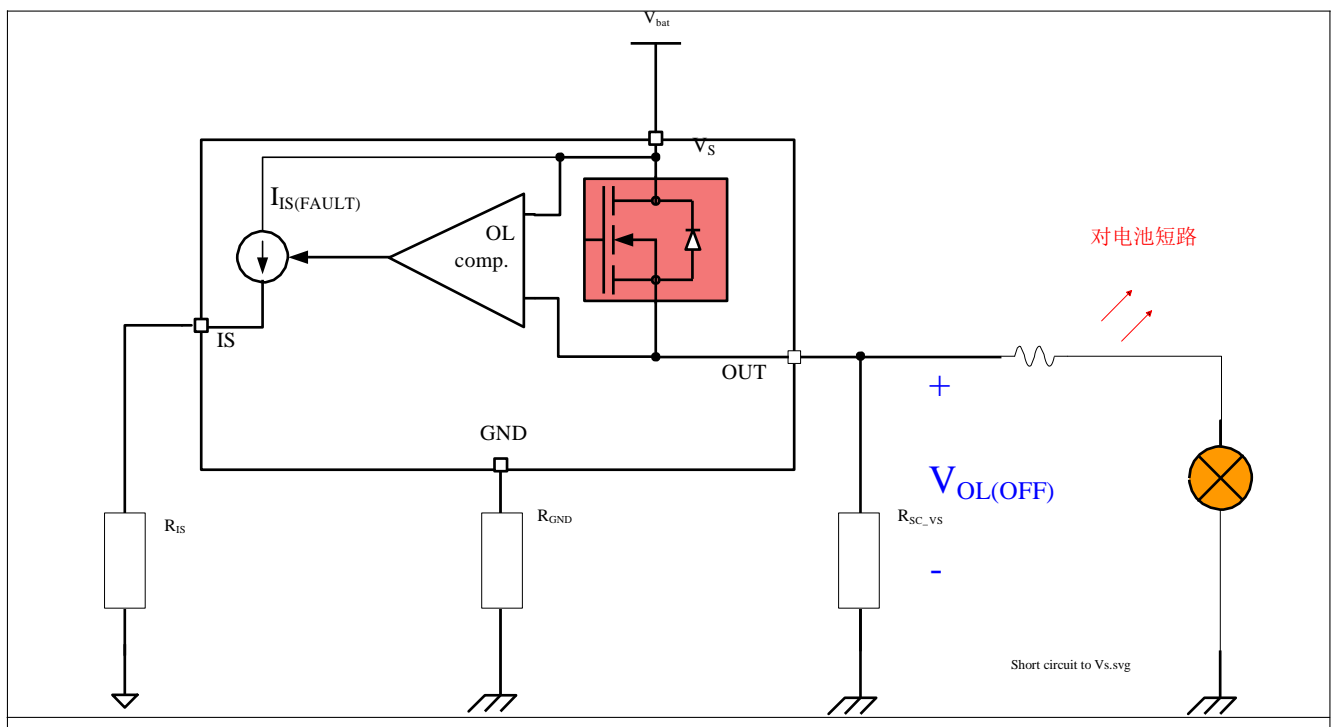


图 73 对电池短路检测硬件设置

### 9.4.2 接通状态下的对电池短路

接通状态下的对电池短路更是难以诊断。幸运的是，这样的短路所造成的后果只是检测电流  $I_{IS}$  低于预期。取决于短路阻抗，这种短路事件可能被诊断为负载开路处于接通状态或欠负荷。然后，应当在断开状态下执行鉴别诊断。

## 9.5 反向电流

反向电流类似于对电池短路。尽管如此，寄生反向电流会带来需要克服的额外挑战。参考图 74。如果反向电流太高，寄生电流  $I_{IS\_INV}$  将流过检测引脚 IS。

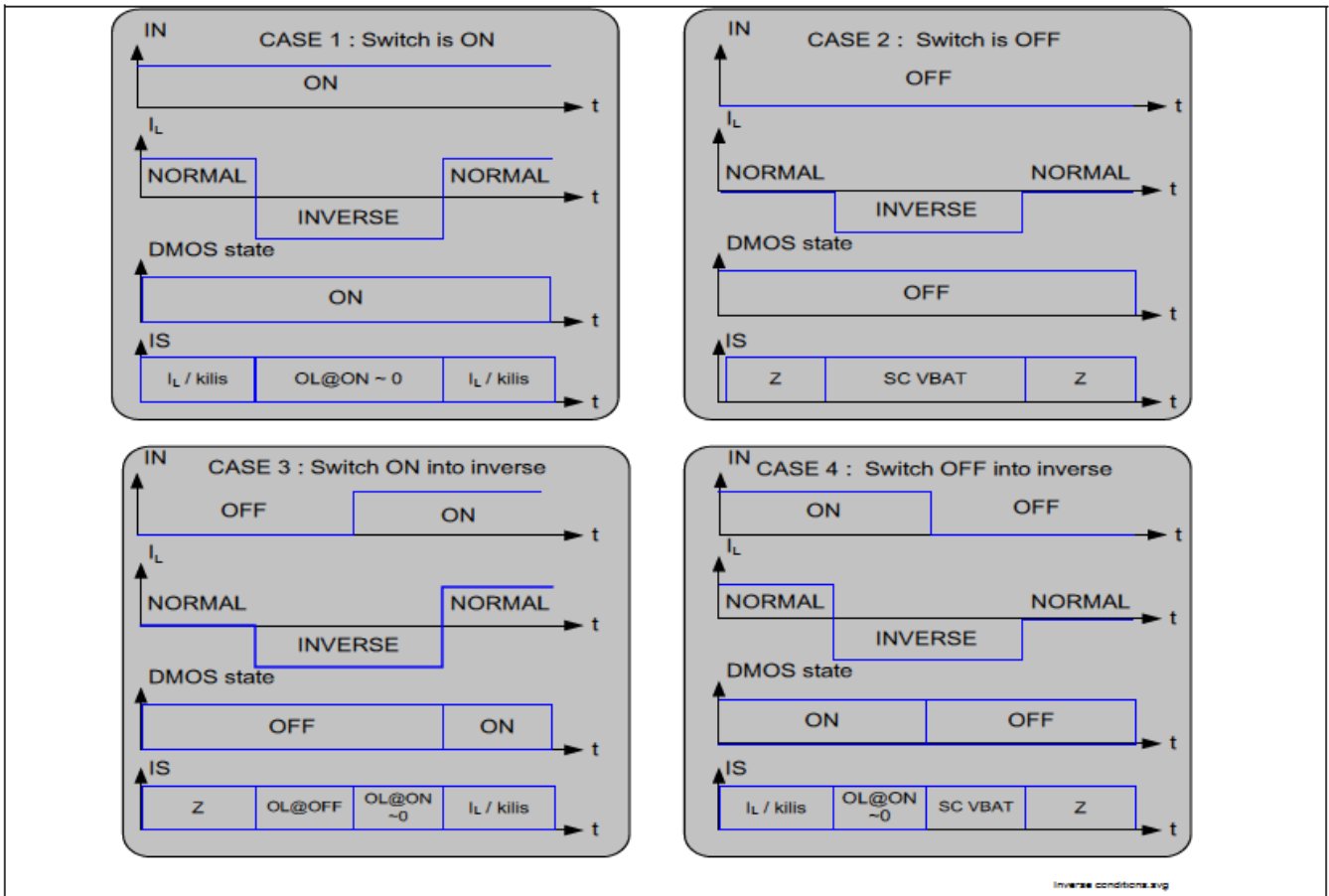


图 74 反向电流诊断

## 9.6 负载开路

### 9.6.1 断开状态下的负载开路——灯泡和感性负载

在断开状态下，可利用外接上拉电阻  $R_{OL}$  来诊断负载开路。通过利用比较器来检查输出电压，可检测出处于断开状态的负载开路。在正常运行状态下，该负载可起到强有力的下拉作用。当负载连接中断或负载烧断时，输出电压将被  $R_{OL}$  上拉至电池电压。通常有必要借助额外的开关来降低车辆处于停泊状态时模块的待机功耗，以防止永久性泄露电流  $V_{BAT} / R_{OL}$  流经负载。诸如 BC807 等 PNP 晶体管 T1 适用于满足这个要求。共享同一电池馈电的其他器件也可共享该晶体管。 $R_{OL}$  值取决于汽车制造商规定的最低寄生阻抗  $R_{DIRT}$ 。作为良好参照，英飞凌认为最低值负载开路阻抗  $R_{DIRT} = 4.7k\Omega$ 。

知道  $R_{DIRT}$ ，便可通过下面的等式 (15)，计算出  $R_{OL}$ 。其中， $V_{BATMIN}$  是执行接通状态负载开路诊断期间的最低电池电压。关于具体的计算方法，请参见第 13.2 节。

$$R_{OL} < R_{DIRT} \times \frac{1}{\left(\frac{V_{BATMIN}}{3V} - 1\right)} \quad (15)$$

$R_{OL}$  应当足够大, 以确保该晶体管中发生的功率损耗可以被忽略不计。假设最大  $P_{RMAX}$  为 250mW (负载开路诊断期间经脉冲调制), 可通过 **等式(16)** 计算出  $R_{OL}$ 。

$$R_{OL} > \frac{V_{BAT}^2}{P_{RMAX}} = \frac{V_{BAT}^2}{0,25} \tag{16}$$

推荐值为  $R_{OL} = 1.5k\Omega$ 。

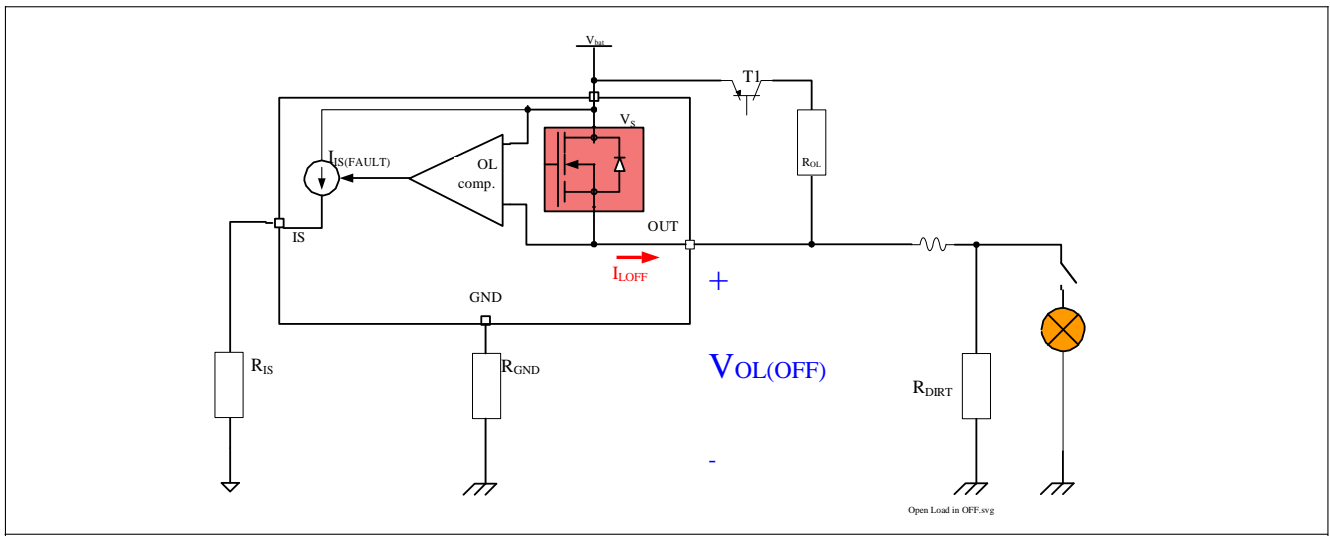


图 75 断开状态下的负载开路硬件

### 9.6.2 断开状态下的负载开路——LED 模块

要诊断断开状态下的 LED 模块, 是一项极具挑战的任务。一方面, 这种抗污型器件的泄漏电流仅为数毫安。另一方面, 10  $\mu$ A 电流便足以点亮 LED。对标准或高级 LED 模块进行诊断的唯一途径是, 确保电压  $V_{OUT}$  低于照明电平。要做到这一点, 必须在 LED 模块的输入端加装一个电阻  $R_{OL\_LED}$ 。请参考第 25 节和第 26 节。该电阻被  $R_{OL}$  极化。对于负载开路,  $R_{OL}$  可以上拉电压, 如同对灯泡一样。在正常运行状态下,  $R_{OL\_LED}$  将下沉电流, 并将输出电流限制在低于 LED 照明阈值。

