

## 具理想二极管的浪涌抑制器

### 特点

- 宽工作电压范围：4V 至 80V
- 利用  $V_{CC}$  箝位可承受超过 80V 的浪涌
- 可调输出箝位电压
- 理想二极管控制器可在输入掉电期间保持输出电压
- 反向输入保护至 -40V
- 反向输出保护至 -20V
- 过流保护
- 低停机电流：10 $\mu$ A (在 12V)
- 可调故障定时器
- 故障期间的重试占空比为 0.1% (LTC4364-2)
- 采用 4mm x 3mm 14 引脚 DFN 封装、16 引脚 MSOP 封装和 16 引脚 SO 封装

### 应用

- 汽车 / 航空电子设备浪涌保护
- 热插拔 / 带电插入
- 冗余电源“或”
- 输出端口保护

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

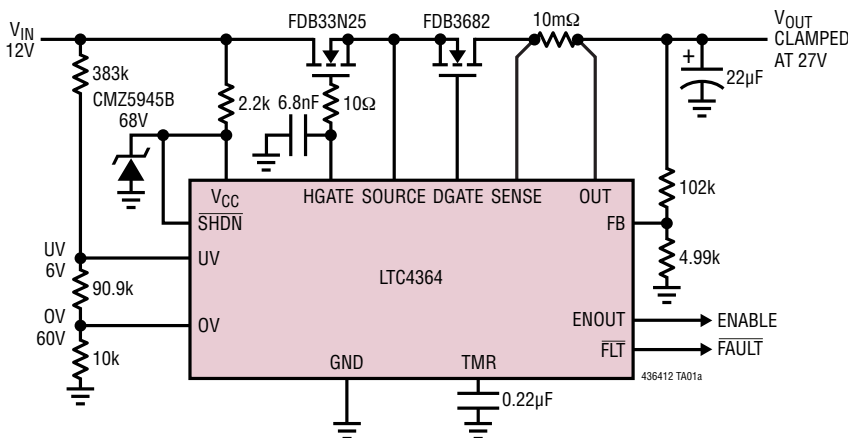
### 描述

LTC<sup>®</sup>4364 浪涌抑制器具有理想二极管控制器，可保护负载免遭高电压瞬变的损坏。通过控制一个外部 N 沟道 MOSFET 传输器件两端的电压降，该器件可在过压过程 (例如：汽车中的负载突降) 中限制和调节输出。另外，LTC4364 还包括一个定时的电流限制电路断路器。在故障情况下，一个可调故障定时器必须在传输器件关断之前结束。LTC4364-1 将锁断传输器件，而 LTC4364-2 则在一个延迟之后自动重新启动。LTC4364 可精确地监视输入电源的过压 (OV) 和欠压 (UV) 情况。外部 MOSFET 在欠压状况下保持关断，自动重试在过压状态下停用。

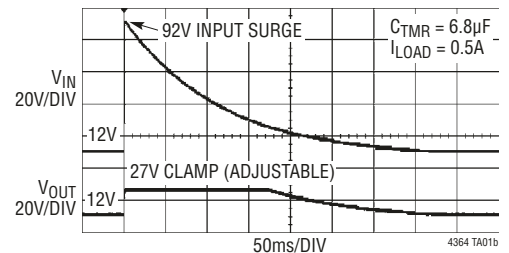
一个集成理想二极管控制器负责驱动第二个 MOSFET，以替代一个用于实现反向输出保护和输出电压保持的肖特基二极管。LTC4364 控制 MOSFET 两端的正向电压降，并最大限度地抑制电源故障、掉电或输入短路时的反向电流瞬变。

### 典型应用

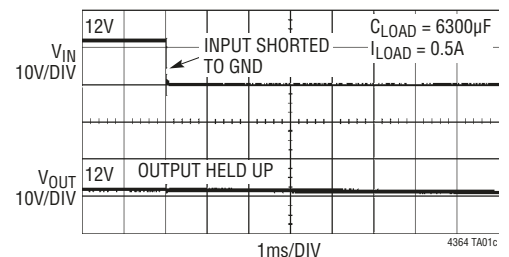
具理想二极管的 4A、12V 过压输出稳压器  
可在  $V_{IN}$  上承受持续 1ms 的 200V 瞬态电压



