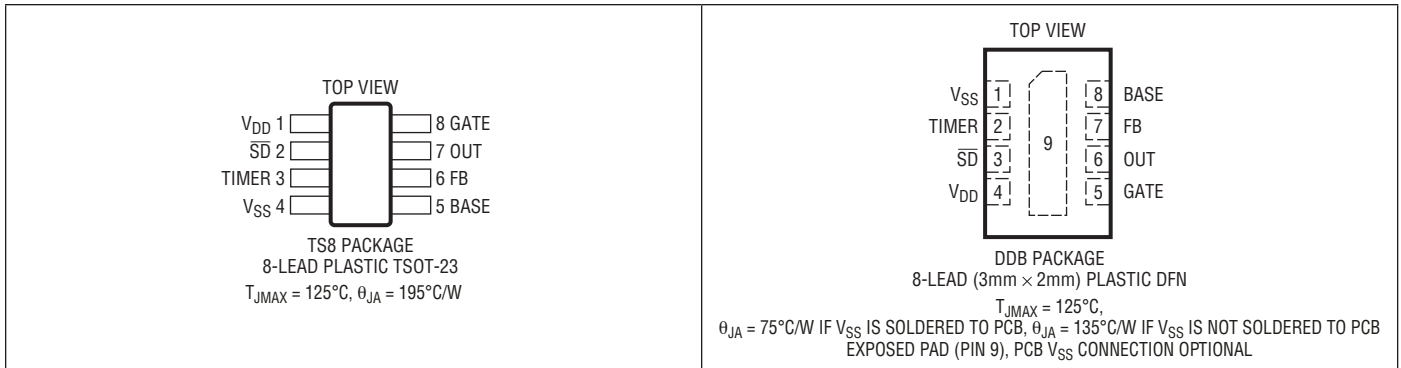


LTC4366-1/LTC4366-2

绝对最大额定值 (注 1、2) 所有电压均以 V_{SS} 为基准，除非特别注明。

| | | | |
|-------------------------|--------------------|-----------------------|---------------------------|
| 电源电压 (V_{DD}) | -0.3V 至 10V | 电流 | |
| 电源电压 (OUT)..... | -0.3V 至 5V | I_{VDD} | 10mA |
| 输入电压 | | I_{OUT} | 10mA |
| FB | -0.3V 至 OUT + 0.3V | BASE | -300 μ A 至 10 μ A |
| TIMER | -0.3V 至 3.5V | \overline{SD} | -10mA 至 10 μ A |
| \overline{SD} | -0.3V 至 10V | 工作温度范围 | |
| 输出电压 | | LTC4366C | 0°C 至 70°C |
| BASE | -1.5V 至 4V | LTC4366I | -40°C 至 85°C |
| OUT-BASE | -0.3V 至 5.5V | LTC4366H..... | -40°C 至 125°C |
| GATE (注 3)..... | -0.3V 至 15V | LTC4366MP | -55°C 至 125°C |
| GATE-OUT (注 3) | -0.3V 至 10V | 贮存温度范围 | -65°C 至 150°C |
| | | 引脚温度 (焊接时间 10 秒) | |
| | | 仅限 TSOT-23 封装 | 300°C |

引脚配置



订购信息

无铅涂层

| 卷带 (迷你型) | 卷带 | 器件标记* | 封装描述 | 温度范围 |
|-----------------------|----------------------|-------|-------------------------|---------------|
| LTC4366CTS8-1#TRMPBF | LTC4366CTS8-1#TRPBF | LTFMC | 8 引脚塑料 TSOT-23 | 0°C 至 70°C |
| LTC4366ITS8-1#TRMPBF | LTC4366ITS8-1#TRPBF | LTFMC | 8 引脚塑料 TSOT-23 | -40°C 至 85°C |
| LTC4366HTS8-1#TRMPBF | LTC4366HTS8-1#TRPBF | LTFMC | 8 引脚塑料 TSOT-23 | -40°C 至 125°C |
| LTC4366CDDB-1#TRMPBF | LTC4366CDDB-1#TRPBF | LFMD | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | 0°C 至 70°C |
| LTC4366IDDB-1#TRMPBF | LTC4366IDDB-1#TRPBF | LFMD | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | -40°C 至 85°C |
| LTC4366HDDB-1#TRMPBF | LTC4366HDDB-1#TRPBF | LFMD | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | -40°C 至 125°C |
| LTC4366CTS8-2#TRMPBF | LTC4366CTS8-2#TRPBF | LTFMF | 8 引脚塑料 TSOT-23 | 0°C 至 70°C |
| LTC4366ITS8-2#TRMPBF | LTC4366ITS8-2#TRPBF | LTFMF | 8 引脚塑料 TSOT-23 | -40°C 至 85°C |
| LTC4366HTS8-2#TRMPBF | LTC4366HTS8-2#TRPBF | LTFMF | 8 引脚塑料 TSOT-23 | -40°C 至 125°C |
| LTC4366CDDB-2#TRMPBF | LTC4366CDDB-2#TRPBF | LFMG | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | 0°C 至 70°C |
| LTC4366IDDB-2#TRMPBF | LTC4366IDDB-2#TRPBF | LFMG | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | -40°C 至 85°C |
| LTC4366HDDB-2#TRMPBF | LTC4366HDDB-2#TRPBF | LFMG | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | -40°C 至 125°C |
| LTC4366MPTS8-1#TRMPBF | LTC4366MPTS8-1#TRPBF | LTFMC | 8 引脚塑料 TSOT-23 | -55°C 至 125°C |
| LTC4366MPTS8-2#TRMPBF | LTC4366MPTS8-2#TRPBF | LTFMF | 8 引脚塑料 TSOT-23 | -55°C 至 125°C |
| LTC4366MPDDB-1#TRMPBF | LTC4366MPDDB-1#TRPBF | LFMD | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | -55°C 至 125°C |
| LTC4366MPDDB-2#TRMPBF | LTC4366MPDDB-2#TRPBF | LFMG | 8 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 DFN | -55°C 至 125°C |

TRM = 500 片。* 温度等级请见集装箱上的标识。

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌力尔特公司。

有关含铅涂层器件的信息，请咨询凌力尔特公司。

如需了解更多有关无铅器件标记的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/leadfree/>

如需了解更多有关卷带规格的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/tapeandree/>

LTC4366-1/LTC4366-2

电特性

凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。所有电压均以 V_{SS} 为基准，除非特别注明。

| 符号 | 参数 | 条件 | | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|-----------------------------|---------------------------|---|--------|--------------|--------------|--------------|--------------------------------|
| V_{DD} 稳压器 | | | | | | | |
| $V_{Z(VDD)}$ | V_{DD} 并联稳压器电压 | $I = 1\text{mA}$ | ● | 11.5 | 12 | 12.5 | V |
| $\Delta V_{Z(VDD)}$ | V_{DD} 并联稳压器负载调节 | $I = 1\text{mA}$ 至 5mA | ● ● | | 30 30 | 90 130 | mV mV |
| V_{DD} | V_{DD} 电源电压 (注 3) | | ● | 4.5 | | $V_{Z(VDD)}$ | V |
| $I_{VDD(STLO)}$ | V_{DD} 引脚电流 – 启动，栅极为低电平 | $\text{GATE} = 0\text{V}$, $V_{DD} = 7\text{V}$, $\text{OUT} = 0\text{V}$ | ● | | 15 | 23 | μA |
| $I_{VDD(STHI)}$ | V_{DD} 引脚电流 – 启动，栅极为高电平 | GATE 开路, $V_{DD} = 7\text{V}$, $\text{OUT} = 0\text{V}$ | ● | | 9 | 13 | μA |
| $I_{VDD(SD)}$ | V_{DD} 引脚电流 – 停机 | $V_{DD} = 7\text{V}$, $\text{OUT} = 0\text{V}$ | ● | | 5 | 8 | μA |
| OUT 稳压器 | | | | | | | |
| $V_{Z(OUT)}$ | OUT 并联稳压器电压 | $I = 1\text{mA}$, $\text{BASE} = 0\text{V}$ | ● | 5.0 | 5.7 | 6.0 | V |
| $\Delta V_{Z(OUT)}$ | OUT 并联稳压器负载调节 | $I = 1\text{mA}$ 至 5mA | ● | | 30 | 70 | mV |
| OUT | OUT 电源电压 (注 3) | | ● | 3.0 | | $V_{Z(OUT)}$ | V |
| V_{UVLO1} | OUT 欠压闭锁 1 | 上升 | ● ● | 2.42 2.42 | 2.55 2.55 | 2.75 2.80 | V V |
| ΔV_{UVH1} | OUT 欠压闭锁 1 迟滞 | | ● | 0.2 | 0.28 | 0.4 | V |
| V_{UVLO2} | OUT 欠压闭锁 2 | 上升 | ● | 4.5 | 4.75 | 4.9 | V |
| ΔV_{UVH2} | OUT 欠压闭锁 2 迟滞 | | ● | 0.3 | 0.4 | 0.5 | V |
| $I_{OUT(AMP)}$ | OUT 引脚电流 – 调节放大器接通 | | ● | | 37 | 54 | μA |
| $I_{OUT(CP)}$ | OUT 引脚电流 – 充电泵接通 | | ● | | 150 | 220 | μA |
| $I_{OUT(SD)}$ | OUT 引脚电流 – 停机 | | ● | | 3 | 6 | μA |
| BASE, V_{SS} | | | | | | | |
| $V_{Z(BASE)}$ | BASE 并联稳压器电压 (OUT-BASE) | $I = -10\mu\text{A}$, $\text{OUT} = 4.5\text{V}$ | ● | 5.5 | 6.2 | 6.6 | V |
| $\Delta V_{Z(BASE)}$ | BASE 并联稳压器负载调节 | $I = -10\mu\text{A}$ 至 $-80\mu\text{A}$, $\text{OUT} = 4.5\text{V}$ | ● | | 125 | 200 | mV |
| I_{BASE} | BASE 引脚漏电流 | $\text{OUT} = 4.5\text{V}$, $\text{BASE} = -0.5\text{V}$ | ● | -0.1 | -0.8 | -5.5 | μA |
| $I_{VSS(AMP)}$ | V_{SS} 引脚电流 – 调节放大器接通 | | ● | -30 | -45 | -72 | μA |
| $I_{VSS(CP)}$ | V_{SS} 引脚电流 – 充电泵接通 | | ● | -108 | -160 | -230 | μA |
| $I_{VSS(SD)}$ | V_{SS} 引脚电流 – 停机 | | ● | | -7 | -12 | μA |
| GATE 驱动 | | | | | | | |
| ΔV_{GATE} | 外部 N 沟道栅极驱动 (GATE-OUT) | $\text{OUT} = 4.9\text{V}$, $I = 0$, $-1\mu\text{A}$ | ● | 11.2 | 12 | 12.5 | V |
| $I_{GATE(ST)}$ | GATE 引脚电流 – 启动 | $\text{GATE} = \text{OUT} = 0\text{V}$ | ● ● | -4.5 -3.2 | -7.5 -7.5 | -11 -11 | μA μA |
| $I_{GATE(CP)}$ | GATE 引脚电流 – 充电泵接通 | $\text{GATE} = 5\text{V}$, $\text{OUT} = 4.9\text{V}$ | ● | -14 | -20 | -28 | μA |
| $I_{GATE(FD)}$ | GATE 引脚电流 – 快速放电 | $\text{GATE} = 10\text{V}$, $\text{OUT} = 4.9\text{V}$ | ● | 122 | 200 | 300 | mA |
| $I_{GATE(FLT)}$ | GATE 引脚电流 – 故障 | $\text{GATE} = 10\text{V}$, $\text{OUT} = 4.9\text{V}$ | ● | 0.3 | 0.7 | 1.2 | mA |