### 9.6.3 接通状态下的负载开路

要确定 PROFET™ +24V 是否能够诊断处于接通状态的负载开路, 有必要精确界定这种状态的特性。如前文所述, 汽车环境中的负载开路的最低电阻为  $R_{OL}$ 。对于由直流-直流转换器提供电源的 LED 模块, 如果一个 LED 被烧断, 那么, 该直流-直流转换器仍将消耗一些电流。这个电流值由汽车制造商决定。作为良好参照, 英飞凌认为, 负载开路电流在 5 至 30mA 之间。只要确定了负载开路电流范围, 就很容易利用电流检测技术规范, 确定被视为负载开路的最低检测电流。图 76 和表 12 所示为考虑的负载开路电流。

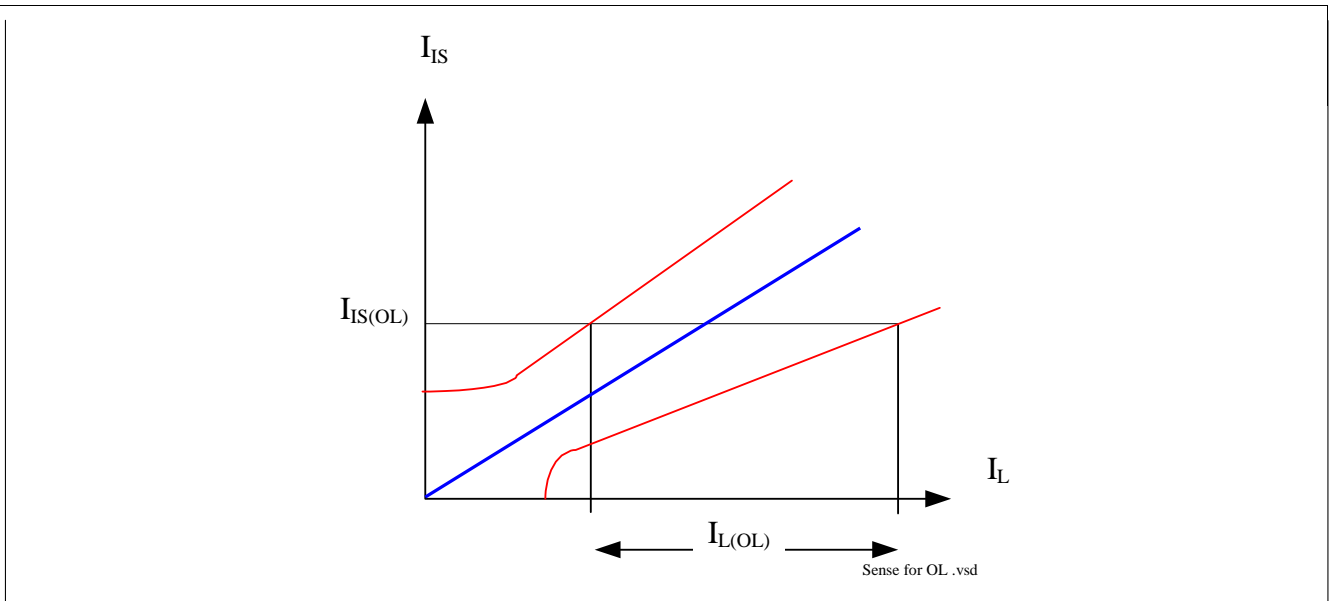


图 76 低负载条件下的电流检测精度

表 12 PROFET™ +24V 负载开路定义

	50mΩ
典型 $k_{ILIS}$ 比率	1500
$I_{IS(OL)}$ (μA)	8
最低 $I_{L(OL)}$ (mA)	5
最高 $I_{L(OL)}$ (mA)	30

## 9.7 负载部分失效

一些应用同时使用多个负载，这会导致负载部分失效。参考 图 77。

### 9.7.1 断开状态下的负载部分失效

在断开状态下，X 个负载中的一个负载失效所导致的负载部分失效是无法检测到的。

### 9.7.2 接通状态下的负载部分失效

在接通状态下，可利用电流检测功能，诊断出 X 个负载中的一个负载失效。PROFET™ +24V 的精确度，以及整个系统的精确度，可能对诊断构成挑战。要回答“能否诊断出 yW 负载中的 xW 负载失效”这个问题，有必要确定如下信息，如 图 77 所示。红色表示当一个负载失效时的最低典型值和最高值，绿色表示标称负载条件下的最低典型值和最高值。

- 步骤 1: 使用哪个灯泡?不同灯泡的精确度各不相同。请参见第 5.1 节。
- 步骤 2: 电源电压范围。灯泡电流随电源电压而变化。请参见第 5.1 节。
- 步骤 3: 地电位偏移范围。请参见第 3.5 节。
- 步骤 4: 如果采用了脉宽调制，那么，脉宽调制的精确度。请参见第 7.6 节。
- 步骤 5: 电流检测比率  $k_{ILIS}$  的精确度?
- 步骤 6: 检测线路上的最终额外泄漏电流?
- 步骤 7: 检测电阻的精确度?

步骤 8: 模数转换器的精确度? 模数转换器的基准电压, 模数转换器分辨率以及最低有效位 (LSB)误差?

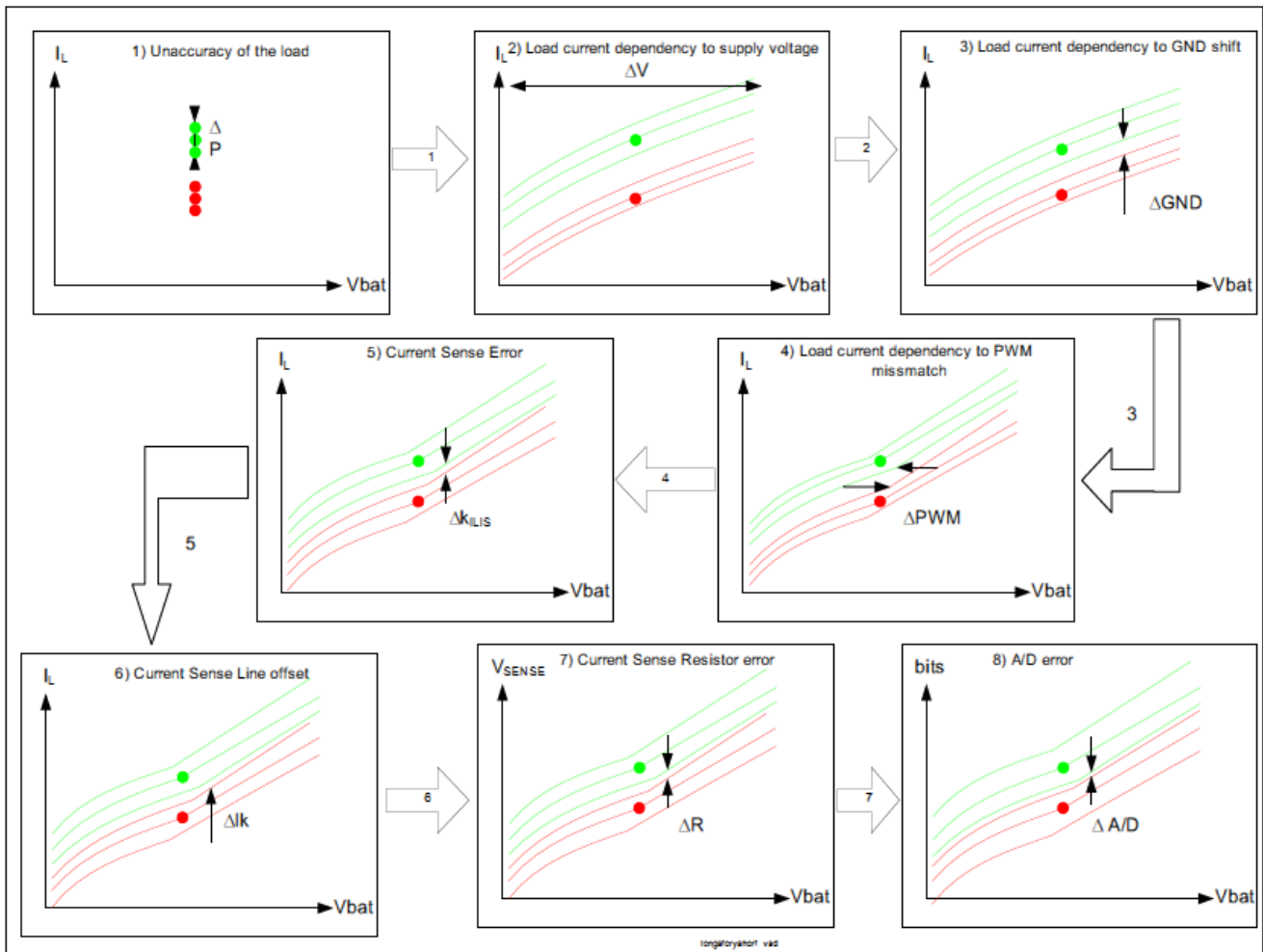


图 77 诊断负载部分失效

知道了所有这些信息, 就能确定 PROFET™ +24V 是否能够诊断出负载部分失效。表 13 给出了检测负载特定部分失效所需的 PROFET™ +24V  $k_{ILIS}$  精确度。

表 13 PROFET™ +24V 计划负载和诊断

	<b>50mΩ</b>
Load	2 x 21W
Target diagnostic	21W
Accuracy	10% @ 2A

### 9.7.3 改善电流检测精确度

有时, 电流检测精确度不够好, 不足以诊断出所要求的负载失效。在这种情况下, PROFET™+24V 器件提供了一个校准策略。具体而言, 这项策略意味着应用应当“获悉”焊装在电路板上的特定器件的实际  $k_{ILIS}$  比率。应当将这个值保存在非易失性存储器中。图 78 详细描绘了造成不精确的原因和补偿效果。