过压保护器可在输入瞬变期间  
将输出调节在 27V



理想二极管可在输入短路期间  
保持输出电压



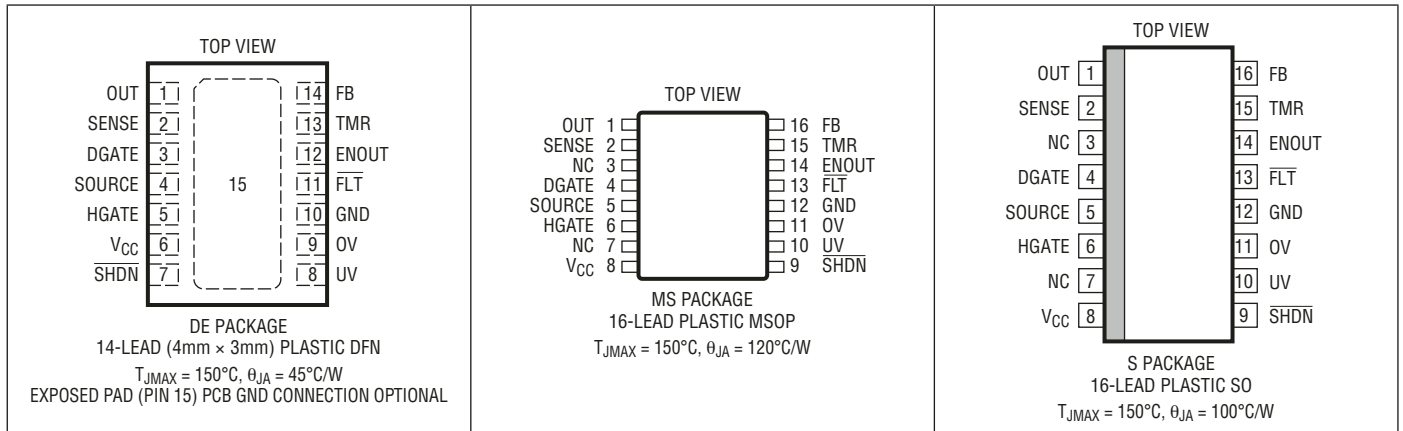
# LTC4364-1/LTC4364-2

## 绝对最大额定值 (注1、2)

电源电压:  $V_{CC}$  ..... -40V 至 100V  
 SOURCE, OV, UV,  $\overline{SHDN}$  电压 ..... -40V 至 100V  
 DGATE, HGATE 电压  
 (注3) ..... SOURCE - 0.3V 至 SOURCE + 10V  
 ENOUT,  $\overline{FLT}$  电压 ..... -0.3V 至 100V  
 OUT, SENSE 电压 ..... -20V 至 100V  
 电压差 (SENSE 至 OUT) ..... -30V 至 30V  
 电压差 (OUT 至  $V_{CC}$ ) ..... -100V 至 100V  
 电压差 (SENSE 至 SOURCE) ..... -100V 至 100V

FB, TMR 电压 ..... -0.3V 至 5.5V  
 工作环境温度范围  
 LTC4364C ..... 0°C 至 70°C  
 LTC4364I ..... -40°C 至 85°C  
 LTC4364H ..... -40°C 至 125°C  
 贮存温度范围 ..... -65°C 至 150°C  
 引脚温度 (焊接时间 10 秒)  
 MS, SO 封装 ..... 300°C

## 引脚配置



## 订购信息

无铅涂层	卷带	器件标记 *	封装描述	温度范围
LTC4364CDE-1#PBF	LTC4364CDE-1#TRPBF	43641	14 引脚 (4mm x 3mm) 塑料 DFN	0°C 至 70°C
LTC4364IDE-1#PBF	LTC4364IDE-1#TRPBF	43641	14 引脚 (4mm x 3mm) 塑料 DFN	-40°C 至 85°C
LTC4364HDE-1#PBF	LTC4364HDE-1#TRPBF	43641	14 引脚 (4mm x 3mm) 塑料 DFN	-40°C 至 125°C
LTC4364CDE-2#PBF	LTC4364CDE-2#TRPBF	43642	14 引脚 (4mm x 3mm) 塑料 DFN	0°C 至 70°C
LTC4364IDE-2#PBF	LTC4364IDE-2#TRPBF	43642	14 引脚 (4mm x 3mm) 塑料 DFN	-40°C 至 85°C
LTC4364HDE-2#PBF	LTC4364HDE-2#TRPBF	43642	14 引脚 (4mm x 3mm) 塑料 DFN	-40°C 至 125°C
LTC4364CMS-1#PBF	LTC4364CMS-1#TRPBF	43641	16 引脚塑料 MSOP	0°C 至 70°C
LTC4364IMS-1#PBF	LTC4364IMS-1#TRPBF	43641	16 引脚塑料 MSOP	-40°C 至 85°C
LTC4364HMS-1#PBF	LTC4364HMS-1#TRPBF	43641	16 引脚塑料 MSOP	-40°C 至 125°C
LTC4364CMS-2#PBF	LTC4364CMS-2#TRPBF	43642	16 引脚塑料 MSOP	0°C 至 70°C
LTC4364IMS-2#PBF	LTC4364IMS-2#TRPBF	43642	16 引脚塑料 MSOP	-40°C 至 85°C
LTC4364HMS-2#PBF	LTC4364HMS-2#TRPBF	43642	16 引脚塑料 MSOP	-40°C 至 125°C