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。所有电压均以 V_{SS} 为基准，除非特别注明。

| 符号 | 参数 | 条件 | | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|--|---|--|---|-------|------|---------|---------------|
| FB, \overline{SD}, TIMER | | | | | | | |
| $V_{FB(REG)}$ | 3% FB 引脚调节门限 (OUT-FB) | | ● | 1.193 | 1.23 | 1.267 | V |
| I_{FB} | FB 引脚漏电流 | OUT-FB = 1.2V | ● | | 0 | ± 1 | μA |
| $V_{\overline{SD}}(TH)$ | \overline{SD} 引脚门限电压 ($V_{DD} - \overline{SD}$) | 下降 | ● | 1.0 | 1.5 | 2.3 | V |
| $V_{\overline{SD}}(HYST)$ | \overline{SD} 引脚迟滞 | | ● | 147 | 280 | 530 | mV |
| $I_{\overline{SD}}$ | \overline{SD} 引脚输入上拉电流 | $V_{DD} - \overline{SD} = 0.7V$ | ● | -0.7 | -1.6 | -3.5 | μA |
| | | | ● | -0.5 | -1.6 | -3.5 | μA |
| $V_{TIMER(H)}$ | TIMER 引脚门限 | TIMER 上升, $V_{DD} = 7V$, $OUT = V_{Z(OUT)}$ | ● | 2.6 | 2.8 | 3.1 | V |
| $I_{TIMER(UP)}$ | TIMER 引脚上拉电流 | TIMER = 1V | ● | -5.1 | -9 | -13 | μA |
| | | | ● | -4 | -9 | -13 | μA |
| $I_{TIMER(DN)}$ | TIMER 引脚下拉电流 | TIMER = 1V | ● | 0.9 | 1.8 | 2.8 | μA |
| | | | ● | 0.7 | 1.8 | 2.8 | μA |
| $I_{TIMER(RATIO)}$ | TIMER 引脚电流比 $I_{TIMER(DN)}/I_{TIMER(IP)}$ | | ● | 15 | 20 | 25 | % |
| AC 特性 | | | | | | | |
| $t_{DLY-\overline{SD}}$ | \overline{SD} 低电平至 GATE 低电平滤波器时间 | 使 $V_{DD}-\overline{SD}$ 从 0V 阶跃至 3V | ● | 420 | 700 | 1200 | μs |
| $t_{DLY-FAST}$ | FB 低电平至 GATE 低电平延迟时间 | 使 OUT-FB 从 0V 阶跃至 1.3V | ● | 60 | 150 | 300 | ns |
| $t_D(COOL)$ | 冷却定时器 (内部) | $V_{DD} = V_{Z(VDD)}$ | ● | 5.9 | 9 | 16 | s |
| | | | ● | 5.9 | 9 | 19 | s |

注 1：高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2：所有流入引脚的电流均为正。

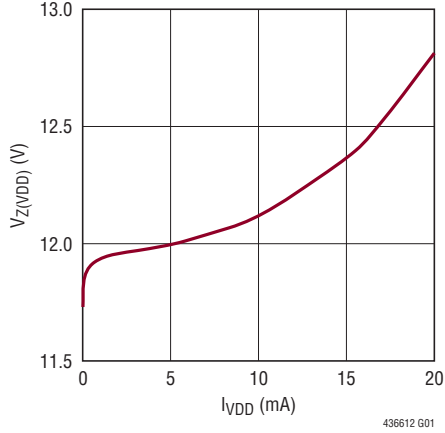
注 3：最大额定值的限值被定义为首先出现的限值。一个内部箝位将最大 GATE 引脚电压限制为 (源极电压 + 12V)。把该引脚驱动至高于该箝位的电压有可能损坏器件。

注 4： T_J 依据下面的公式由环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 来计算：

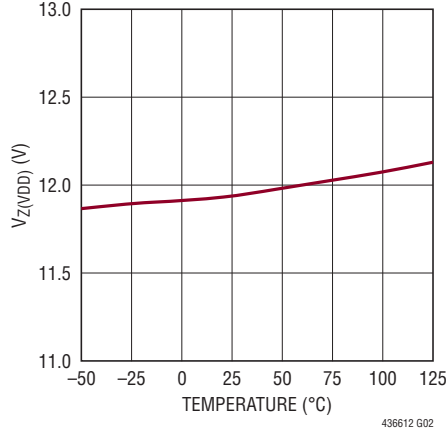
$$T_J = T_A + (P_D \cdot 250^\circ\text{C/W})$$

典型性能特征

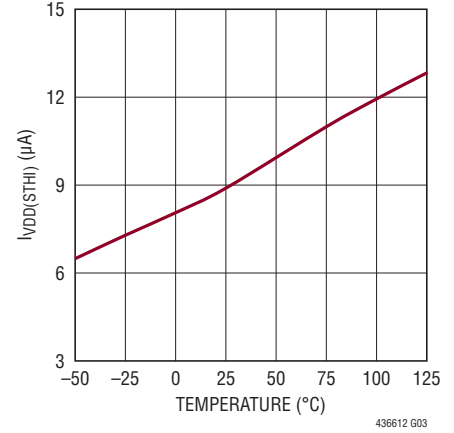
V_{DD} 并联稳压器与 V_{DD} 电流的关系曲线



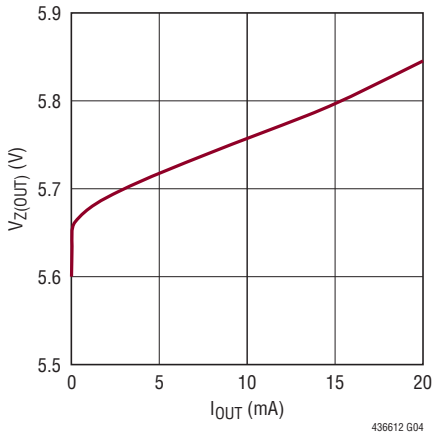
V_{DD} 并联稳压器与温度的关系曲线



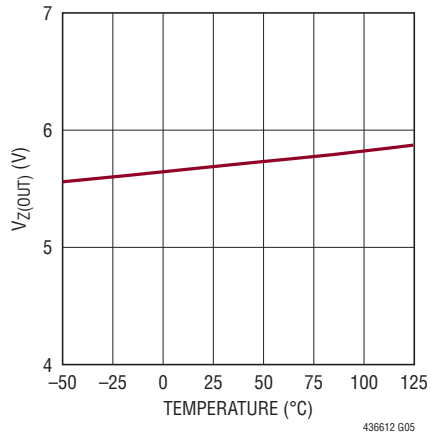
V_{DD} 启动电流与温度的关系 (GATE 为高电平)