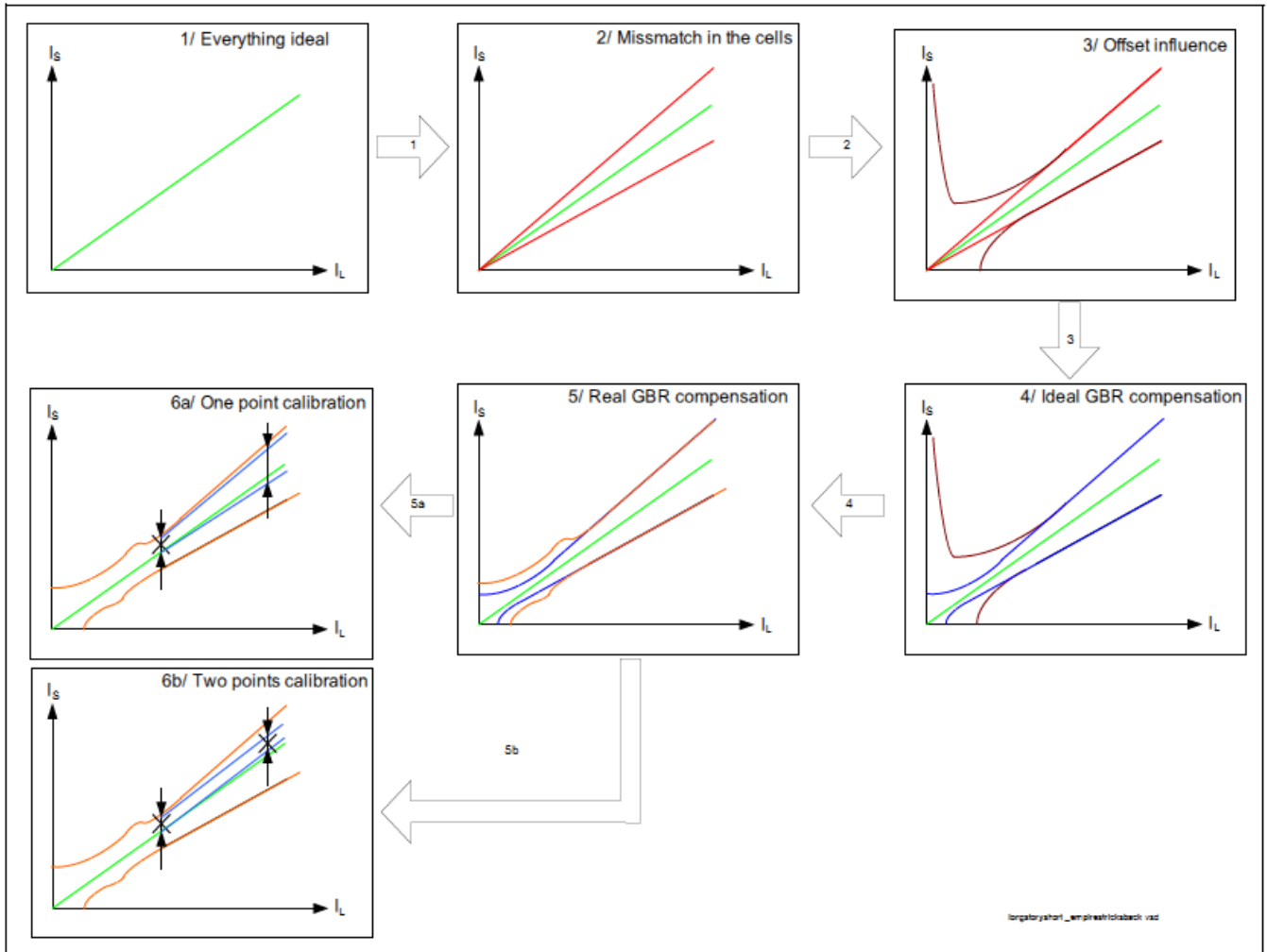


图 78 用于改善电流检测精度的校准策略

图 1 描绘了期望的理想状况。利用特定折减系数  $k_{ILIS}$ ，再现了负载电流。

图 2 所示为电池芯数量失配。回过头来看图 69，T1 和 T2 的电池芯数量之比，决定了  $k_{ILIS}$  系数。T1 和/或 T2 电池芯失配，会导致  $k_{ILIS}$  系数偏离预期的理论值。图 3 所示为运算放大器不完美失调的影响。

图 4 显示的是栅极保护稳压实现的失调补偿。图 5 所示器件可在过温，生产扩散，电源电压等情况下提供的  $k_{ILIS}$  精确度。

图 5a 所示为单点校准的优点。在模块测试过程中，在已知用于校准的负载电流  $I_{L\_CAL}$  时，单片机可获悉实际的检测电流  $I_{IS\_REAL}$ 。这样，电流检测比率必然在二次曲线范围内。在这种情况下，校准旨在补偿运算放大器的失调。

图 5b 所示为双点校准的优点。得出  $I_{IS\_REAL1}$  和  $I_{IS\_REAL2}$ ，又分别给定  $I_{L\_CAL1}$  和  $I_{L\_CAL2}$ ，这样电流检测比率必然在二次曲线范围内。除弥补失调之外，这种校准策略还弥补了  $k_{ILIS}$  系数的失配。

## 9.8 电流检测和脉宽调制

（详情请参见第 7.6 节）。脉宽调制过程中，应用仍要求执行诊断。最重要的是，用于限制短路事件次数的对地短路信息。（请参见第 8.2.7）。PROFET™ +24V 固有的时间限制，可能会限制可用于电流检测诊断的脉宽调制。目标是尽快给出有效的电流检测信息。

## 诊断

输入引脚从低电平转换为高电平的时间  $t_{\text{SIS(ON)}}$ ，限制了获得有效检测信息所需的最短接通时间。 $t_{\text{SIS(FAULT)}}$  也限制了获得有效短路信息所需的最短接通时间。表 14 总结了可用于 PROFET™ +24V 的最短脉宽调制工作循环。

表 14 PROFET™ +24V 脉宽调制开关时间限制

参数	符号	公式	$f_{\text{PWM}} =$ 100Hz	$f_{\text{PWM}} =$ 200Hz	$f_{\text{PWM}} =$ 400Hz	$f_{\text{PWM}} =$ 1kHz	单位
周期	$T_{\text{PWM}}$	$1/f_{\text{PWM}}$	10	5	2.5	1	ms
输出端最短工作循环	$d_{\text{OUT\_MIN}}$	$t_{\text{OFF\_delay}}/T_{\text{PWM}}$	0.7	1.4	2.8	7	%
用于诊断的输出端最短工作循环	$d_{\text{MIN}}$	$t_{\text{SIS(FAULT)}}/T$	1.5	3	6	15	%

当功率 DMOS 有电流时，很快就会得到检测信号  $I_{\text{IS}}$ 。



## 10 单片机接口

### 10.1 接地引脚

尽管接地引脚并非直接连接至单片机，但在对 PROFET™ +24V 进行控制时，接地极其重要。图 79 所示为理想的接地保护电路。只要应用中选用了该接地电路，这个电路就可以并且仅可与其他具有相同电池馈电的器件共享这个电路。

- 区域 1. 对于在工作电流范围内（10mA 或以下）的电流，应当将电压降保持在最低，因为 PROFET™ +24V 地电位偏移会导致输入阈值发生偏移。
- 区域 2. 为高于击穿电压的电压提供过压保护，流经齐纳二极管的电流必须限制在几十毫安以下。这个限制不适用于静电防护。
- 区域 3. 这确保了当施加反极性时，进行必要的电流限制。这种模式下的电流应尽可能低（低于  $I_{GND}$ ），以减少齐纳二极管  $Z_D(AZ)$  产生的损耗。

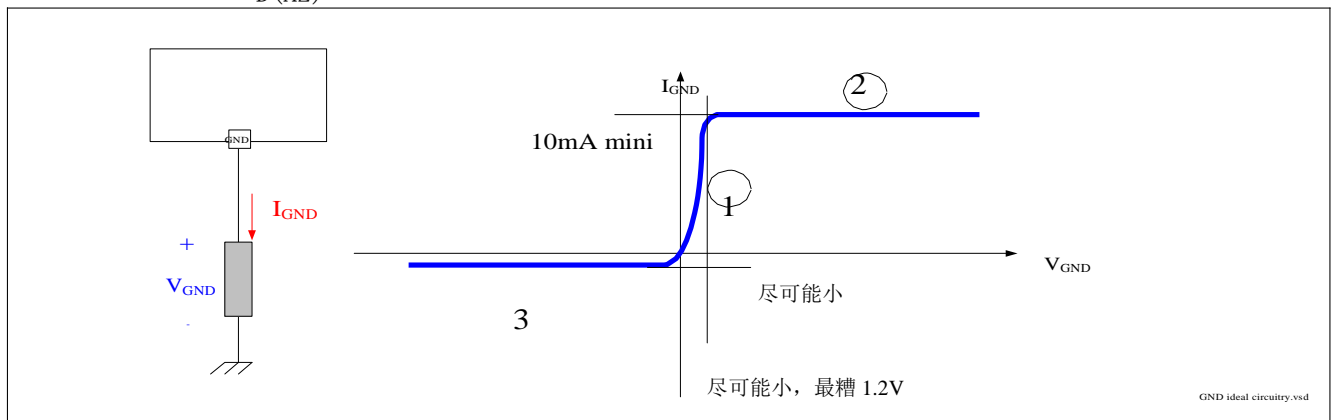


图 79 理想的接地电路

#### 10.1.1 接地电阻

必须找到与上述特性的不同区域相近似的接地电阻值的折衷值。对于过压保护（请参见第 8.8 节）和反极性保护（请参见第 8.9 节），接地电阻值应当尽可能高。最高值受限于流经接地引脚的工作电流所导致的地电位偏移（ $V_{GND} = R_{GND} \times I_{GND}$ ）。实际上，实践证明，为每颗受保护的芯片提供  $150\ \Omega$  接地电阻即可实现有效的保护。

接地电阻的主要不足是，当施加反极性时会产生很高的功率耗散（ $V_S(\text{REV})^2 / R_{GND}$ ）。这会导致电路板上有一个相对较大的电阻。在 16V, 1.7W 条件下，有必要采用 1206 封装。可以使用一个与电阻并联的电容，以限制通道切换过程中  $I_{GND}$  偏差的影响。在 VS 引脚与接地之间安置一个电容，可以过滤电荷泵摄动。

#### 10.1.2 接地二极管

为了在发生反极性事件时提供保护，可以使用二极管。反向电压受限于该二极管的反向击穿电压或负载电流在 PROFET™ +24V 中产生的损耗。建议使用的二极管是 BAS52-02V。这个二极管仅近似于图 79 中的区域 1 和 3，不具备过压或电池失效保护能力。为了降低过压事件几率，可以使用一个与二极管串联的  $27\ \Omega$  电阻，以限制电流。请参见第 8.5 节。在这种特殊情况下，可以与该二极管并联一个  $1\text{k}\ \Omega$  电阻。这样，当发生过压时，PROFET™+24V 就会受到限制。

### 10.1.3 一个系统的不同接地

至少要确定两种系统级接地，并且通常有必要提供三种系统级接地，以实现优化设计。底盘接地是系统 0V 基准。模块接地是 0V 模块基准。有时，模块接地分为数字接地（诸如稳压器、单片机、数模转换器、CAN 收发器等等数字元件的基准电压）和电源接地（诸如低边开关、高边开关、全桥等等功率元件的基准电压）。也可以确定与器件接地相对应的第四种接地。图 80 显示了这些不同的接地。为简单起见，图中没有如图那样显示接地线连接冗余。在真实的系统中，接地线连接可能更为复杂。