## 订购信息

无铅涂层	卷带	器件标记 *	封装描述	温度范围
LTC4364CS-1#PBF	LTC4364CS-1#TRPBF	LTC4364S-1	16 引脚塑料 SO	0°C 至 70°C
LTC4364IS-1#PBF	LTC4364IS-1#TRPBF	LTC4364S-1	16 引脚塑料 SO	-40°C 至 85°C
LTC4364HS-1#PBF	LTC4364HS-1#TRPBF	LTC4364S-1	16 引脚塑料 SO	-40°C 至 125°C
LTC4364CS-2#PBF	LTC4364CS-2#TRPBF	LTC4364S-2	16 引脚塑料 SO	0°C 至 70°C
LTC4364IS-2#PBF	LTC4364IS-2#TRPBF	LTC4364S-2	16 引脚塑料 SO	-40°C 至 125°C
LTC4364HS-2#PBF	LTC4364HS-2#TRPBF	LTC4364S-2	16 引脚塑料 SO	-40°C 至 125°C

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌力尔特公司。 \* 温度等级请见集装箱上的标识。  
有关非标准的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/>

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  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。  $V_{CC} = 12\text{V}$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
$V_{CC}$	工作电源范围		● 4		80	V	
$I_{CC}$	电源电流	$V_{CC} = \text{SOURCE} = \text{SENSE} = \text{OUT} = 12\text{V}$ ，无故障	●	370	750	$\mu\text{A}$	
$I_{CC}(\text{SHDN})$	待机模式中的电源电流	停机	●	10	50	$\mu\text{A}$	
$I_{CC}(\text{REV})$	反向输入电流	$V_{CC} = -30\text{V}$	●	0	-10	$\mu\text{A}$	
<b>浪涌抑制器</b>							
$\Delta V_{\text{HGATE}}$	HGATE 栅极驱动， ( $V_{\text{HGATE}} - V_{\text{SOURCE}}$ )	$V_{CC} = 4\text{V}$ ，DGATE 为低电平， $I_{\text{HGATE}} = 0\mu\text{A}$ ， $-1\mu\text{A}$ $V_{CC} = 8\text{V}$ 至 $80\text{V}$ ，DGATE 为低电平， $I_{\text{HGATE}} = 0\mu\text{A}$ ， $-1\mu\text{A}$	●	5	7	9	V
$I_{\text{HGATE}}(\text{UP})$	HGATE 上拉电流	$V_{CC} = \text{HGATE} = \text{DGATE} = \text{SOURCE} = 12\text{V}$	●	-10	-20	-30	$\mu\text{A}$
$I_{\text{HGATE}}(\text{DN})$	HGATE 下拉电流	过压：FB = 1.5V， $\Delta V_{\text{HGATE}} = 5\text{V}$ 过流： $\Delta V_{\text{SNS}} = 100\text{mV}$ ， $\Delta V_{\text{HGATE}} = 5\text{V}$ 停机 / 故障关断： $\Delta V_{\text{HGATE}} = 5\text{V}$	●	60	130		mA
$I_{\text{SRC}}$	SOURCE 输入电流	$V_{CC} = \text{SOURCE} = \text{SENSE} = \text{OUT} = 12\text{V}$ $V_{CC} = \text{SOURCE} = 12\text{V}$ ，停机 $V_{\text{SOURCE}} = -30\text{V}$	●		18	40	$\mu\text{A}$
$V_{\text{FB}}$	FB 伺服电压	$V_{CC} = 12\text{V}$ 至 $80\text{V}$	●	1.22	1.25	1.28	V
$I_{\text{FB}}$	FB 输入电流	FB = 1.25V	●		0	1	$\mu\text{A}$
$\Delta V_{\text{SNS}}$	过流故障门限， ( $V_{\text{SENSE}} - V_{\text{OUT}}$ )	$V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$ ，OUT = 2.5V 至 $V_{CC}$ ， $0^\circ\text{C}$ 至 $125^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$ ，OUT = 2.5V 至 $V_{CC}$ ， $-40^\circ\text{C}$ 至 $125^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$ ，OUT = 0V 至 1.5V	●	45	50	55	mV
$I_{\text{SNS}}$	SENSE 输入电流	SENSE = $V_{CC} = \text{SOURCE} = \text{OUT} = 12\text{V}$ SENSE = -15V	●		55	110	$\mu\text{A}$
$I_{\text{TMR}}(\text{UP})$	TMR 上拉电流，过压	TMR = 1V，FB = 1.5V， $V_{CC} - \text{OUT} = 0.5\text{V}$ TMR = 1V，FB = 1.5V， $V_{CC} - \text{OUT} = 75\text{V}$	●	-1.3	-2.2	-3	$\mu\text{A}$
	TMR 上拉电流，过流	TMR = 1V， $\Delta V_{\text{SNS}} = 60\text{mV}$ ， $V_{CC} - \text{OUT} = 0.5\text{V}$ TMR = 1V， $\Delta V_{\text{SNS}} = 60\text{mV}$ ， $V_{CC} - \text{OUT} = 75\text{V}$	●	-6	-10	-14	$\mu\text{A}$
	TMR 上拉电流，报警	TMR = 1.3V，FB = 1.5V， $V_{CC} - \text{OUT} = 0.5\text{V}$	●	-3	-5	-7	$\mu\text{A}$
	TMR 上拉电流，重试	TMR = 1V，FB = 1.5V	●	-1.3	-2	-3	$\mu\text{A}$
$I_{\text{TMR}}(\text{DN})$	TMR 下拉电流	TMR = 1V，FB = 1.5V，重试 停机	●	1.1	2	2.7	$\mu\text{A}$
$V_{\text{TMR}}(\text{F})$	TMR 故障门限	FLT 下降， $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	●	1.22	1.25	1.28	V
$V_{\text{TMR}}(\text{G})$	TMR 栅极关断门限	HGATE 下降， $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	●	1.32	1.35	1.38	V