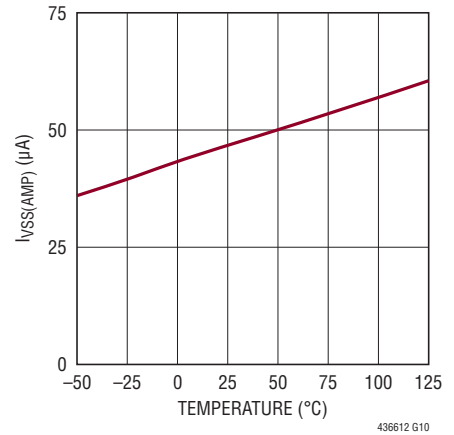
OUT 并联稳压器与 OUT 电流的关系曲线



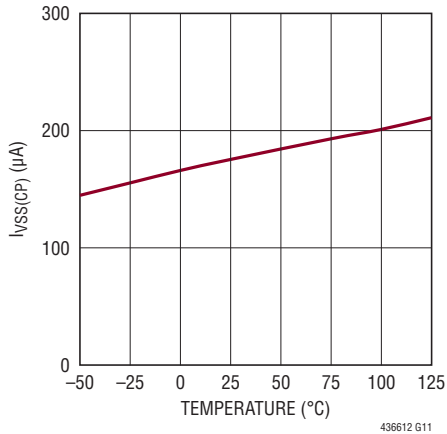
OUT 并联稳压器与温度的关系曲线



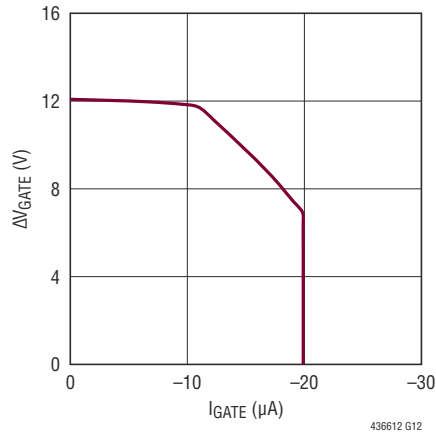
V_{SS} 电流 (调节放大器接通) 与温度的关系曲线



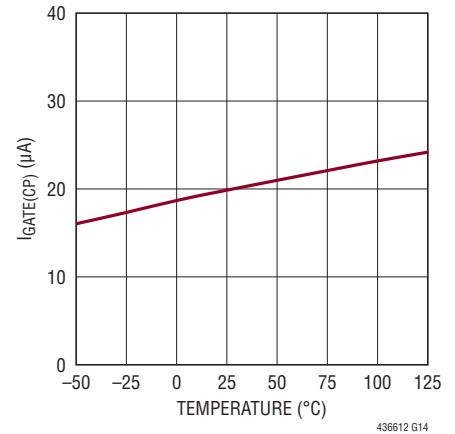
V_{SS} 电流 (充电泵接通) 与温度的关系曲线



栅极驱动与栅极上拉电流的关系曲线

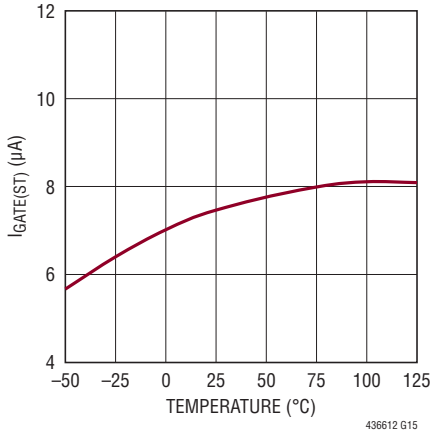


栅极电流 (充电泵接通) 与温度的关系曲线

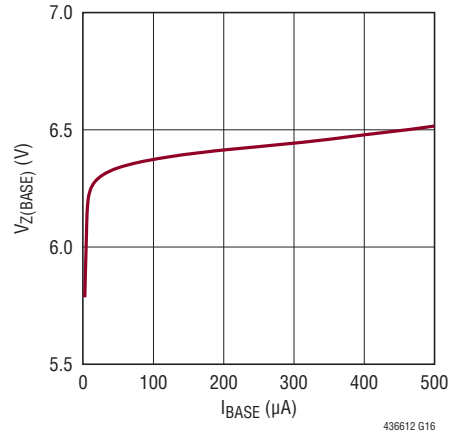


典型性能特征

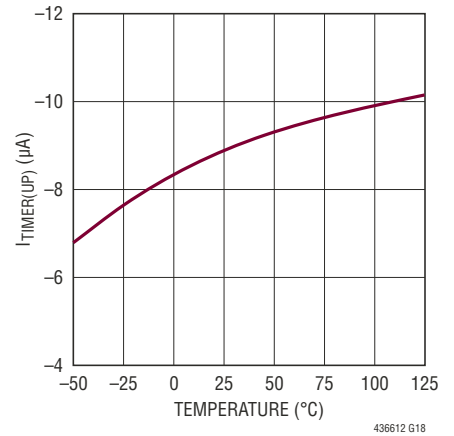
栅极启动电流与温度的关系曲线



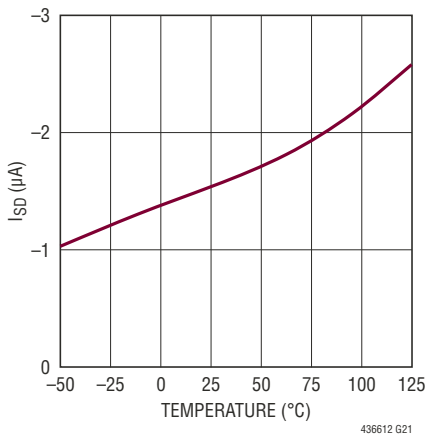
基极并联稳压器与基极电流的关系曲线



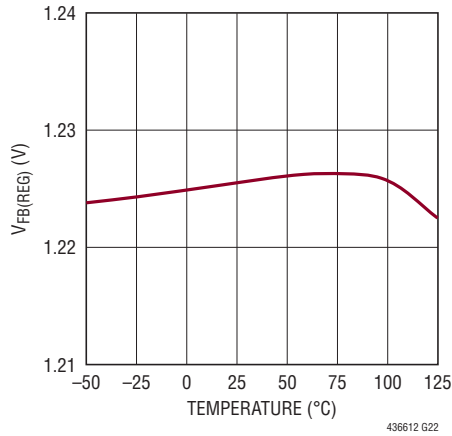
定时器上拉电流与温度的关系曲线



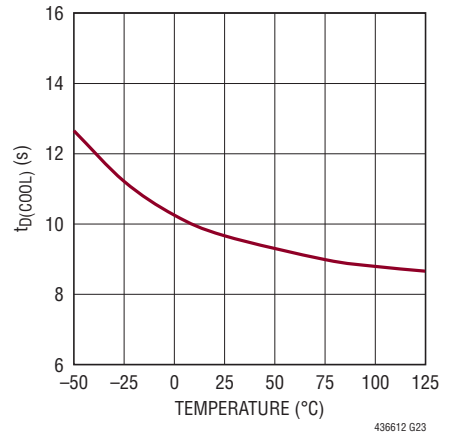
SD 上拉电流与温度的关系曲线



FB 调节门限与温度的关系曲线



冷却时间与温度的关系曲线



引脚功能

BASE：用于外部 PNP 并联稳压器的基极驱动器输出。该引脚连接至一个内部 6.2V 齐纳二极管 (其负极接至 OUT 引脚) 的正极。在期望较低的静态电流但禁止使用一个较大的 V_{SS} 电阻器时，将一个外部 PNP 的基极连接至该引脚 (此 PNP 的集电极接地，而发射极则连接至 V_{SS})。不用时把该引脚连接至 V_{SS} 。

裸露焊盘：裸露衬垫可以置于开路状态或连接至 V_{SS} 。

FB：过压调节放大器反馈输入。把该引脚连接至一个位于 OUT 和地之间的外部阻性分压器。过压调节放大器负责控制外部 N 沟道 MOSFET 的栅极，以把 FB 引脚电压调节在 OUT 以下 1.23V。在发生快速过压的情况下，过压放大器将启动 GATE 引脚上的一个 200mA 下拉电流源。

GATE：用于外部 N 沟道 MOSFET 的栅极驱动。在启动期间，一个内部 $7.5\mu\text{A}$ 电流源从 V_{DD} 引脚对外部 N 沟道 MOSFET 的栅极充电。当 OUT 电压高出 V_{SS} 达 4.75V 时，充电泵将完成 GATE 的充电 (比 OUT 高 12V 的电压)。在发生快速过压的情况下，先启动一个位于 GATE 和 OUT 之间的 200mA 下拉电流源，然后由过压调节放大器来调节 GATE 引脚电压。

OUT：充电泵和过压调节放大器电源电压。用于从 MOSFET 源极供电的浮动电路之电源输入。当 OUT 电压高于 4.75V (UVLO2) 时，充电泵将接通并从该引脚吸取功率。当 OUT 超过 2.55V (UVLO1) 时，它被用作过压调节放大器的一个电源和基准输入。此引脚被箝位于 5.7V，并需要一个 $0.22\mu\text{F}$ 或更大的电容器以旁路至 V_{SS} 引脚。

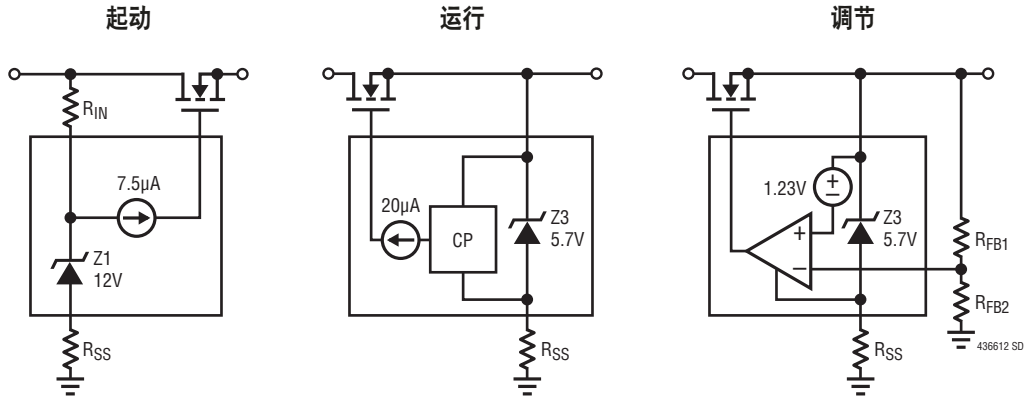
$\overline{\text{SD}}$ ：停机比较器输入。不用时将此引脚连接至 V_{DD} 。把该引脚连接至一个受限的下拉电流 (此电流通过增设一个与晶体管漏极开路或集电极开路相串联的电阻器产生)。启动外部下拉电流源将抽走内部 $1.6\mu\text{A}$ 上拉电流源，可以使 $\overline{\text{SD}}$ 引脚电压越过停机门限。该门限被定义为 $V_{DD} - 1.5\text{V}$ ，且具有一个 280mV 迟滞。为避免误触发，该引脚必须持续处于上述门限以下达 $700\mu\text{s}$ 以启动停机状态。停机状态可把总静态电流 ($I_{V_{DD}} + I_{OUT}$) 减小至 $20\mu\text{A}$ 以下。该静态电流不包括 V_{DD} 、OUT 和 BASE 稳压器中的分路电流。在 LTC4366 发生故障之后，器件置于停机模式并将清除故障和允许恢复工作。在 9s 的冷却周期中清除故障将可缩短 LTC4366-2 (自动重试) 版本的冷却时间。

TIMER：定时器输入。将该引脚置于开路，过压调节时间为 $1\mu\text{s}$ ，然后故障关断。在该引脚和 V_{SS} 之间连接一个电容器，以设定一个用于在开关断开之前进行过压调节时间为 $278\text{ms}/\mu\text{F}$ 。LTC4366-2 版本固化一个 9s 的冷却周期并后重新启动。

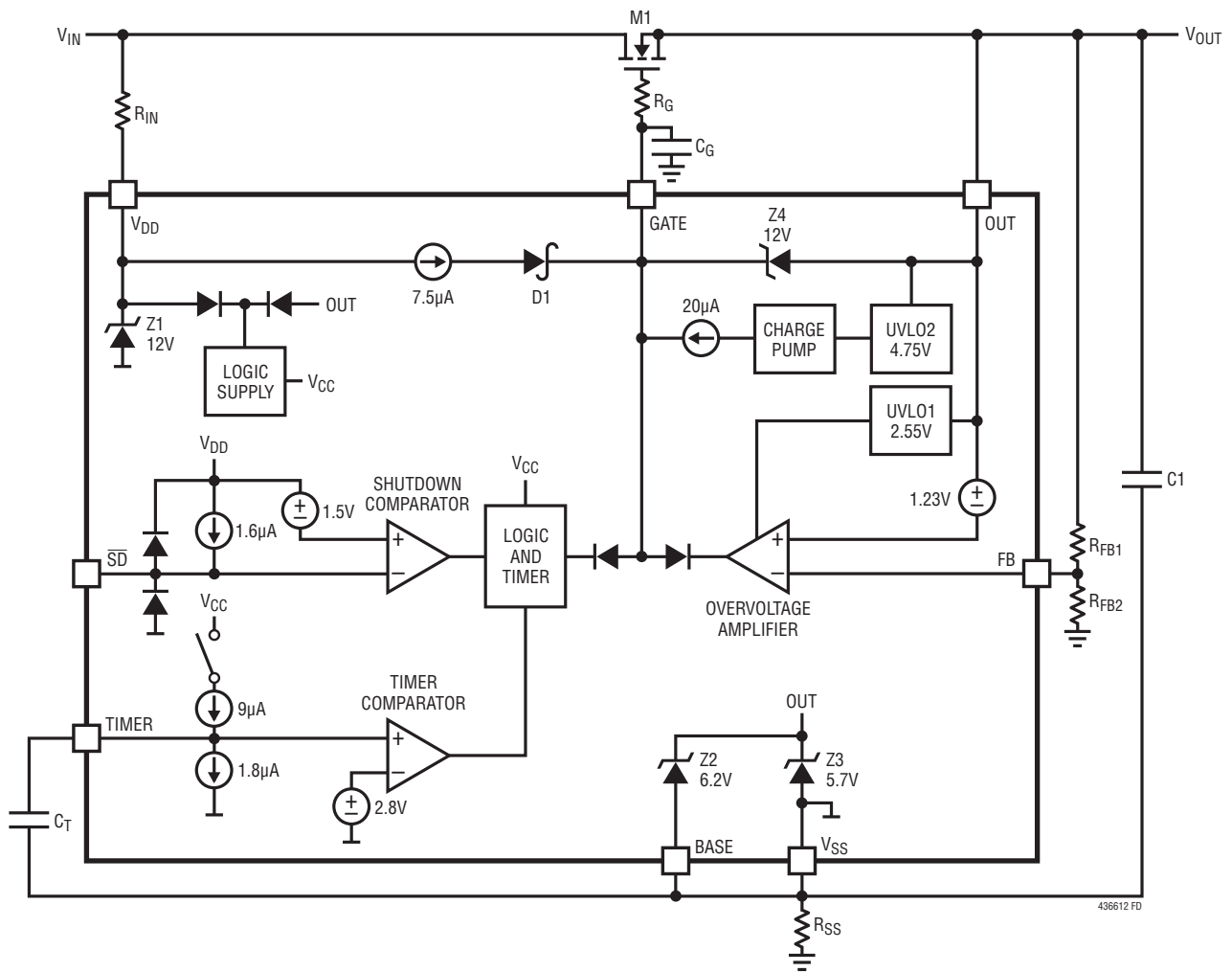
V_{DD} ：启动电源。用于 $7.5\mu\text{A}$ 启动电流源 (它负责给外部 N 沟道 MOSFET 的栅极充电) 的电源输入。该引脚还用于为在外部 MOSFET 关断时处于运行状态的定时器和逻辑电路供电。此引脚被箝位在 $V_{SS} + 12\text{V}$ 。不要使用一个电容器对该引脚进行旁路。