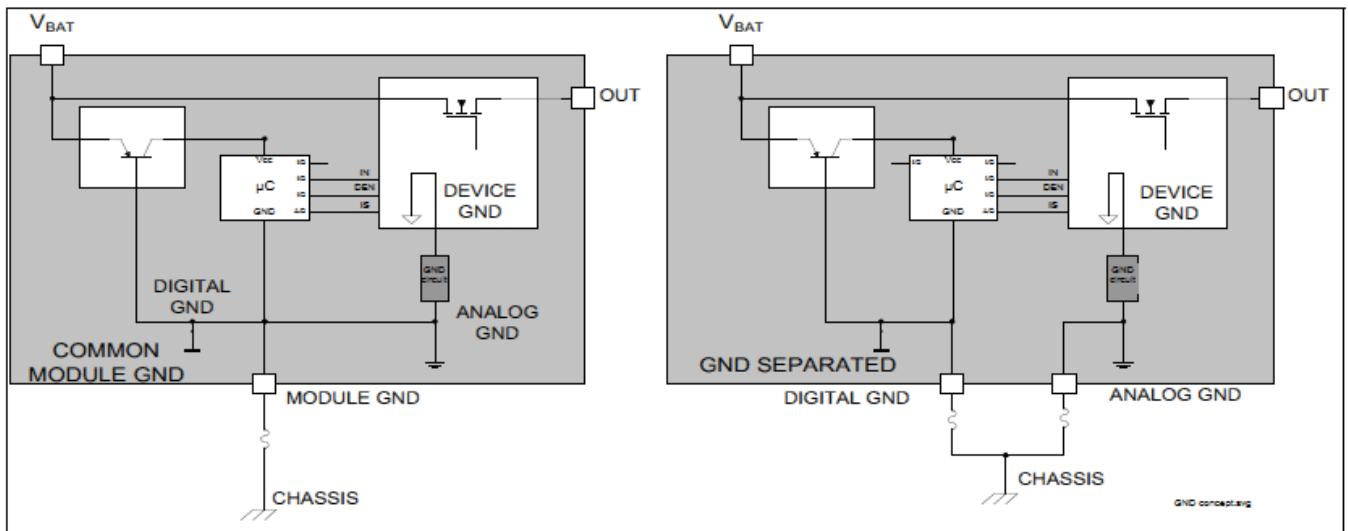


图 80 接地定义

### 10.1.4 接地失效

按图 80 所示，最多可能发生四种接地失效。当发生模块接地失效时，PROFET™ +24V 将自动关断，或保持断开。如果是模拟或器件接地失效，单片机可以通过逻辑输入起到寄生接地的作用。为避免出现这种情况，应当在每颗单片机与 PROFET™ +24V 接口之间加装一个串联电阻（如，4.7kΩ）。

## 10.2 数字引脚

PROFET™ +24V 的所有数字引脚都是完全相同的。数字引脚均为电压驱动型。利用内部的电流源，将数字引脚默认设置为逻辑电平 0。如果不需要使用引脚，那么，建议任由该引脚保持开路。如果不这样做，静电防护二极管可能被毁坏。

在二进制数字电路中，有两个截然不同的电压电平，分别代表两种二进制状态。为了支持不可避免的元件公差，通常定义了两个电压范围，以代表这两种状态。如图 81 所示，如果信号电压在  $V_{IN(AMR)min}$  和  $V_{IN(L)}$  之间，那么，功率器件将之视为逻辑 0。如果信号在  $V_{IN(H)}$  和  $V_{IN(AMR)max}$  之间，那么，功率器件将之视为逻辑 1。这两个电压范围之间隔着一个未定义其逻辑状态的电压范围。应避免该未定义范围内的电压。

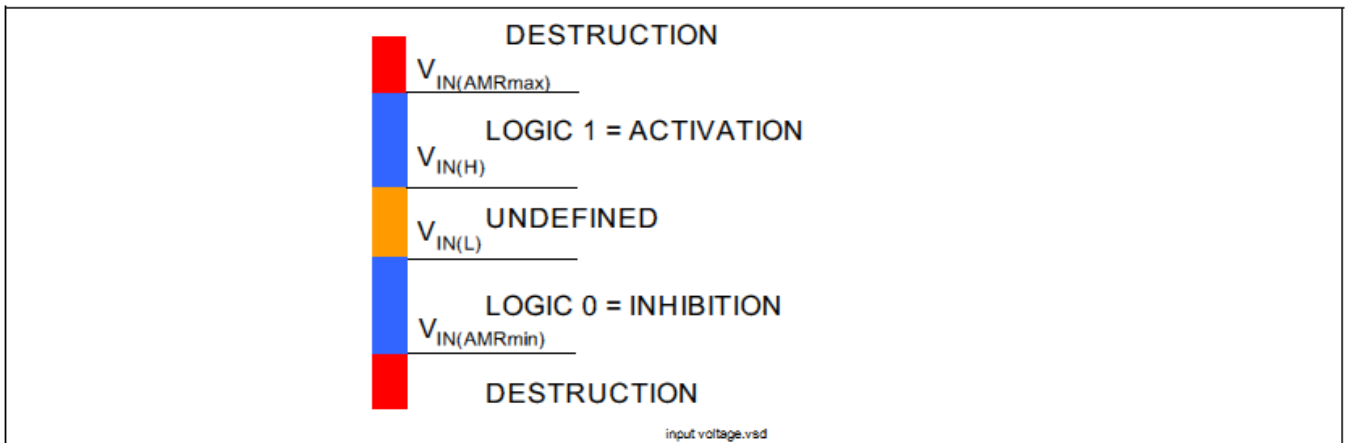


图 81 用于代表两个二进制变量值的两个截然不同的电压范围

### 10.2.1 绝对最高额定值

在两种正常运行状态下，输入引脚上可能出现绝对最高额定值。

图 82 描绘了引起 6V 绝对最高额定值的原因。当模块处于断开状态时，如果稳压器也处于关闭状态，那么，通信信号（如，CAN、LIN 等等）或数字输入均可引发唤醒事件。在这种情况下，单片机输入输出引脚（I/O）上的电压受限于  $V_{DD}$  线路上的齐纳二极管和单片机内部的静电防护电路结构。电流受限于串联电阻。

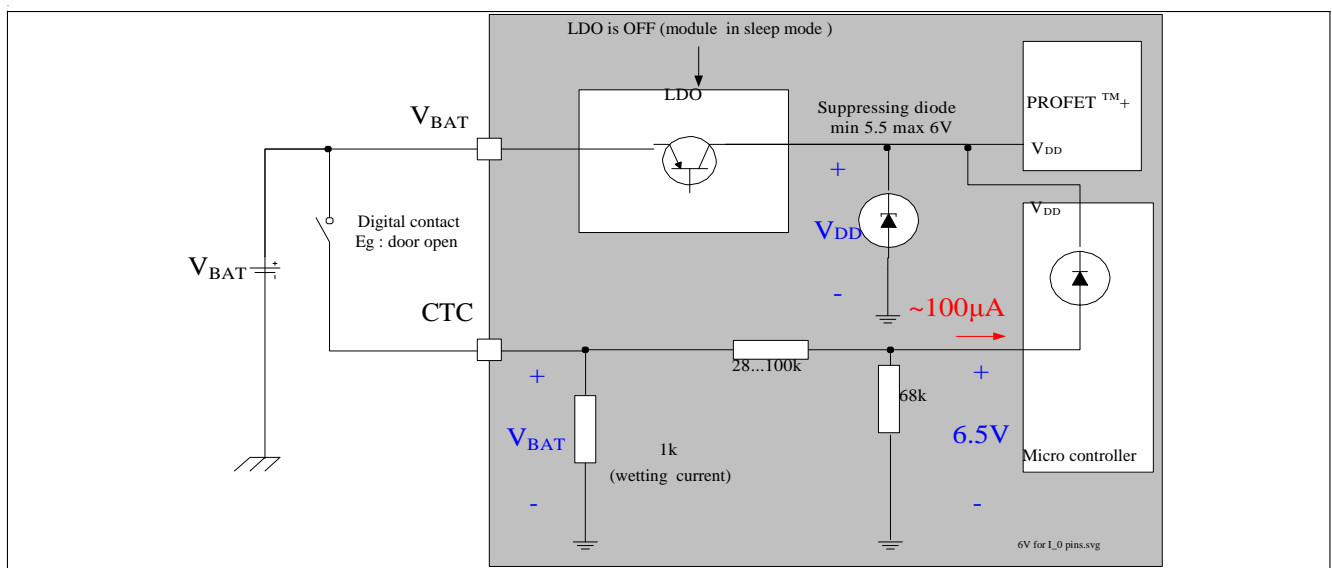


图 82 实现绝对最高额定值的标准应用状态

如图 83 所示，为了激活该通道，有必要将输入引脚上的电压上拉至  $V_{BAT}$ ，因为不能假定稳压器正在工作。尽管如此，输入引脚上的电压不应一直高于 6V。要绕过单片机，最简单的方法是使用两个 OR 组合的二极管，如 BAV 70S。电池电压被电阻  $R_{LH1}$  和  $R_{LH2}$  分隔。1/6 的比率可以确保即使电池电压为 36V，输入引脚上的电压仍然不会超过 6V，而在低电池电压（如 8V）的情况下，将能在输入引脚上提供充足的电压以确保接通。

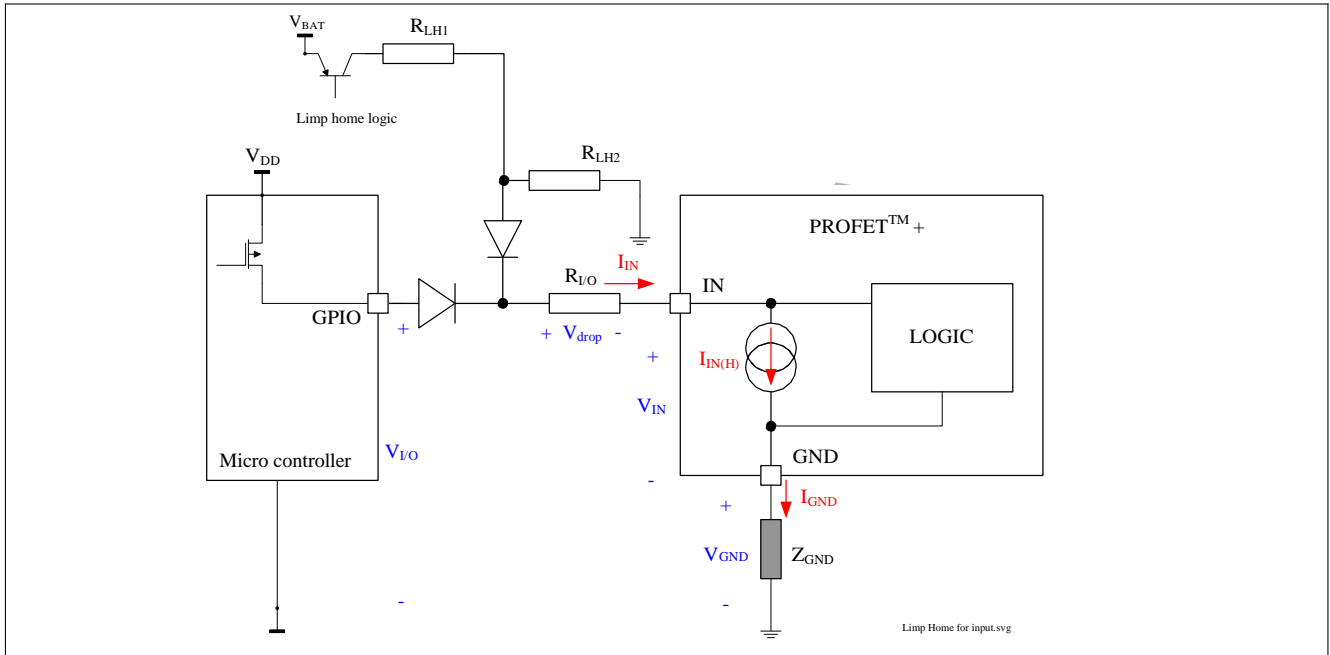


图 83 自我保护场景

### 10.2.2 高电平输入电压

当输入信号在这个区域内时，数字电路将确定该输入信号是否是高逻辑电平，从而将输出端接通或使其保持接通。应用必须确保对输入引脚施加的最低电压高于  $V_{IN(H)}$ ，以确保接通状态。单片机技术规格通常提供了一路逻辑 1 信号的最低电压输出。作为良好参照，英飞凌认为  $V_{IN(H)\_MIN} = 3.6V$ 。建议在单片机和功率器件之间加入一个电阻  $R_{I/O}$ 。然而，在设计中也必须考虑到该电阻上的电压降。等效电路如图 84 所示，该电路必须确保由等

$$V_{IOmin} = V_{IN(H)min} + R_{IO} \times I_{INmax} + Z_{GND} \times I_{GND} \quad (17)$$

所有参数均可在相应的数据表查出。请注意，电阻  $R_{I/O}$  造成的电压降严重限制了可从单片机的一个输入输出引脚驱动的器件数量。

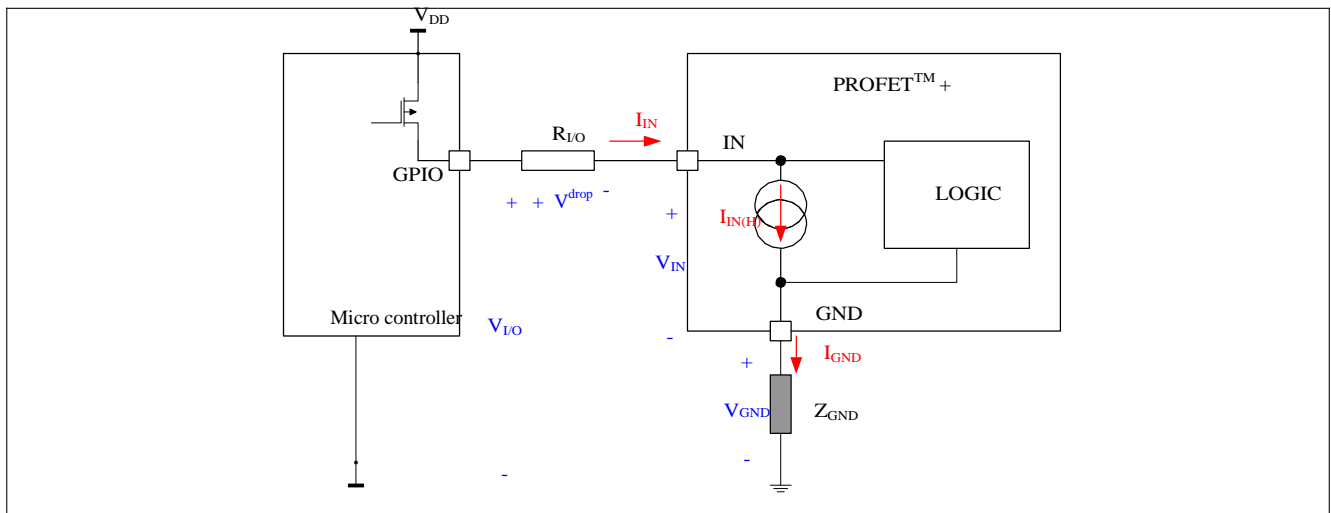


图 84 高电平等效电路

电流源  $I_{IN(H)}$  的用途是确保当单片机引脚处于悬空状态时（如，复位、未接通电源，等等），器件处于断开状态。

### 10.2.3 未定义区域

未定义区域包含接通和断开的切换阈值。发生这种切换的确切值  $V_{TH}$  是未知的，取决于器件制造工艺和温度。为避免串扰和寄生开关，实现了滞后电路。这确保了一定的抗扰度。

假设确切的接通和断开阈值是已知的，便可确定该抗扰度。例如，具有寄生噪声的上升或下降信号，将经历数次接通/断开状态之后，才进入稳定状态。图 85 是对这种状态进行了示例描述。接通时，寄生噪声足以造成干扰，以接通和断开器件。断开时，滞后电路可过滤掉寄生噪声。滞后越大，抗扰度越高，但  $V_{IN(H)\_MIN}$  与  $V_{IN(L)\_MAX}$  之差也越大，从而限制应用的范围。PROFET™ +24V 采用的典型滞后电压为 200mV。

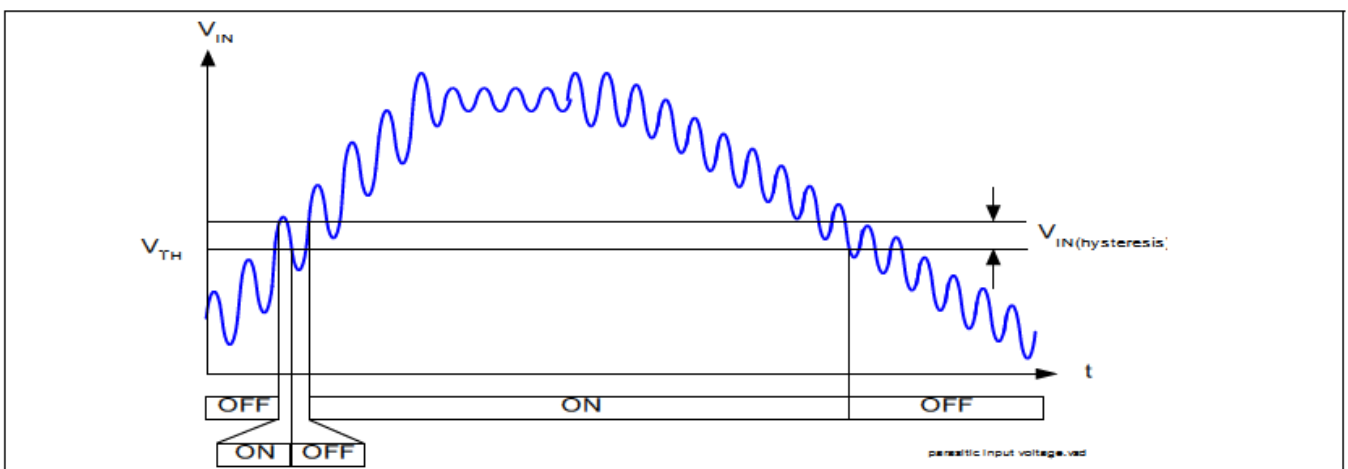


图 85 借助滞后电路改善抗扰度

由于测试很复杂，生产过程中未对滞后值进行测试。

### 10.2.4 低电平输入电压

当输入信号在这个区域内时，数字电路将确定该输入信号是否是低逻辑电平，从而将输出端断开或使其保持断开。应用必须确保对输入引脚施加的最高电压低于电压  $V_{IN(L)\_MAX}$ ，以确保断开状态。作为良好参照，英飞凌认为  $V_{IN(L)\_MAX} = 1.1V$ 。（详情请参见图 86）。

等效电路如图 86，同时必须确保由等式 (18) 计算出的  $V_{IOmin}$  值。

$$V_{IOMAX} = V_{IN(L)MAX} + R_{IO} \times I_{INmax} + Z_{GND} \times I_{GND} \quad (18)$$

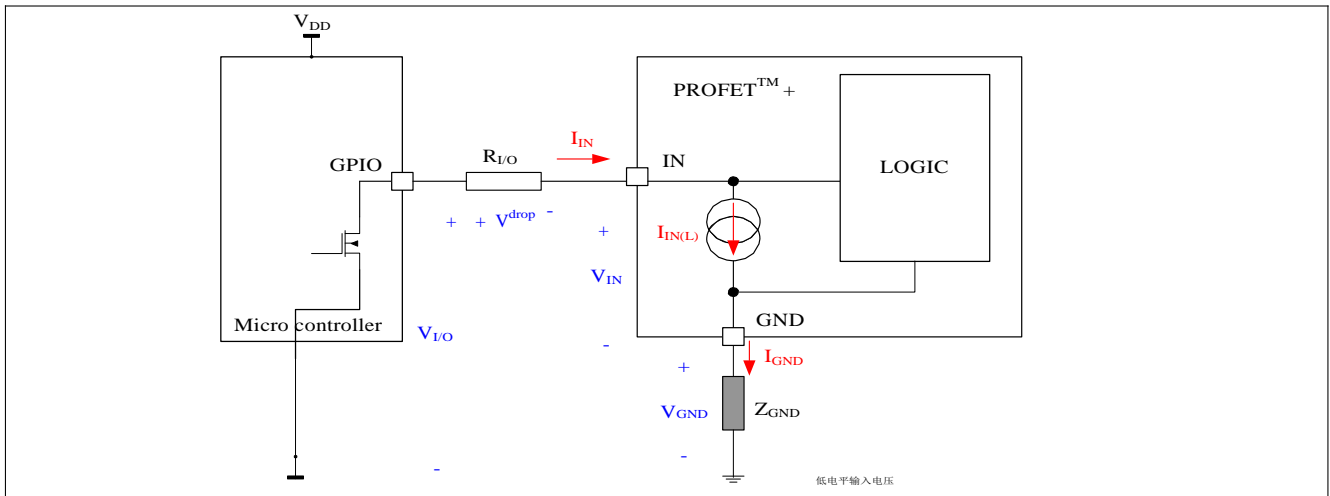


图 86 高电平等效电路

### 10.3 检测引脚

如第 9.1 节所述，电流检测功能由电流发生器驱动。检测引脚合并了两个电流发生器，一个用于正常运行状态，另一个用于故障状态。单片机测定的是电压而非电流，因此，必须使用一个检测电阻。要确定检测电阻  $R_{IS}$  的阻值，必须知道要求系统诊断的最高负载电流幅值。

#### 10.3.1 最高负载电流

要确定可以流经功率 DMOS 的最高电流  $I_{L(NOM\_MAX)}$ ，一个办法是确定最高电池电压条件下的最短脉宽调制工作循环。例如，假设 8% 的工作循环是最低限度功能（例如，用于灯泡调光），最高电池电压为 36V，这相当于在电池电压为 10.2V 时，启动脉宽调制。利用等式 (1)，计算出当电池电压为 10.2V 时的灯泡电阻，

然后，可以确定当电池电压为 36V 时，流经灯泡的最高电流。请参见图 87，图中以 2x21W 灯泡为例。从图中可以看出，当电池电压为 36V、脉宽调制工作循环为 8% 时，流经 2x21W 灯泡的最高电流约为 4.2A。使用 BTT6050-2EKA 来驱动 2x21W 灯泡的系统应当能够诊断 4.2A 电流。在已知  $I_{L(NOM\_MAX)}$  的情况下，可以计算出此时的最小电流比率  $k_{ILIS\_MIN}$ ，有了这个值，就可以计算出 PROFET<sup>TM</sup> +24V 能够提供的最高检测电流  $I_{IS\_MAX}$ 。所有高于该值的电流均被视为短路。根据单片机电源电压  $V_{DD}$ ，可以计算出最高检测电阻为  $R_{IS} = V_{DD} / I_{IS\_MAX}$ 。请参考图 88 和表 15。

请注意，PROFET<sup>TM</sup> +24V 检测电流范围受限于 P 通道 MOSFET 可提供的最高电流。参考图 69。表 16 总结了 PROFET<sup>TM</sup> +24V 器件可诊断的最高负载电流。