V_{SS} ：器件回线和衬底。TIMER 和 OUT 引脚上的电容器应回接至该引脚。

简化示意图



功能示意图



工作原理

简化示意图描绘了三种操作状态：起动、运行和调节模式。先前的浪涌抑制器件由输入电源供电，因此所能承受的浪涌电压被限制为器件输入引脚的击穿电压。如运行模式和调节模式所示，该器件的大部分电路都由输出供电，于是 MOSFET 将浪涌与器件的电源引脚隔离开来。这允许用于浪涌电压高至外部 MOSFET 的击穿电压。

在起动模式中，一个 $15\mu\text{A}$ 涓流电流流过 R_{IN} ，其中一半的电流用于给栅极充电，而另一半电流则用作偏置电流。当 GATE 引脚充电时，外部 MOSFET 导通从而上拉 OUT 引脚电压。这将导致器件进入运行模式，此时输出电压之高足以成为充电泵电源电压。充电泵随后用于对栅极进行充分的充电（达到高于源极电压达 12V）。

由于输出电压等于输入电压，因此有必要保护负载免遭输入电源过压的损坏。在调节模式中，使用一个 1.23V 基准作为过压调节放大器参考。如果上方反馈电阻器 R_{FB1} 两端的电压降超过 1.23V，则调节放大器将拉低栅极电压以把 R_{FB1} 电压回调至 1.23V。因此，输出电压的箝位通过设定 R_{FB1} 和 R_{FB2} 之间的适当比值来实现。

例如：倘若输出电压被调节在 100V，则 R_{FB2} 两端的电压降为 98.77V。假如齐纳二极管 Z3 为 5.7V，那么 R_{SS} 两端的电压降为 94.3V。因此，当输出位于一个高电压时，大部分的电压将降落在两个电阻器 R_{FB2} 和 R_{SS} 的两端。这说明了 LTC4366 的输出电压是怎样随电源向上浮动的。可调型三端稳压器（例如：LT[®]1085 和 LM117）也基于这种设计思想。

功能示意图描绘了实际的电路。 V_{DD} 引脚上的一个外部 R_{IN} 电阻器用于给 12V 并联稳压器加电，该稳压器随后使逻辑电源 V_{CC} 上电。在确认处于开机运行状态之后，从 V_{DD} 以一个 $7.5\mu\text{A}$ 电流来给 GATE 引脚充电。这是起动模式。

当 OUT 至 V_{SS} 电压超过 2.55V UVLO1 门限时，启用过压放大器。接著，4.75V UVLO2 门限被越过，充电泵接通。充电泵以 $20\mu\text{A}$ 的电流将 GATE 引脚充电至其终值，即高于 OUT 电压达 12V（由 Z4 对其实施箝位）。这使得能够对位于 OUT 和 V_{SS} 之间的电容器进行充电，直到被 Z3 箝位至 5.7V 为止。在此运行模式中，MOSFET 被配置为一个低电阻传输晶体管，而且 MOSFET 中的电压降和功率耗散极少。

此时，上电后的 LTC4366 做好了保护负载免遭过压瞬变损坏的准备。过压调节放大器通过检测 FB 引脚相对于 OUT 引脚的电压（ R_{FB1} 两端的压降）来监视 OUT 和地之间的负载电压。在过压情况下，OUT 引脚电压上升，直到放大器驱动 M1 栅极以调节和限制输出电压为止。这是调节模式。

在调节期间，剩余的电压降落在 MOSFET 的两端。为防止 MOSFET 发生过热，LTC4366 采用 TIMER 引脚来限制过压调节时间。TIMER 引脚以 $9\mu\text{A}$ 的电流充电，直到该引脚的电压超过 2.8V 为止。在该点上设定一个过压故障，MOSFET 被关断，而且器件进入一个 9 秒的冷却周期。逻辑和定时器模块在冷却周期中处于运行状态，而 GATE 引脚电压则被拉至 OUT。

在 \overline{SD} 引脚变换至低电平并随后变换至高电平之前，该器件的锁断版本 LTC4366-1 将处于故障模式。当故障模式被清除时，允许 GATE 重新接通 MOSFET。自动重试版本 LTC4366-2 则在等待 9 秒之后清除故障模式并重新启动。

应用信息

LTC4366 的典型应用是一种需要过压保护的系统，该系统可在过压瞬变期间安全地向负载分配功率。下面讨论外部组件的选择。

双并联稳压器

LTC4366 将两个并联稳压器与外部降压电阻器 R_{SS} 和 R_{IN} 配合使用，以在 V_{DD} 和 OUT 引脚上产生内部电源轨。这些并联调节电源轨可提供针对电路输入电压无限制的高电压瞬变之过压保护，而与 LTC4366 内部电路的额定电压无关。

在启动的起点、停机期间或过压故障之后，GATE 引脚电压被箝位至 OUT 引脚，由此关断 MOSFET。这允许利用输出负载和 R_{SS} 将 V_{SS} 和 OUT 引脚拉至地电位。在这种情况下， V_{DD} 引脚电压利用一个 12V 并联稳压器箝位至 V_{SS} 。然后，把 (完整电源电压 - 12V) 施加至负责设定分路电流的 R_{IN} 电阻器上。分路电流可以高达 10mA，这比 V_{DD} 引脚 9 μ A 的典型静态电流高出了几个数量级。

在正常操作模式中，OUT 电压等于输入电源电压。当 C1 充满充电时， I_{C1} 在这一点上为零。在这种情况下，利用一个 5.7V 并联稳压器对 OUT 和 V_{SS} 引脚之间的电压进行箝位。(输入电源电压 - 5.7V) 被加至 R_{SS} 上。 R_{SS} 电流被分

为三块：5.7V 分路电流、OUT 和 V_{SS} 之间的偏置电流以及最终的 R_{IN} 电流。5.7V 分路电流可高达 10mA，大大超过了典型的 OUT (160 μ A) 偏置电流。

开机时序

在输入电源上升之后， V_{DD} 和 V_{SS} 引脚之间的电压并联将调节至 12V。接著，在内部生成的电源 V_{CC} 产生一个 30 μ s 的上电复位脉冲，该脉冲将进行故障锁存器的清零以及内部锁存器的初始化。然后，停机比较器确定 \overline{SD} 引脚是否被外部拉至低电平，如果“是”则请求进入一种低偏置电流停机状态。否则将允许外部 MOSFET M1 开通。

从 V_{DD} 引脚接入，通过 7.5 μ A GATE 上拉电流源给 MOSFET 栅极上电，这种方法被称为“自举”的方法。当 GATE 电压达到 V_{DD} 引脚电压 (减去一个肖特基二极管压降) 时，7.5 μ A 电流源将失去电压降并停止向 GATE 充电 (图 2 中间的那个波形)。自举法依赖于在 GATE 引脚电压停止上升之后将 C1 充电至一个足够的电压。C1 上的电压随后用作一个充电泵的来源，此充电泵负责把栅极充电至其终值 (即：OUT + 12V)。如果充电泵电流超过 C1 充电电流，则 C1 将放电。倘若 C1 电压低于 4.35V 以下，则充电泵将暂停操作，并让 C1 再充电。

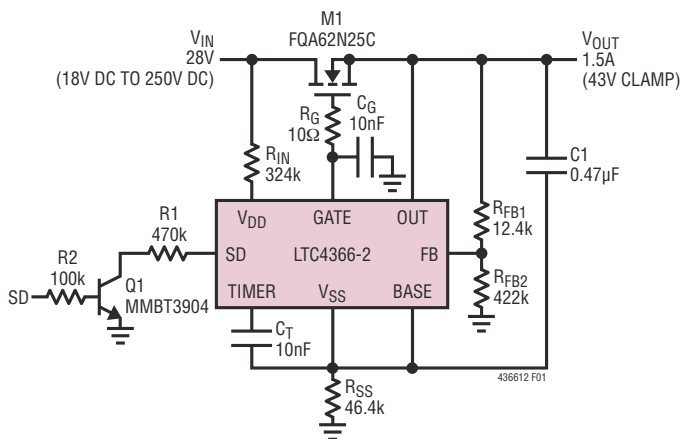


图 1：典型应用

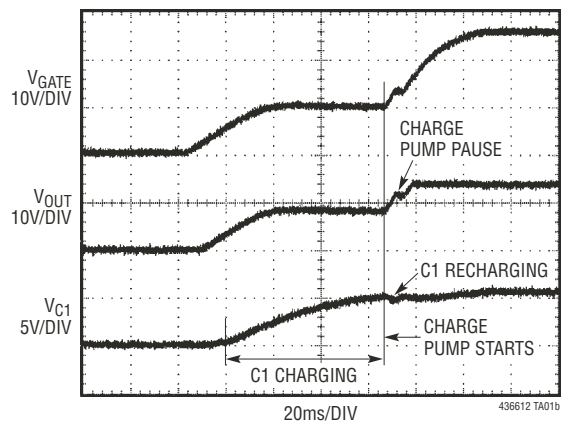


图 2：开机波形

应用信息

如果电源开通并在大负载情况下不能把 C1 充起来，就有可能导致过热现象的发生，并随之造成器件受损。在栅极和输出斜坡上升时，MOSFET 两端的压降为输入电源电压减去输出电压。如果电源电压低于 C1 充电所需的数值，则输出将无法斜坡上升超越 (电源电压 - MOSFET 门限)。这种 3V 至 5V 的 MOSFET 压降以及高负载电流将导致没有任何保护或超时限值的功率耗散。

过压故障

LTC4366 可避免输入电源上的过压到达负载。一般地，传输晶体管完全导通，并以非常小的电压降给负载供电。当输入电压增加时，OUT 电压增加，直至其达到调节点 (V_{REG}) 为止。从该点起，任何进一步的电压增加都将降落在 MOSFET 的两端。请注意，由于 MOSFET 仍然处于导通状态，因此 LTC4366 可在短时间过压过程中实现不间断的运作。

V_{REG} 调节点利用两个 FB 电阻器 (R_{FB1} 和 R_{FB2}) 来配置。调节放大器负责将 FB 引脚电压与 (门限 OUT 引脚电压 - 1.23V) 进行比较。在调节期间 R_{FB1} 两端的压降为 1.23V，而剩余的 V_{REG} 电压则降落在 R_{FB2} 的两端。

当输出位于调节点时，启动一个定时器以避免 MOSFET 中产生过大的功率耗散。通常利用一个 $1.8\mu\text{A}$ 下拉电流将 TIMER 引脚保持于低电平。在调节期间，TIMER 引脚以 $9\mu\text{A}$ 的电流进行充电。如果调节点的保持时间之长足以使 TIMER 引脚电压达到 2.8V，则产生一个过压故障锁定。用于设定定时器电容器的公式为：

$$C_T = 3.5 \cdot t[\text{nF} / \text{ms}]$$

视版本的不同，该器件将冷却并自动启动 (LTC4366-2)，或者保持锁断状态直到 $\overline{\text{SD}}$ 引脚启动一个重起为止 (LTC4366-1)。冷却时间通常为 9 秒，这提供了一个非常低的脉冲电源占空比。

在输入电源过压和满负载电流条件下启动确实会使 MOSFET 的功率耗散远远超过一般过压浪涌时的水平。在栅极和输出电压斜坡上升期间，部分电源电压 (在满电流时) 降落在 MOSFET 的两端。在启动之后，正常的过压浪涌发生在 MOSFET 关断之前。对于 MOSFET 的安全工作区 (SOA) 计算，“设计实例”部分仅考虑了正常的过压浪涌。在过压情况下启动将需要对 SOA 做更多的考虑。

停机

LTC4366 具有一种低电流 ($<20\mu\text{A}$) 停机状态，该状态可通过利用一个开关电阻把 GATE 和 OUT 引脚连接在一起以关断传输 FET。在正常操作条件下，一个 $1.6\mu\text{A}$ 电流源将 $\overline{\text{SD}}$ 引脚上拉至 V_{DD} 引脚电压。当不使用停机状态时，则把 $\overline{\text{SD}}$ 引脚连接至 V_{DD} 。

把 $\overline{\text{SD}}$ 引脚拉至低于 (V_{DD} 引脚电压 - 1.5V) 并持续超过 $700\mu\text{s}$ 的滤波器时间，将启动停机状态。该滤波器时间用于避免在瞬变期间发生不希望的停机启动。 $\overline{\text{SD}}$ 引脚通过二极管箝位在 $V_{SS} - 0.7\text{V}$ ，这需要对下拉器件进行电流限制 (最大值为 10mA)。限流的方法之一是连接一个与集电极开路下拉器件相串联的外部 470k 电阻器。启动外部下拉电流源将超过内部 $1.6\mu\text{A}$ 上拉电流源，并使得 $\overline{\text{SD}}$ 引脚电压越过停机门限。

应用信息

在一个过压故障之后，把器件置于停机状态可将清除故障，从而在 LTC4366 退出停机状态时立即恢复运作。

输出短路

输出的突然短路会导致栅极电容器 C_G 过大的电流进入 LTC4366 GATE 引脚。GATE 引脚通过一个 10V 至 12V 的箝位电路连到 OUT。如果 OUT 引脚电压被拉低而 GATE 引脚电压利用 C_G 保持上拉，则箝位电路将由于在箝位电压被超过时试图对 C_G 进行放电而受损。一种解决方案是增设一个与 C_G 串联的 1k R_S 电阻器和一个旁路二极管，如图 3 中所示。这个二极管使电容器能充当一条旁路，在电源过压期间吸收来自 MOSFET 漏极至栅极寄生电容器的能量。

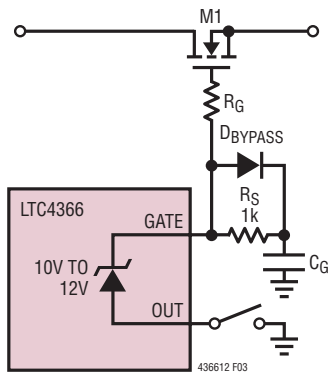


图 3：输出短路保护

电阻器额定功率

必须考虑图 1 中 R_{SS} 电阻器的正确额定值。在过压期间，OUT 引脚处于调节电压 (V_{REG})，因此 R_{SS} 两端的电压为 $V_{REG} - 5.7V$ 。一个小的最小电源电压要求 R_{SS} 的阻值不能太大。于是，如果最小电源电压与调节电压之间的差异很大，则 R_{SS} 可能需要使用一个大功率电阻器。

在过压冷却周期中，(全电源电压 - 12V) 会出现在 R_{IN} 的两端。通常， R_{IN} 的阻值比 R_{SS} 的阻值大几倍，因而降低了针对该电阻器的功率和尺寸要求。

外部 PNP

在某些场合中，功率电阻器 R_{SS} 的体积可能很庞大。可以用大阻值 (具较低功率和尺寸) 的 R_{SS} 与一个 PNP 配合起来使用，如图 4 所示。除了由 BASE 引脚供应的 $0.8\mu A$ 电流之外，来自 PNP 的基极电流也必须流过 R_{SS} ，这将限制最大 R_{SS} 值。在有些场合，最小 PNP β 低至 35。当 V_{SS} 电流为 $350\mu A$ 时，基极电流变为 $10\mu A$ 。可见，与未采用 PNP 的应用电路相比，这将允许使用一个大 35 (β) 倍的 R_{SS} 。

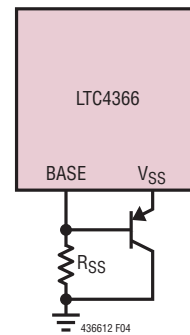


图 4：外部 PNP 选项

最小电源电压启动

当针对最小电源电压条件，行设计时，应选择合适的 R_{SS} 和 R_{IN} 以提供足够的电流，从而足以把 $C1$ 充电至 $4.75V$ ，这一点是很重要的。决定最小电源电压的参数包括： $C1$ 电压、MOSFET 门限电压、一个串联肖特基二极管电压降、

应用信息

R_{SS} 和 R_{IN} 的电阻、 V_{DD} 引脚中的电流，最后还有来自 V_{SS} 引脚的电流 (见图 5)。

$$V_{IN(MIN)} = (I_{VDD} \cdot R_{IN}) + V_D + V_{TH} + V_{C1} + (I_{VSS} \cdot R_{SS})$$

以上参数使用“电特性”表获得：

$$V_{C1} = V_{UVLO2} = 4.75V \text{ (UVLO2 门限)}$$

$$I_{VDD} = I_{VDD(STH1)} = 9\mu A \text{ (} I_{VDD} \text{ 启动, 栅极为高电平)}$$

$$I_{VSS} = I_{VSS(AMP)} = 45\mu A \text{ (采用调节放大器时的 } I_{VSS}\text{)}$$

$$V_D = 0.58V$$

$$V_{IN(MIN)} = (9\mu A \cdot R_{IN}) + 0.58V + V_{TH} + 4.75V + (45\mu A \cdot R_{SS})$$

当 MOSFET 栅极为高时，OUT 引脚电压等于电源电压。这对最小电源电压施加了另一个限制条件，因为充电泵把 V_{SS} 电流增加至 $160\mu A$ 。C1 电压假定被箝位在 5.7V。这些数值在“电特性”表中被规定为 $V_{Z(OUT)}$ 和 $I_{VSS(CP)}$ (充电泵接通)：

$$V_{IN(MIN)} = V_{Z(OUT)} + (I_{VSS(CP)} \cdot R_{SS})$$

或

$$V_{IN(MIN)} = 5.7V + (160\mu A \cdot R_{SS})$$

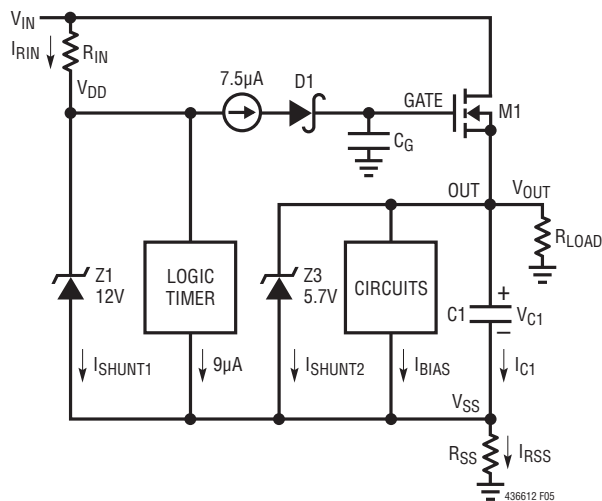


图 5：简化方框图

最后一个 $V_{IN(MIN)}$ 公式设定了 R_{SS} 的最大值。在选择 R_{SS} 之后， R_{IN} 的最大值 (针对该特定的 R_{SS}) 利用第一个 $V_{IN(MIN)}$ 公式来计算：

$$R_{SS(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - 5.7V}{160\mu A}$$

$$R_{IN(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)} - 4.75V - 0.58V - V_{TH} - (45\mu A \cdot R_{SS})}{9\mu A}$$

这两个公式实现了 R_{SS} 和 R_{IN} 阻值的最大化 (因而减少了功耗)，同时仍然提供了接通充电泵所必需的 V_{C1} 电压。把电源电压增加至超过最小电源电压将增加 R_{SS} 中的电流和功率，并缩短 C1 充电所需的时间。至于那些有可能需要一个更小 $R_{SS(MAX)}$ 的情形，将在“最大电源电压启动”部分进行讨论。

最大电源电压启动

在启动期间，还有可能存在最大过压电源。过压保护电路必须在高电压被传送至负载之前唤醒。GATE 引脚电压在 C1 充电的过程中动态地斜坡上升。电容器 C1 必须充电至 2.55V UVLO1 门限，以在 OUT 引脚电压超过过压调节点 V_{REG} 之前接通调节放大器和基准。此类情况有可能把 R_{SS} 的阻值减小至上述“最小电源电压启动”中所规定的最大值以下。

当 R_{SS} 中的电流超过了由 V_{SS} 引脚所供应的电流 (本质上是 I_{RIN}) 时，电容器 C1 开始充电。 $I_{RIN} = I_{RSS}$ 时 V_{SS} 引脚上的电压现在被标记为 $V_{SS(MATCH)}$ 。 V_{SS} 引脚电压是一个位于 R_{IN} 和 R_{SS} 之间分压器的中点电压 (在把 V_{DD} 至 V_{SS} 的齐纳箝位电压从电源电压减去之后)。

$$V_{SS(MATCH)} = \frac{R_{SS}}{R_{SS} + R_{IN}} \cdot (V_{IN} - V_{Z(VDD)})$$

当 V_{IN} 增加时， $V_{SS(MATCH)}$ 电压增加。如果匹配电压超过了过压调节点 (V_{REG})，则负载不受保护。情况的确如此，因为 C1 在 V_{SS} 已经超过 V_{REG} 时仍将需要充电至 2.55V。由于 OUT 引脚电压至少比 V_{SS} 高 2.55V，因此它超过了规