 表 15 优化  $R_{IS}$  计算示例

	<b>50mΩ</b>
计划负载 (W)	2 x 21
最高负载电流 (A)	4.2
最小 $k_{ILIS}$	1305
$R_{IS}$ (kΩ)	1.5

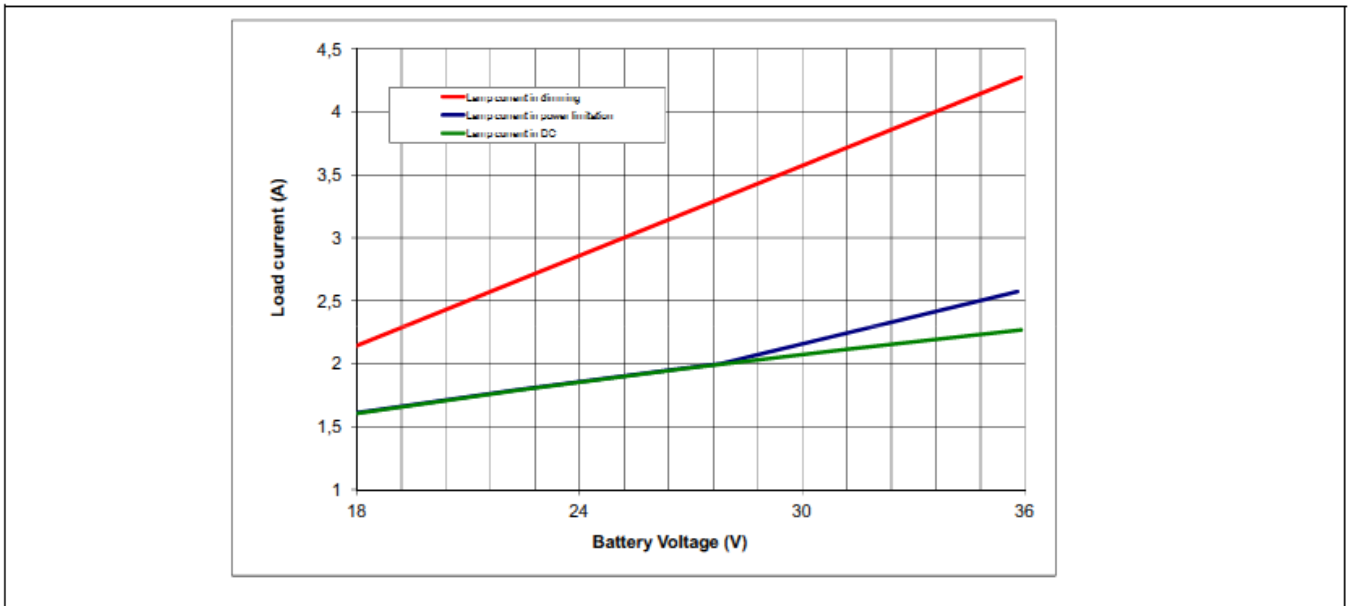


图 87 当脉宽调制工作循环为 8%时, 2x21W Lamp 灯泡最高电流与电池电压的关系

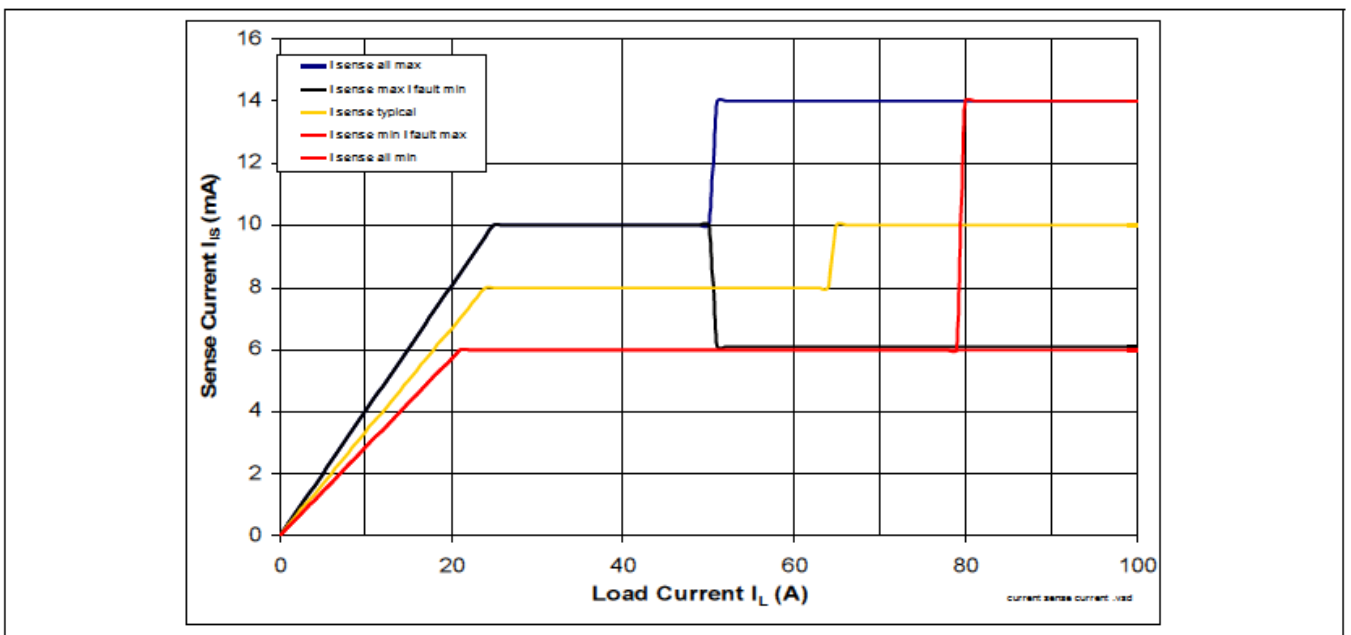


图 88 检测电流与负载电流的关系—BTT6020-1EKA

表 16 PROFET™ +24V 可诊断的最高电流

	12mΩ	20mΩ	30mΩ	50mΩ	100mΩ	200mΩ
目标负载 (W)	2 x 70W 5 x 21W	1 x 70W 4 x 21W	1 x 70W 3 x 21W	2 x 21W	21W	2 x 5W
当脉宽调制工作循环为 8%时的最高电流 (A)	14	8.5	6.5	4.2	2.1	1.5
典型 $k_{ILIS}$ 比率	4000	3000	2150	1500	1500	550
可诊断负载电流 $I_{LMAX}$ (A)	24	15	11	8	8	2.8

### 10.3.2 最低负载电流

负载开路将在 PROFET™ +24V 器件中产生最低负载电流。正如第 6.3 节和第 9.6.3 节所描述，在这种情况下，最低电流  $I_{IS(OL)}$  因太小，而无法被第 10.3.1 节中定义的  $R_{IS}$  所检测到。此时，必须考虑使用额外的检测电阻  $R_{IS\_LOWLOAD}$  和开关。图 89 所示为所采用的电路。 $R_{IS\_LOWLOAD}$  的建议电阻值为  $10k\Omega$ 。

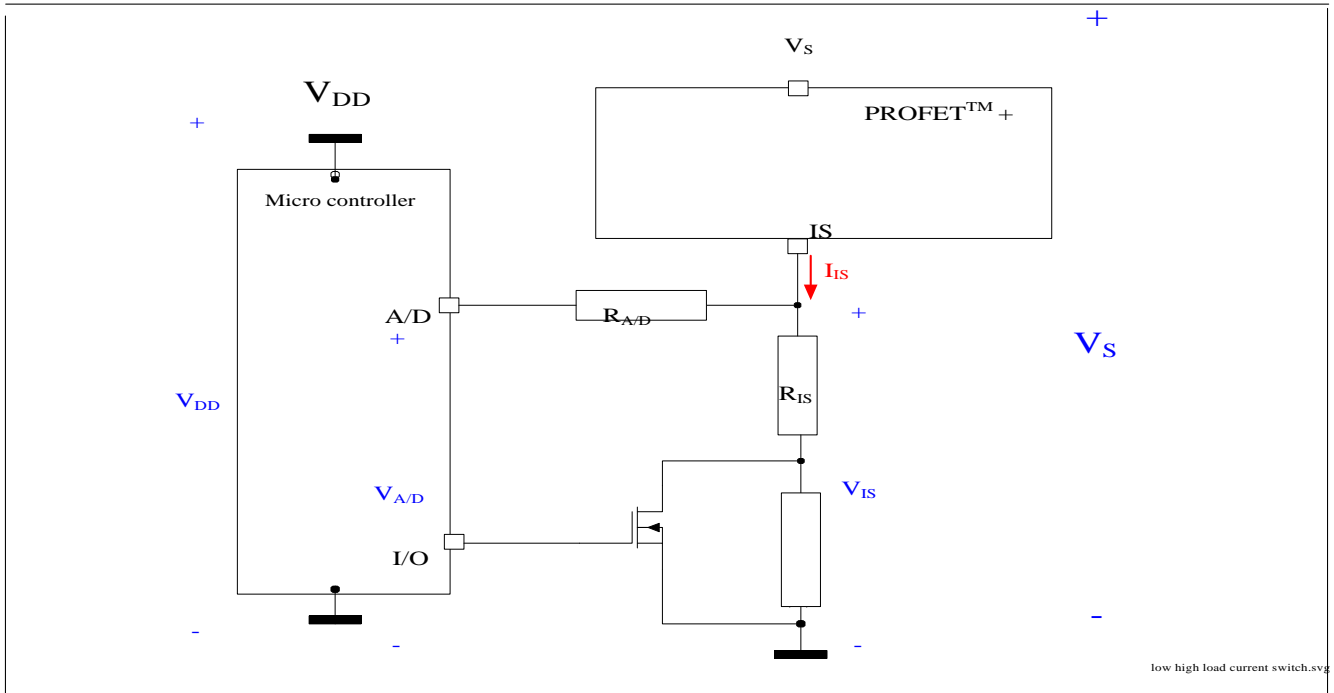


图 89 低负载电流检测电路

### 10.3.3 检测引脚电压

除静电防护电路结构外，检测引脚不具备以  $V_S$  为基准的特殊钳位结构。这意味着，如果不施加外部限制， $V_{IS}$  可能上升至  $V_S$ 。参考图 90。因此为了保护单片机，至少需要加装一个串联电阻。在这种情况下，单片机保护二极管将限制电压，而串联电阻将限制电流。



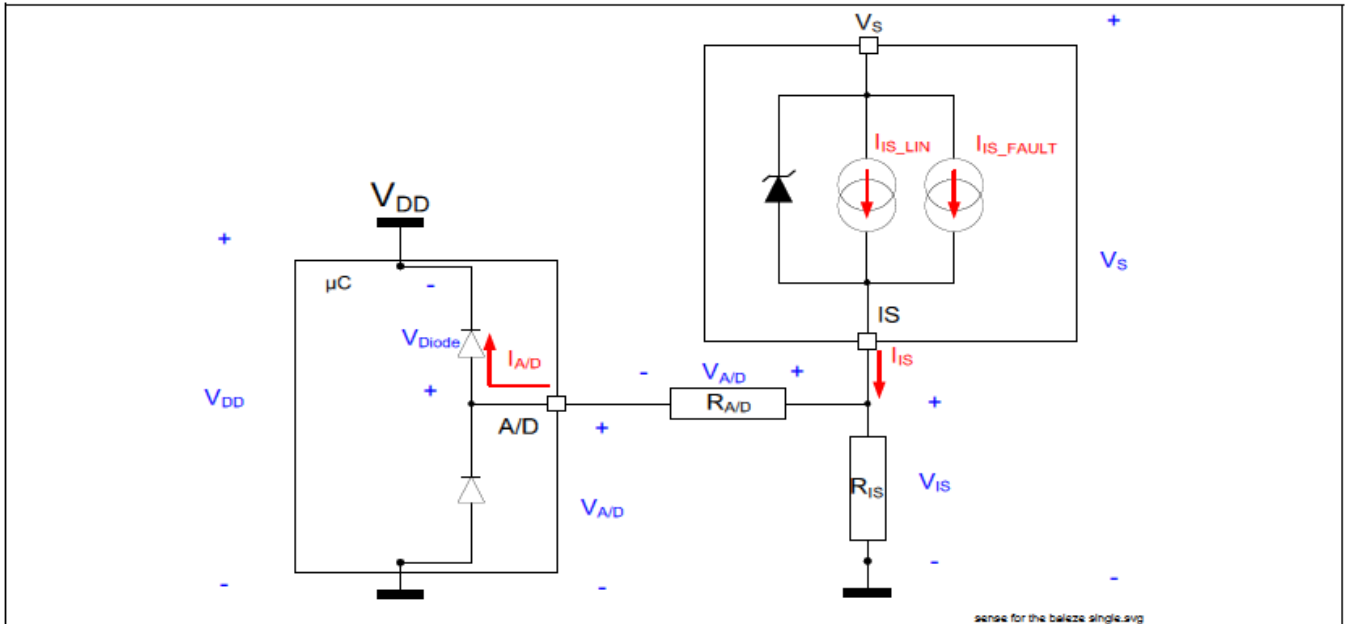


图 90 电流检测电路和最低保护电路

也可以使用齐纳二极管来实现钳位电路，以防止过压。这能改善系统的过压鲁棒性。参考 图 91.  $I_{A/D}$  大幅降低，大部分电压被齐纳二极管钳位。有必要借助  $R_{SENSE}$  来保护检测电路结构，以免在正常运行状态下受到破坏性功率耗散的损害，或者以免受到反极性的损害。

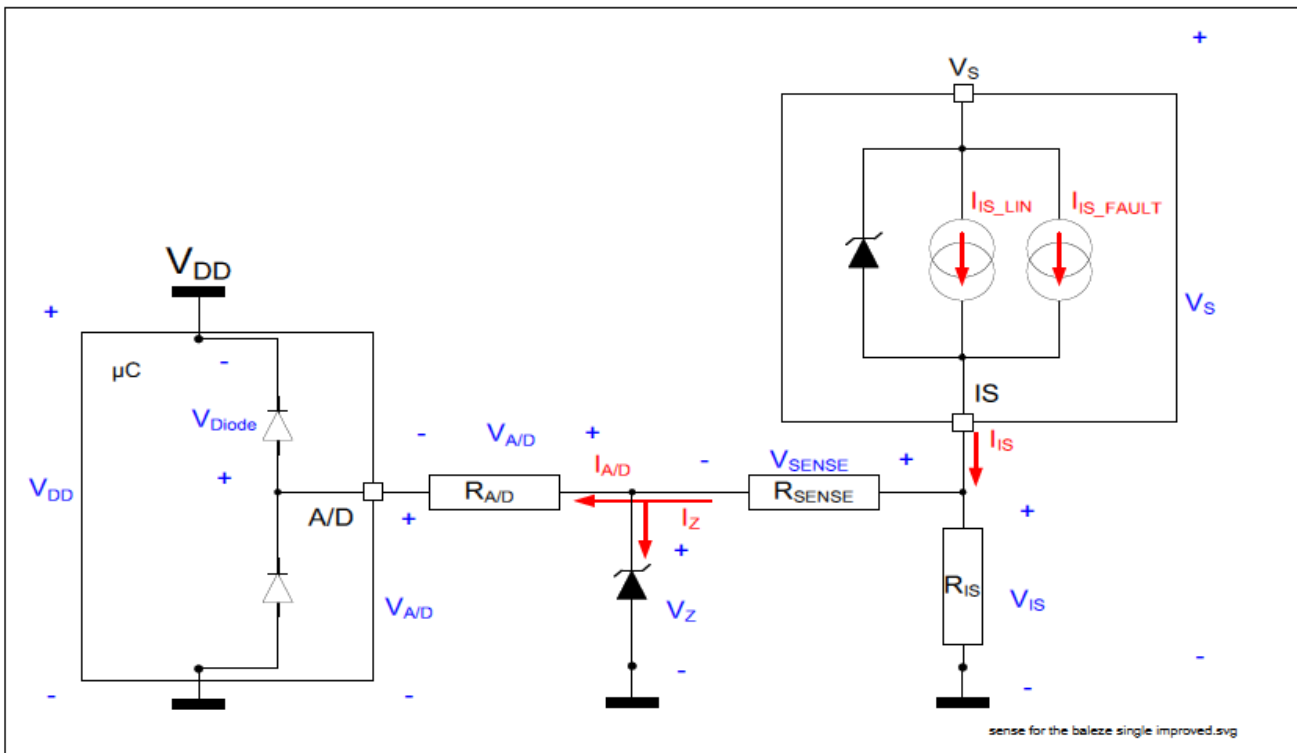


图 91 具备改良型保护电路的电流检测电路

必须注意的是，检测电路中的功率 ( $I_{IS\_LIN}$ ;  $I_{IS\_FAULT}$ ) 是不容忽视的，因此，不应限制  $V_{IS}$ ，不论是利用阻值太低的检测电阻，还是齐纳二极管。

## 11 PROFET™ +24V 灵活性

在 PROFET™ +24V 提供的特性组合中，家族内成员之间的引脚兼容是最重要的一个。

有三种采用四个不同变量的封装可供选择。参考 图 92.

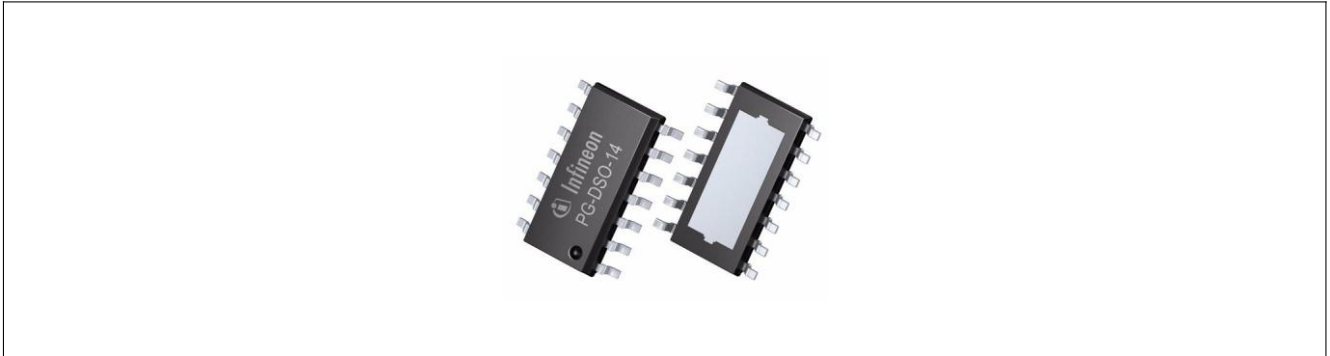


图 92 PROFET™ +24V 封装

### 11.1 引脚逻辑

引脚逻辑总是相同的。右侧为 PROFET™ +24V 的输出端。左侧为与单片机之间的链接。电源则来自底部，即，来自散热器。

### 11.2 单通道和双通道

参考 图 93。如果电路板布局中规划了散热器，则可以实现单通道与双通道之间的兼容性。

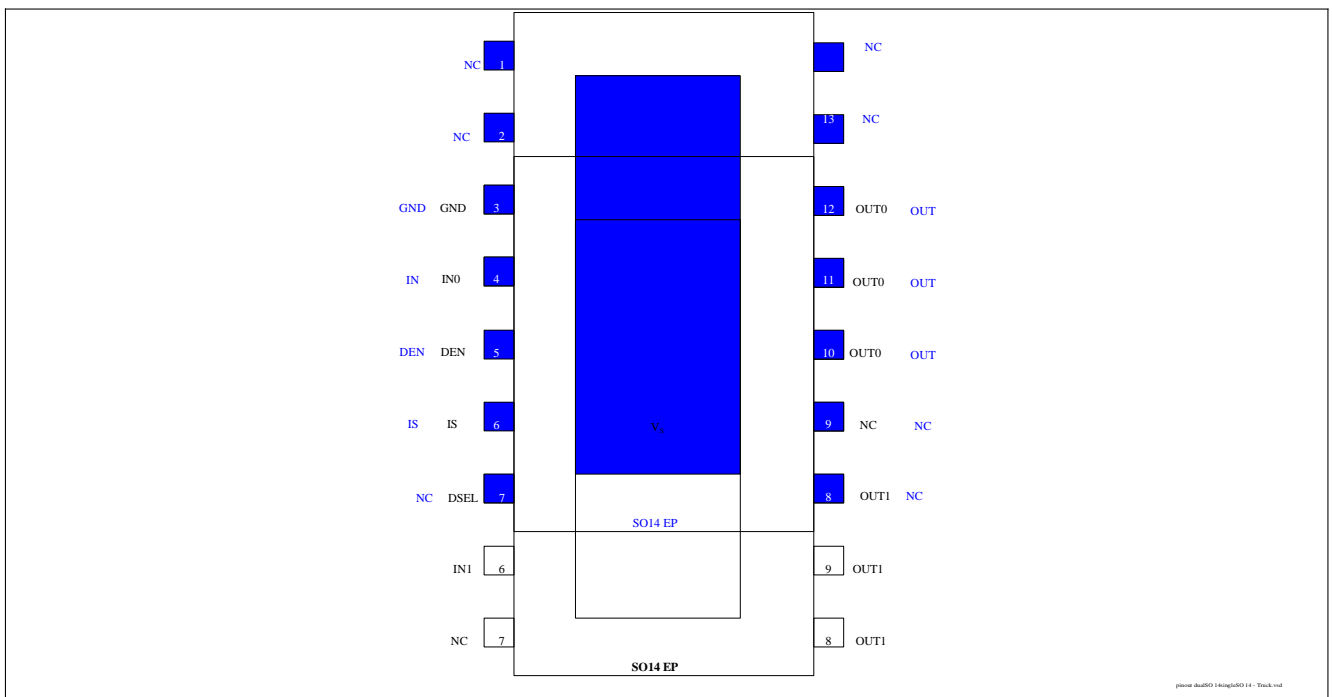


图 93 单通道和双通道之间的引脚兼容性

## 12 PROFET™ +24V 扩展性

PROFET™ +24V 属于一个产品家族。每一项电气参数均随  $R_{DS(ON)}$  值的变化而增减。随  $R_{DS(ON)}$  值的变化而增减的参数主要有  $k_{ILIS}$  比率,  $E_{AS}$  能力和  $I_{L(SC)}$  电流限制。所有其他参数均完全相同!