应用信息

定的最大值。应选择充分低于 V_{REG} (至少要低 2.55V) 的匹配点 (在电源电压处于最大值的情况下), 从而允许 C1 及时充电以保护负载免遭过压的损坏。实际上, 使 V_{SS} 引脚电压比 V_{REG} 低 7V 可为 C1 的充电提供所需的裕量。

$$V_{SS(MATCH)(MAX)} = V_{REG} - 7V$$

增加 R_{SS} 将提高匹配点, 因此确定最大 R_{SS} 同时仍然提供针对过压的保护是有益的。采用 $I_{RIN} = I_{RSS}$:

$$V_{SS} = R_{IN} \cdot \frac{V_{RSS}}{V_{RIN}}$$

采用 :

$$V_{RSS} = V_{SS(MATCH)(MAX)} = V_{REG} - 7V$$

$$V_{RIN} = V_{IN} - V_{Z(VDD)} - V_{RSS}$$

代入 :

$$R_{SS(MAX)} = \frac{R_{IN} \cdot (V_{REG} - 7V)}{V_{IN(MAX)} - 12V - (V_{REG} - 7V)}$$

$$R_{SS(MAX)} = \frac{R_{IN} \cdot (V_{REG} - 7V)}{V_{IN(MAX)} - 5V - V_{REG}}$$

如果我们保证 $R_{SS} < R_{SS(MAX)}$, 则下式成立 :

$$V_{SS(MATCH)} < V_{SS(MATCH)(MAX)}$$

C1 负责对充电泵进行旁路, 且数值至少必需为 0.22 μ F。C1 的尺寸也需要加以限制。栅极电容器 (C_G) 决定了最大输出电容器 $C1_{(MAX)}$, 以将在 OUT 电压超过过压门限之前充电至 2.55V $UVLO1$ 门限 (V_{UVLO1})。

$$C1_{(MAX)} = \frac{-C_G \cdot (R_{SS} + R_{IN}) (V_{REG} - V_{SS(MATCH)})}{I_G \cdot R_{SS} \cdot R_{IN} \cdot \ln \left[1 - \frac{2 \cdot V_{UVLO1}}{V_{REG} - V_{SS(MATCH)}} \right]}$$

在大多数场合中 :

$$C1_{(MAX)} = 10 \cdot C_G \text{ 至 } 100 \cdot C_G$$

GATE 电容器, C_G

栅极电容器用于实现三项功能。第一 : C_G 负责吸收过压瞬变期间来自 MOSFET 栅极至漏极电容的电荷。第二 : 该电容器还充当过压调节放大器的一个补偿元件。用于保证稳定性的 C_G 最小值为 2nF。最后, C_G 可设定 GATE 和 OUT 引脚的电压变化速率。GATE 引脚电压的上升斜率等于 $20\mu A / C_G$ 。该斜率决定了流入负载电容器的充电电流。

$$I_{INRUSH} = \frac{C_{LOAD}}{C_G} \cdot I_G$$

C_G 的额定电压必须大于调节电压 (V_{REG})。

MOSFET 的选择

LTC4366 驱动一个 N 沟道 MOSFET 以传导负载电流。MOSFET 的重要特性是接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、最大漏-源极电压 $V_{(BR)DSS}$ 、门限电压和 SOA。

可容许的最大漏-源极电压必须高于电源电压。如果输出短路到地或者在过压过程之中, 则整个的电源电压将出现在 MOSFET 的两端。

MOSFET 的门限电压在最小电源电压启动计算中使用。对于采用低于 12V 电源的应用, 需要一个逻辑电平 MOSFET。如果所用的电源高于 12V, 则使用一个标准门限 N 沟道 MOSFET 就足够了。

MOSFET 的 SOA 必须包含所有的故障状况。在正常操作中, 传输晶体管完全导通, 因而耗散极少的功率。但在过压故障期间, GATE 引脚电平被维持以通过 MOSFET 调节输出电压。大电流与 MOSFET 两端的高压降在这些场合中可以共存。必须将 MOSFET 的 SOA 曲线与故障定时器电容器的选择一道加以审慎的考虑。

应用信息

表 1：设计实例中所使用的电参数

| 符号 | 参数 | 条件 | 典型值 | 最大值 |
|----------------|----------------------------|--|--------------------|--------------------|
| $V_{Z(OUT)}$ | OUT 并联稳压器电压 | $I = 1\text{mA}$, $\text{BASE} = 0\text{V}$ | 5.7V | 6.0V |
| V_{UVL02} | OUT 欠压闭锁 2 | 上升 | 4.75V | 4.9V |
| $I_{VSS(CP)}$ | V_{SS} 引脚电流 – 充电泵接通 | | -160 μA | -230 μA |
| $I_{VSS(AMP)}$ | V_{SS} 引脚电流 – 调节放大器接通 | | -45 μA | -72 μA |
| $I_{VDD(STH)}$ | V_{DD} 引脚电流 – 启动, 栅极为高电平 | GATE 开路, $V_{DD} = 7\text{V}$, $\text{OUT} = 0\text{V}$ | 9 μA | 13 μA |
| $I_{GATE(ST)}$ | GATE 引脚电流 – 启动 | GATE = $\text{OUT} = 0\text{V}$ | -7.5 μA | -11 μA |
| V_{UVL01} | OUT 欠压闭锁 1 | 上升 | 2.55V | 2.75V |

在充电泵处于运行状态之后, V_{SS} 电流增加至 160 μA (最坏情况值为 230 μA , 见表 1), 同时 OUT 电压终值等于最小电源电压。C1 电压被箝位在 5.7V (最坏情况值为 6.0V):

$$R_{SS(\text{MAX})} = \frac{V_{IN(\text{MIN})} - V_{Z(\text{OUT})}}{I_{VSS(\text{CP})}}$$

$$R_{SS(\text{MAX})} = \frac{18\text{V} - 6\text{V}}{230\mu\text{A}} = 52.3\text{k}$$

第二步：确定 R_{IN}

电阻器 R_{IN} 的阻值采用 R_{SS} 的计算值来计算。选择合适的 R_{IN} 以提供足够的峰值储备空间, 从而足以把 C1 充电至 4.9V 的最大欠压闭锁 2 门限 (V_{UVL02}), 这将启动充电泵。决定 R_{IN} 的参数包括: 最小电源电压、最终的 C1 电压、MOSFET 门限电压、 R_{SS} 、72 μA 最大 V_{SS} 引脚电流 (调节放大器接通, $I_{VSS(\text{AMP})}$) 以及 V_{DD} 引脚中的 13 μA 最大启动电流 ($I_{VDD(\text{STH})}$):

$$R_{IN(\text{MAX})} = \frac{V_{IN(\text{MIN})} - V_{UVL02} - V_D - V_{TH} - (I_{SS(\text{AMP})} \cdot R_{SS})}{I_{VDD(\text{STH})}}$$

$$R_{IN(\text{MAX})} = \frac{18\text{V} - 4.9\text{V} - 0.58\text{V} - 5\text{V} - (72\mu\text{A} \cdot 52.3\text{k})}{13\mu\text{A}}$$

$$R_{IN(\text{MAX})} = 287\text{k}$$

第三步：找到 $R_{SS(\text{MAX})}$

在某些场合中 R_{SS} 的这个数值过大, 以至于无法在最大输入电压传送到输出之前进行 C1 的充电和过压放大器的供电。 V_{SS} 引脚在 $I_{RIN} = I_{RSS}$ 时的电压被称为匹配点 ($V_{SS(\text{MATCH})}$)。应选择充分低于 V_{REG} (至少要低 7V) 的匹配点 (在电源电压处于最大值的情况下), 从而允许 C1 及时充电以保护负载免遭过压的损坏:

$$R_{SS(\text{MAX})} = \frac{R_{IN} \cdot (V_{REG} - 7\text{V})}{V_{IN(\text{MAX})} - 5\text{V} - V_{REG}}$$

$$R_{SS(\text{MAX})} = \frac{287\text{k} \cdot (43\text{V} - 7\text{V})}{250\text{V} - 5\text{V} - 43\text{V}} = 51.1\text{k}$$

在此场合中, 第一步所计算的 52.3k R_{SS} 值过大。

第四步：逐步逼近较小的 R_{SS}

将 51.1k ($R_{SS(\text{MAX})}$) 用作 R_{SS} 的下一个推测值, 现在我们可以计算 R_{IN} 和 $R_{SS(\text{MAX})}$:

$$R_{IN} = \frac{18\text{V} - 4.9\text{V} - 0.58\text{V} - 5\text{V} - (72\mu\text{A} \cdot 51.1\text{k})}{13\mu\text{A}}$$

$$R_{IN} = 294\text{k}$$

$$R_{SS(\text{MAX})} = \frac{294\text{k} \cdot (43\text{V} - 7\text{V})}{250\text{V} - 5\text{V} - 43\text{V}} = 52.3\text{k}$$

在该场合中 51.1k 的 R_{SS} 值小于 $R_{SS(\text{MAX})}$, 这一解答是可以接受的。

应用信息

第五步：确定 C_G 、 $C1_{(MAX)}$ ，检查 R_{SS}

由于输出电压随于 GATE 引脚电压，因此栅极电容器 (C_G) 决定了栅极电压转换速率，因而也决定了 OUT 引脚电压的转换速率。GATE 引脚电压的上升斜率等于 $7.5\mu A/C_G$ (在启动时) 和 $20\mu A/C_G$ (在充电泵接通时)。减小该斜率将限制对负载电容进行充电的浪涌电流，这里：

$$I_{INRUSH} = \frac{C_{LOAD}}{C_G} \cdot I_G$$

在本例中我们选择 C_G 为 10nF，这把浪涌电流限制为 660mA (对于一个 330 μ F C_{LOAD})。

$C1$ 被用作位于 OUT 和 V_{SS} 引脚之间电路的旁路电容器。另外， $C1$ 还用于稳定负责对这些引脚之间的电压进行箝位的并联稳压器，这里，实现稳压器稳定的最小电容值为 0.22 μ F。如欲保护 OUT 至 V_{SS} 电路免遭 OUT 引脚上的瞬变之损坏， $C1$ 需要采用一个更大的 0.47 μ F 电容值。

在过压情况下启动将产生一个 $C1$ 值的上限。 C_G 、 R_{SS} 和 R_{VIN} 的数值决定了一个最大 $C1$ ，该 $C1$ 将在 OUT 引脚电压超过过压门限之前达到 UVLO1 并给调节放大器供电。如果我们期望的 $C1$ 值 (0.47 μ F) 超过了容许的最大 $C1$ ，则必须使用一个较小的 R_{SS} ，以逐步逼近 $C1_{(MAX)}$ 的一个新解决方案。我们从计算 $V_{SS(MATCH)}$ 开始：

$$V_{SS(MATCH)} = \frac{R_{SS}}{R_{SS} + R_{VIN}} \cdot (V_{IN} - V_Z(VDD))$$

假如我们采用最坏情况 1% R_{SS} 最大值 (51.6k) 和 R_{VIN} 最小值 (291k)，则：

$$V_{SS(MATCH)} = 35.8V$$

$$C1_{(MAX)} = \frac{-C_G \cdot (R_{SS} + R_{IN}) (V_{REG} - V_{SS(MATCH)})}{I_G \cdot R_{SS} \cdot R_{IN} \cdot \ln \left[1 - \frac{2 \cdot V_{UVLO1}}{V_{REG} - V_{SS(MATCH)}} \right]}$$

采用 11 μ A 的最坏情况最大栅极电流 (而不是 7.5 μ A 的典型值) 和 2.75V 的最坏情况最小 UVLO1 门限：

$$C1_{(MAX)} = \frac{-10nF \cdot (51.6k + 291k) (43V - 35.8V)}{11\mu A \cdot 51.6k \cdot 291k \cdot \ln \left[1 - \frac{2 \cdot 2.75V}{43V - 35.8V} \right]}$$

即

$$C1_{(MAX)} = 0.1\mu F$$

$C1$ 的这个限值并不满足并联稳压器的稳定性要求 ($C1 > 0.22\mu F$)。

如果我们期望一个较大的 $C1$ 值，则需要一个较低的 R_{SS} 阻值。 R_{SS} 的一个较低的阻值为 48.7k，这引出了一个 309k 的 R_{IN} 值和一个 0.27 μ F 的最大 $C1$ 值。 R_{SS} 的下一个较低阻值为 46.4k (在 $R_{VIN} = 324k$ 时)，将产生 0.49 μ F 的最坏情况最大 $C1$ 值。采用较大的 $C1$ 值可增强电路的瞬变免疫力，代价则是电流略有升高。因此，建议选择一组可允许 0.47 μ F $C1$ 的组件。

R_{SS} 阻值减低至 46.4k，现在我们考虑所有用于设定 $C1$ 斜坡上升速率之组件的容差，以保证 $C1$ 可在 OUT 电压超过过压门限之前充电至 2.55V UVLO1 门限。

第六步：确定 R_{FB1} 、 R_{FB2}

选择合适的反馈电阻器 R_{FB1} 和 R_{FB2} 以将过压调节在 43V。快速选择这些电阻器的一种方法是在一个 12.4k R_{FB1} 的两端分配 100 μ A 或 1.2V。 R_{FB2} 将需要降落剩馀的稳定电压。将此剩馀电压除以 100 μ A 便可得出 R_{FB2} 的阻值。在本例中， R_{FB2} 降落 41.8V 电压。当除以 100 μ A 时，得出其阻值为 422k。

第七步：确定 C_T 、 $R1$

在过压期间，MOSFET 中耗散的功率取决于负载电流以及电源电压与稳定电压之间的差异。有必要将器件的电源保持在一个安全范围之内。在功率 MOSFET 的产品手册中有一个最大安全工作曲线，该曲线显示了电流与漏至源极电压的关系 (对于一个固定的脉冲时间)。从 DC 至 10 μ s 的其他脉冲时间数据描绘在同一幅曲线图上。不同的操作曲线

应用信息

通常遵循一种“恒定功率的平方乘以时间”（即 P^2t ）的函数。在已知功率的情况下，我们随即采用定时器电容器调节时间以限制过压期间的 P^2t 。在本例中，MOSFET 产品手册针对一个 10ms 单脉冲给出了一个 $6400W^2s$ P^2t 。

在该应用中，将 (250V – 43V) 电压施加于 MOSFET 的两端 (在 3A)。如果加电持续时间不到 16.5ms，则不会超过 MOSFET P^2t 限值：

$$P = (250V - 43V) \cdot 3A = 621W$$

$$P^2t = (621W)^2 \cdot 16.5ms = 6363W^2s$$

在输出被调节在 43V 那一刻之前，输出从 28V 斜坡上升至 43V。该斜坡时间是基于给 10nF 电容器充电的 20 μ A 栅极电流。采用下式计算斜坡时间：

$$\Delta t = \frac{C_G \cdot \Delta V}{I_G} = \frac{10nF \cdot 15V}{20\mu A} = 7.5ms$$

为安全起见，我们将过压时间设定为 10ms。我们把调节时间设定为 2.5ms (即 10ms 过压时间减去斜坡时间后的余数)。在本例中，假定 250V 过压是一个持续 10ms 的恒定 DC 电压。该持续时间超过了 Mil-Std-1275 标准 (其规定一个在 70 μ s 至 250V 的浪涌须在 1.6ms 时间内衰减)。采用下式 (基于 9 μ A 的充电) 来设定 C_T ：

$$C_T = I_T \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} = 9\mu A \cdot \frac{2.5ms}{2.5V} \approx 10nF$$

为了限制 \overline{SD} 引脚电流 (最大值为 10mA)，需要一个与 Q2 相串联的集电极电阻器 R1。该电阻器的最大阻值为 5M 左右。当下拉电路需要从 \overline{SD} 和 V_{DD} 吸收 1.6 μ A 电流且 V_{DD} 被箝位在 12V 时，就必需满足此项要求。由于高值电阻器对漏电流很敏感，因此我们选择了一个 470k 的电阻器 R1。电阻器 R2 负责为 Q2 的基极提供 ESD 保护。

栅极电阻器 R_G 用于限制 Q1 栅极节点上的寄生走线电容，该寄生走线电容有可能导致 MOSFET 的寄生自激振荡。 R_G 的推荐阻值为 10 Ω 。

高电压应用

图 7 中的电路可接受 110V AC (整流至 160V)，并通过把输出限制在 200V 以下来保护负载免遭意外连接至 220V AC 造成的损坏。该电路具有一个 100V 至 800V V_{IN} 工作范围，这里，FET 击穿电压限制了最大输入电压。C1 被设定为 0.47 μ F 以为充电泵提供一条旁路，该电容足够大，可提供针对外部电压瞬变的上佳噪声免疫力。所选的定时器电容器数值可产生一个 1ms 的过压调节时间，从而将 P^2t 保持在该 MOSFET 所规定的 $640W^2s$ 以下。

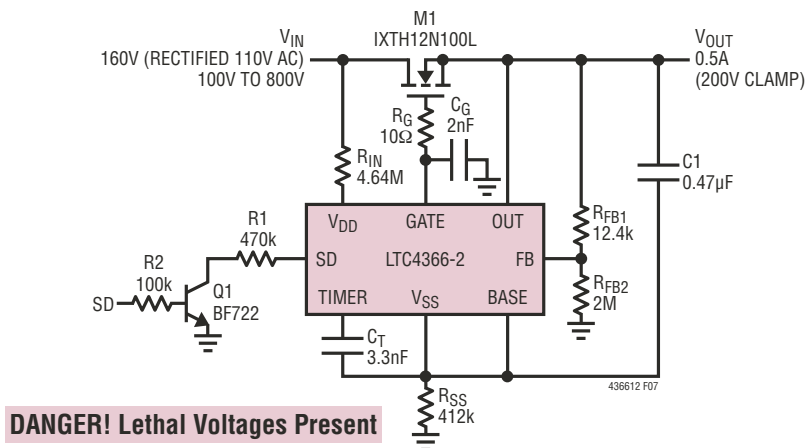


图 7：对整流 110V AC 电源提供了针对 220V AC 的保护

应用信息

28V 汽车应用

图 8 中的电路为图 6 所示的标准 28V 应用增加了反向电压保护功能。该电路有三种模式：传输 FET 接通 (当输入为 18V 至 41V 时)、将输出箝位至 43V (当输入端上出现高于 43V 的电压时) 和反向电压保护 (当输入端上存在高达 $-250V$ DC 时)。

反向电压保护部分由图 8 中虚线框里的电路组成。当一个正电压首次施加至输入端时，D3 和 Q2 的正向偏置基极-集电极结允许 M2 的栅极跟随 (输入电压减去两个二极管压降)。在此情况下，M2 的体二极管用于向 LTC4366 传输功率。当 LTC4366 上电时，它将 (通过 D1) 全面强化 M1 和 M2 的栅极。然后，M1 和 M2 传输 FET 提供一条至负载的低阻抗通路。在过压状况下，D1 负责阻止来自输入电源的过大正电压传送到 LTC4366 的 GATE 引脚。D4 用于消除在输入为正时流过 R6 的电流，而 D3 则用于避免在输入处于上电过程中 Q2 的发射极基极击穿。

在负输入电压期间，当来自 R6 的电流 (通过 D4) 在 R5 上产生一个正向二极管压降时，Q2 接通。Q2 随后将 M2 的栅极保持在输入电压，从而关断 M2。这将阻止负输入电压到达 M1 和负载。D2 在 M2 的栅极电压为负时将 LTC4366 的 GATE 引脚箝位于地电位，以避免其受损。

低电压应用

最后一页上的电路 (受到浪涌保护的汽车电源) 在最小输入电压为 9V 的情况下启动。为了能够在 9V 电压条件下成功启动并在输入电压高达 100V 时将输出电压箝位于 18V， R_{SS} 的阻值必须很小 (1.91k)。在此场合中使用的 FET 具有一个 3V 门限，旨在放宽启动要求。选择适当的定时器电容器值以产生一个 2.5ms 的过压调节时间，从而将 P^2t 保持在该 MOSFET 所规定的 $420W^2s$ 以下。