### 12.1 家族概述

表 17 总结了 PROFET™ +24V 之间的区别。

#### 高阻家族内部的区别

编号	参数	符号	BTT 6050	单位
概述	负载	$P_{LOAD}$	2 x 21	W
概述	典型 $k_{ILIS1}$ 比率	$k_{ILIS}$	1500	-
P_4.1.22	最高功率	$P_{TOT}$	1.6	W
P_4.1.23	感应电量	$E_{AS}$	40	mJ
P_4.3.2	结至环境热阻	$R_{thJA}$	35	K/W
P_5.5.1	导通热阻	$R_{DS(ON)}$	100	mΩ
P_5.5.21			50	
P_5.5.2	标称负载电量	$I_{nom1}$	5	A
P_5.5.3		$I_{nom2}^{1)}$	3	
P_5.5.9	反向电流能力	$-I_{L(INV)}^1$	3	A
P_5.5.19	接通电量	$E_{ON}$	0.6	mJ
P_5.5.20	断开电量	$E_{OFF}$	0.7	mJ
P_6.6.4	负载电流限制	$I_{L5(SC)}$	38 47 56	A
P_6.6.7	负载电流限制	$I_{L28(SC)}$	16	A
P_7.5.2	接通状态下的开了负载 阈值	$I_{IS(OL)}$	8	μA
P_7.5.9	用于 $k_{ILIS1}$ 的 $I_L$	$I_{L1}$	0.5	A
P_7.5.10	用于 $k_{ILIS2}$ 的 $I_L$	$I_{L2}$	1	A
P_7.5.11	用于 $k_{IL}$ 的 $I_{LIS}$	$I_{L3}$	2	A
P_7.5.12	用于 $k_{ILIS4}$ 的 $I_L$	$I_{L4}$	4	A

1)仅适用于双通道产品

### 12.2 卡车和轿车家族比较

PROFET™ +24V 隶属于大家族 PROFET™ + , 且在这个大家族中也可以查询到 PROFET™ +12V 器件。这样, 一个主要好处就是这两个家族之间的封装输出可以实现完全兼容。

不同器件的电气参数会有些微差别。表 18 总结了 BTT6050-2EKA PROFET™ +24V, BTS5030-2EKA 和 BTS5045-2EKA PROFET™+12V 之间的差别。

**PROFET™ +24V 扩展性**
**表 18 PROFET™+12V 和 PROFET™+ 24V 之间的差别**

P_	参数	符号	BTT 6050-2EKA	BTS 5030-2EKA	BTT 5045-2EKA	备注
<b>电压相关参数</b>						
4.1.1	供电电压	$V_S$	36V	28V	28V	改变电压参数满足系统需求。  他们根据 12V 到 24V 系统需求而变化，与任何特定产品无关联。  请注意 PROFET™ +24V 可用于 12V 系统。
4.1.2	电池反接电压	$V_{S(REV)}$	28V	16V	16V	
4.1.3	短路保护供电电压	$V_{BAT(SC)}$	36V	24V	24V	
4.1.12	负载突降保护供电电压	$V_{S(LD)}$	65V	41V	41V	
4.1.26	功率晶体管上电压	$V_{DS}$	65V	41V	41V	
4.2.1	额定工作电压	$V_{NOM}$	8...36V	8...18V	8...18V	
4.2.2.	扩展工作电压	$V_{S(OP)}$	5...48V	5...28V	5...28V	
5.5.5	钳位电压	$V_{DS(AZ)}$	65V...75V	41V...53V	41V...53V	
6.6.3		$V_{S(AZ)}$				
7.5.3		$V_{IS(AZ)}$				
<b>开启/关断参数</b>						
5.5.14	导通时间	$t_{ON}$	150 $\mu$ s	230 $\mu$ s	230 $\mu$ s	PROFET™ +24V 受益于英飞凌电磁兼容能力方面的专有技术。在类似地电磁兼容性能下，它提供更快的导通时间（约 3 倍）  它容许脉宽调制频率相对较高的应用（高达 500HZ）
5.5.15	关断时间	$t_{OFF}$	150 $\mu$ s	230 $\mu$ s	230 $\mu$ s	
5.5.11	导通状态下的摆率	$dV/dt_{ON}$	0.3 ... 1.4V/ $\mu$ s	0.1 ... 0.5V/ $\mu$ s	0.1 ... 0.5V/ $\mu$ s	
5.5.12	关断状态下的摆率	$dV/dt_{OFF}$	0.3 ...1.4 V/ $\mu$ s	0.1 ...0.5 V/ $\mu$ s	0.1 ...0.5 V/ $\mu$ s	
5.5.19	Switching energy ON	$E_{ON}$	0.6 mJ @ 12 $\Omega$	1.2 mJ @ 4 $\Omega$	0.8 mJ @ 6 $\Omega$	
5.5.20	Switching energy OFF	$E_{OFF}$	0.5 mJ @ 12 $\Omega$	1.1 mJ @ 4 $\Omega$	0.7 mJ @ 6 $\Omega$	
<b>消耗电流</b>						
4.2.5	操作电流, 单通道	$I_{GND_1}$	9 mA	6 mA	6 mA	PROFET™ +24V 为 EMC 电路供电时，需要更高一点的电流。PROFET™ +24V 受益于英飞凌泄露电流控制专有技术。
4.2.6	操作电流, 双通道	$I_{GND_2}$	12 mA	8 mA	8 mA	
4.2.10	待机电流	$I_{S(OFF)_150}$	10 $\mu$ A	20 $\mu$ A	20 $\mu$ A	
<b>保护</b>						
6.6.4	负载电流限制	$I_{L5(SC)}$	38...56 A	36...57 A	25...40 A	在最大可切换电流方面，50m $\Omega$ PROFET™+24V 类似于 30m $\Omega$ PROFET™ 12V。
4.1.4	短路鲁棒性	$n_{RSCI}$	100 k	100 k	100 k	
4.1.23	最大电量损耗	$E_{AS}$	55 mJ	50 mJ	35 mJ	

表 18 PROFET™+12V 和 PROFET™ + 24V 之间的差别

P_	参数	符号	BTT 6050-2EKA	BTS 5030-2EKA	BTT 5045-2EKA	备注
负载电流						
5.5.2	单通道标称负载电流	$I_{L(NOM)_1}$	4.5A	6A	4.5A	从直流电流角度来看，50 mΩ PROFET™ +24V 类似于 45mΩ PROFET™ +12V
5.5.3	双通道标称负载电流	$I_{L(NOM)_2}$	3A	4A	3A	
7.5.9	电流检测比率	$k_{ILIS}$	1500	2150	1500	

从表 17 我们可以看出，PROFET™ +24V 的性能相当于 PROFET™+ 12V 两个  $R_{DS(ON)}$  的性能。

负载电流与热性能相关，因此，相类似的  $R_{DS(ON)}$  值可相互比较。因此，电流检测是类似地。请参见第 10.3 节。

短路电流和电量能力与 DMOS 容量相关，且 50mΩ 高压类似于 30mΩ 的低压。请参见第 7.1 节。

PROFET™ +24V 的切换速度使其可用于阀门控制等应用，甚至可以考虑将其用于 12V 系统。

## 13 附录

### 13.1 脉宽调制功率损耗计算方法

$$P_{\text{PWM}} = P_{\text{RON}} + P_{\text{SW}} \quad (19)$$

功率耗散分为  $r_{\text{DS(ON)}}$  阶段的功率耗散  $P_{\text{RON}}$  和开关阶段的功率耗散  $P_{\text{SW}}$ 。

$$P_{\text{RON}} = R_{\text{DSON}} \times I_{\text{PWM}}^2 \times t_{\text{ON}} \times F \quad (20)$$

$r_{\text{DS(ON)}}$  阶段的功率耗散取决于脉宽调制频率  $F$ , 导通时间  $t_{\text{ON}}$ , 以及负载电流  $I_{\text{PWM}}$ 。

$$d = F \times t_{\text{ON}} = \frac{V_{\text{PWM}}^2}{V_{\text{BAT}}^2} \quad (21)$$

工作循环取决于开始执行脉宽调制之时的电压  $V_{\text{PWM}}$  (通常为 13.2V) 和有效电池电压  $V_{\text{BAT}}$ 。

$$P_{\text{RON}} = R_{\text{DSON}} \times F \times V_{\text{PWM}}^2 \times \frac{I_{\text{PWM}}^2}{V_{\text{BAT}}^2} = K_1 \times \frac{I_{\text{PWM}}^2}{V_{\text{BAT}}^2} \quad (22)$$

在等式 (20) 中代入等式 (21), 即得。定义常数值  $K_1$ , 以移项化简。

$$I_{\text{PWM}} = \frac{V_{\text{BAT}}}{R_{\text{LAMP}}} \quad (23)$$

负载电流  $I_{\text{PWM}}$  取决于电池电压  $V_{\text{BAT}}$  和灯泡电阻  $R_{\text{LAMP}}$  (得益于脉宽调制, 是一个常数)。

$$P_{\text{RON}} = \frac{K_1 \times V_{\text{BAT}}^2}{V_{\text{BAT}}^2 \times R_{\text{LAMP}}^2} = \frac{K_1}{R_{\text{LAMP}}^2} = K_2 \quad (24)$$

在等式 (22) 中代入等式 (23), 即得。定义常数值  $K_2$ , 以移项化简。 $r_{\text{DSON}}$  阶段的功率损耗是一个常量!

$$P_{SW} = 2 \times P_{SWON} = 2 \times t_{SWON} \times \frac{1}{2} \times \frac{V_{BAT}}{2} \times \frac{I_{PWM}}{2} \quad (25)$$

开关损耗  $P_{SW}$  是  $P_{SWON}$  的两倍（假设接通和断开过程是对称的）。

$$P_{SW} = t_{SWON} \times \frac{1}{4} \times \frac{V_{BAT}^2}{R_{LAMP}} \quad (26)$$

在等式 (26) 中代入等式 (23)

$$P_{SW} = K_3 \times V_{BAT}^2 \quad (27)$$

$P_{SW}$  取决于  $V_{BAT}^2$

$$P_{PWM} = K_2 + K_3 \times V_{BAT}^2$$

在等式 (19) 中代入等式 (24) 和等式 (27)。

### 13.2 负载开路电阻计算方法

求  $R_{OL}$  最高可接受值（负载开路上拉电阻）。

$$V_{BAT} - 3V < \frac{R_{DIRT}}{R_{DIRT} + R_{OL}} \times V_{BAT}$$

输出端电压  $V_{OUT}$  应当高于被视为当前负载的最高电压。该电压由  $R_{DIRT}$  和  $R_{OL}$  构成的分压器决定。

$$V_{BAT} \times (R_{DIRT} + R_{OL}) - 3V \times (R_{DIRT} + R_{OL}) < R_{DIRT} \times V_{BAT}$$

展开公式，

$$(V_{BAT} - 3V) \times R_{OL} < 3V \times R_{DIRT}$$

化简等式并将  $R_{OL}$  移到右侧。

修订历史

表 19 修订记录

版本号	日期	章节	修订



## 免责声明

为方便客户浏览，英飞凌以下所提供的将是有关英飞凌产品及服务资料的中文翻译版本。该中文翻译版本仅供参考，并不可作为任何论点之依据。虽然我们尽力提供与英文版本含义一样清楚的中文翻译版本，但因语言翻译和转换过程中的差异，可能存在不尽相同之处。因此，我们同时提供该中文翻译版本的英文版本供您阅读，请参见 [www.infineon-ecosystem.org](http://www.infineon-ecosystem.org)。并且，我们在此提醒客户，针对同样的英飞凌产品及服务，我们提供更加丰富和详细的英文资料可供客户参考使用。请详见 [www.infineon.com](http://www.infineon.com)

客户理解并且同意，英飞凌毋须为任何人士由于其在翻译原来的英文版本成为该等中文翻译版本的过程中可能存在的任何不完整或者不准确而产生的全部或者部分、任何直接或者间接损失或损害负责。英飞凌对于中文翻译版本之完整与正确性不承担任何责任。英文版本与中文翻译版本之间若有任何歧异，以英文版本为准，且仅认可英文版本为正式文件。

您如果使用以下提供的资料，则说明您同意并将遵循上述说明。如果您不同意上述说明，请不要使用本资料。

版次 2013/4/10

出版发行：  
Infineon Technologies  
Shanghai, China

© 2013 Infineon Technologies

## 免责声明

在任何情况下均不得将本文件所提供的信息视为条件或特征的担保。Infineon Technologies 特此声明，对本文中所提及的任何示例或提示、任何典型数值和/或任何与器件应用相关的信息，不作任何及所有形式的担保或承担任何及所有形式的责任（包括但不限于对不侵犯任何第三方知识产权的担保）。

## 信息

有关技术、交货条款及条件和价格，请与您最近的 Infineon Technologies 办事处联（[www.infineon.com](http://www.infineon.com)）

## 警告

由于技术要求，组件可能含有危险物质。如需相关型号的信息，请与您最近的 Infineon Technologies 办事处联系。

如果可能合理地预期此类组件的故障会导致生命支持器件或系统发生故障或影响该器件或系统的安全性或有效性，则 Infineon Technologies 提供的组件仅可用于获得 Infineon Technologies 明确书面批准的生命支持器件或系统。生命支持器件或系统的目的是植入人体或支持和/或保持并维持和/或保护生命。如果出现故障，则可能危及使用者或他人的人身安全。