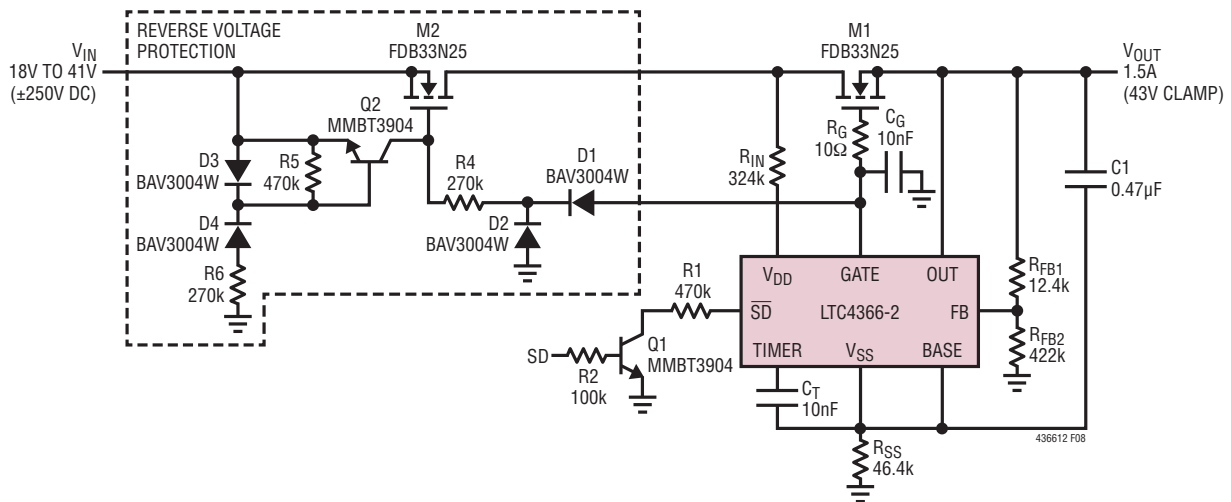
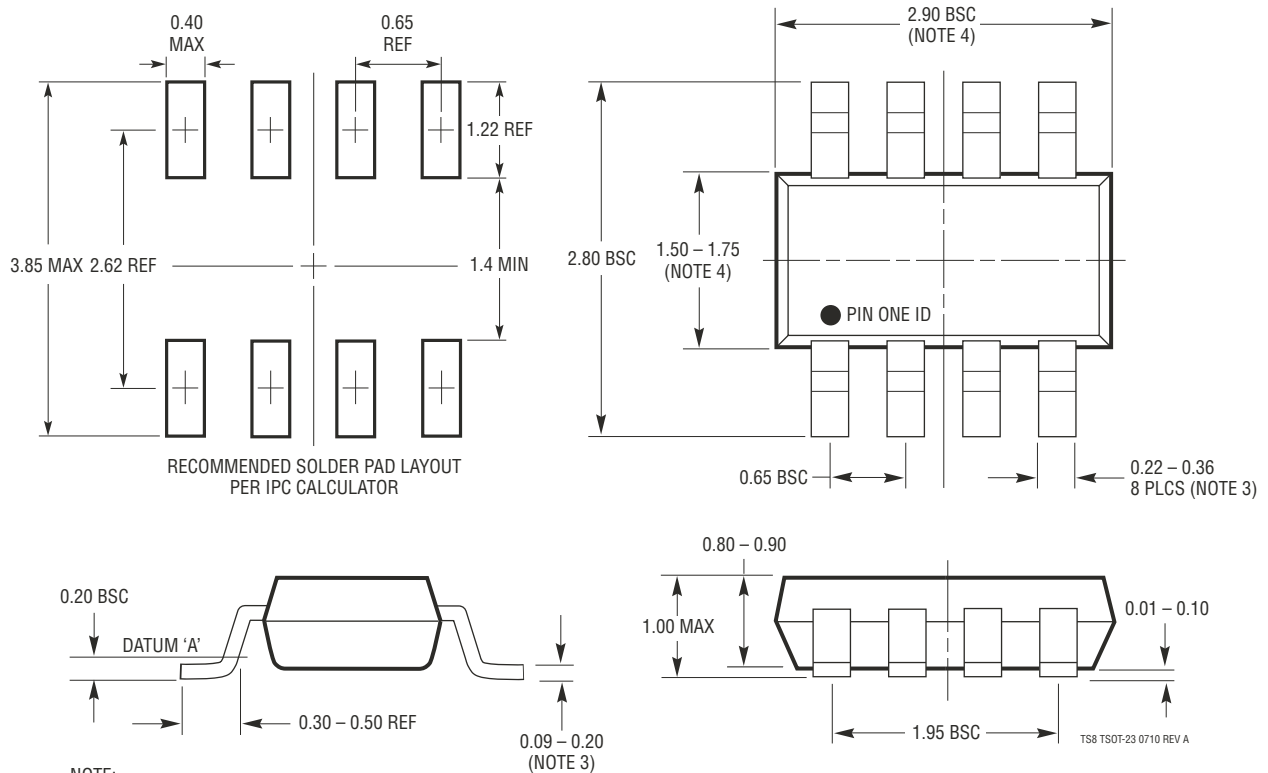


图 8：具反向电压保护功能的 28V 汽车应用

封装描述

如需查阅最新的封装图例，请访问 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>。

TS8 封装
8 引脚塑料 TSOT-23
 (参考 LTC DWG # 05-08-1637 Rev A)



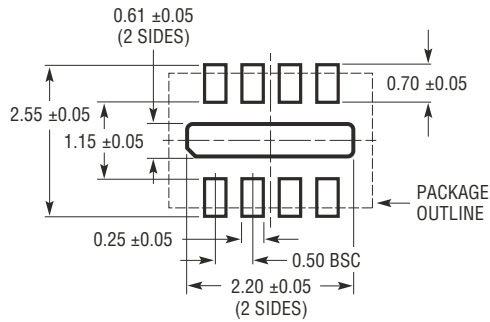
NOTE:

1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. DIMENSIONS ARE INCLUSIVE OF PLATING
4. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF MOLD FLASH AND METAL BURR
5. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.254mm
6. JEDEC PACKAGE REFERENCE IS MO-193

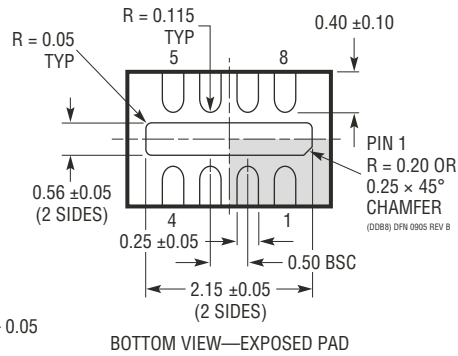
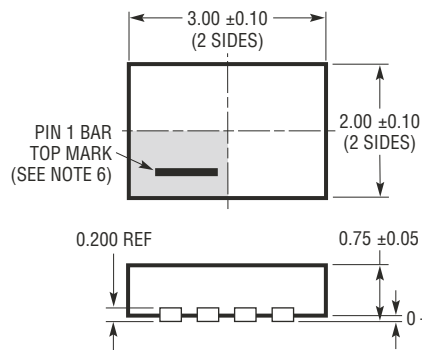
封装描述

如需查阅最新的封装图例，请访问 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>。

DDB 封装
8 引脚塑料 DFN (3mm × 2mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1702 Rev B)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



BOTTOM VIEW—EXPOSED PAD

NOTE:

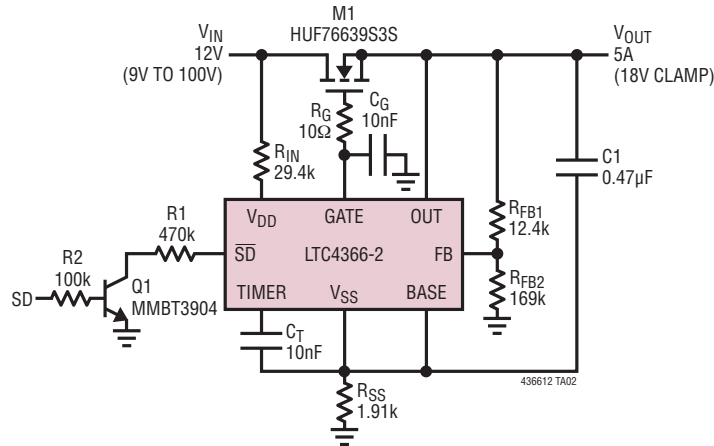
1. DRAWING CONFORMS TO VERSION (WECD-1) IN JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-229
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

修改记录

| 修改 | 日期 | 描述 | 页码 |
|-----------------------|------|--|---------|
| A | 1/12 | 增加了“正待专利审议”的陈述 | 1 |
| | | 修改了“应用信息”部分中的“图 4” | 11 |
| B | 2/12 | 去除了“MOSFET 的选择”标题下的“参考过流故障” | 13 |
| | | 调整了图 8 中 M2 的取向 | 18 |
| C | 8/12 | 将停机电流从“ $<20\mu\text{A}$ ”修改为“ $<14\mu\text{A}$ ” | 1 |
| | | 变更了“典型应用”中所使用的 MOSFET 器件型号和栅极电容值 | 1 |
| | | 增加了 MP 级器件的订购信息和规格 | 2、3、4、5 |
| | | 给曲线图 G12 的 x 轴和 G18、G21 的 y 轴增加了负号 | 6、7 |
| | | 变更了图 1 和图 6 中的 MOSFET 器件型号 | 11、16 |
| | | 增加了“GATE 电容器， C_G ”部分 | 15 |
| | | 在“设计实例”中将 I_{LOAD} 电流从 5A 改为 3A | 16 |
| | | 将“第五步”计算中的 $C1_{(\text{MAX})}$ 值修改为 $0.27\mu\text{F}$ ，最坏情况值改为 $0.49\mu\text{F}$ | 18 |
| 修改了“第七步”中的计算值，增加了支持文本 | 19 | | |
| | | 变更了图 7 中所使用的 MOSFET 器件型号和 GATE 电容器 | 19 |

典型应用

受到浪涌保护的汽车 12V 电源



相关器件

| 器件型号 | 描述 | 备注 |
|-------------------|--|---|
| LTC1696 | 过压保护控制器 | ThinSOT™ 封装, 2.7V 至 28V |
| LTC2909 | 三路 / 双路输入 UV/OV 负电压监视器 | 引脚可选输入极性可提供负电压和 OV 监视能力 |
| LTC2912/LTC2913 | 单路 / 双路 UV/OV 电压监视器 | 可调的 UV 和 OV 跳变值, ±1.5% 门限准确度 |
| LTC2914 | 四路 UV/OV 监视器 | 用于正和负电源 |
| LTC3827/LTC3827-1 | 低 IQ、双通道、同步控制器 | 4V ≤ VIN ≤ 36V, 0.8V ≤ VOUT ≤ 10V, 80µA 静态电流 |
| LTC3835/LTC3835-1 | 低 IQ、同步降压型控制器 | 单通道 LTC3827/LTC3827-1 |
| LT3845 | 低 IQ、同步降压型控制器 | 4V ≤ VIN ≤ 60V, 1.23V ≤ VOUT ≤ 36V, 120µA 静态电流 |
| LT3850 | 双通道、550kHz、两相同步降压型控制器 | 双通道 180° 定相控制器, VIN: 4V 至 24V, 97% 占空比, 4mm x 4mm QFN-28 封装, SSOP-28 封装 |
| LTC3890 | 低 IQ、双通道、两相同步降压型控制器 | 4V ≤ VIN ≤ 60V, 0.8V ≤ VOUT ≤ 24V, 50µA 静态电流 |
| LT4256 | 具开路检测功能的正 48V 热插拔控制器 | 折返电流限制, 开路和过流故障输出, 高达 80V 电源 |
| LTC4260 | 具 8 位 ADC 和 I ² C 的正高电压热插拔控制器 | 宽工作范围: 8.5V 至 80V |
| LT4352 | 理想 MOSFET “或” 二极管 | 外部 N 沟道 MOSFET 替代 “或” 二极管, 0V 至 18V |
| LTC4354 | 负电压二极管 “或” 控制器 | 控制两个 N 沟道 MOSFET, 1µs 关断, 80V 工作电压 |
| LTC4355 | 正电压二极管 “或” 控制器 | 控制两个 N 沟道 MOSFET, 0.5µs 关断, 80V 工作电压 |
| LT4363 | 高电压浪涌抑制器 | 100V 过压和过流保护, 具锁断和自动重试选项 |
| LTC4365 | Window Passer - UV、OV 和电源反向保护控制器 | 工作电压范围: 2.5V 至 34V, 保护范围: 60V 至 -40V |