# LTC4364-1/LTC4364-2

## 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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{CC} = 12\text{V}$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
$V_{TMR(R)}$	TMR 重试门限	HGATE 上升 (在 32 个周期之后), $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	● 0.125	0.15	0.175	V	
$\Delta V_{TMR}$	预警定时器窗口	$V_{TMR(G)} - V_{TMR(F)}$ , $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	● 75	100	125	mV	
$V_{UV}$	UV 输入门限	UV 下降, $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	● 1.22	1.25	1.28	V	
$V_{UV(HYST)}$	UV 输入迟滞		● 25	50	80	mV	
$V_{UV(RST)}$	UV 复位门限	UV 下降, $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$ , 仅限 LTC4364-1	● 0.5	0.6	0.7	V	
$V_{OV}$	OV 输入门限	OV 上升, $V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	● 1.22	1.25	1.28	V	
$V_{OV(HYST)}$	OV 输入迟滞			12		mV	
$I_{IN}$	UV, OV 输入电流	UV, OV = $1.25\text{V}$ UV, OV = $-30\text{V}$	● ●	0 -0.3	1 -0.6	$\mu\text{A}$ mA	
$V_{OL}$	ENOUT, $\overline{\text{FLT}}$ 输出为低电平	$I_{\text{SINK}} = 0.25\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 2\text{mA}$	● ●	0.1 0.5	0.3 1.3	V V	
$I_{\text{LEAK}}$	ENOUT, $\overline{\text{FLT}}$ 漏电流	ENOUT, $\overline{\text{FLT}} = 80\text{V}$	●	0	2.5	$\mu\text{A}$	
$\Delta V_{\text{OUT(TH)}}$	输出高电平门限 ( $V_{CC} - V_{\text{OUT}}$ )	ENOUT 从低电平至高电平	●	0.4	0.7	1	V
$V_{\text{OUT(RST)}}$	输出复位门限	ENOUT 从高电平至低电平	●	1.4	2.2	3	V
$I_{\text{OUT}}$	OUT 输入电流	$V_{CC} = \text{OUT} = 12\text{V}$ , SHDN 开路 $\text{OUT} = -15\text{V}$	● ●	40 -4	80 -8	$\mu\text{A}$ mA	
	停机模式中的输出电流, $I_{\text{SNS}} + I_{\text{OUT}}$	$V_{CC} = \text{SOURCE} = \text{SENSE} = \text{OUT} = 12\text{V}$ , 停机	●	12	40	$\mu\text{A}$	
$V_{\text{SHDN}}$	SHDN 输入门限	$V_{CC} = 4\text{V}$ 至 $80\text{V}$	●	0.5	1.6	2.2	V
$V_{\text{SHDN(FLT)}}$	SHDN 引脚浮动电压	$V_{CC} = 12\text{V}$ 至 $80\text{V}$	●	2.3	4	6.5	V
$I_{\text{SHDN}}$	SHDN 输入电流	SHDN = $0.5\text{V}$ 最大可容许漏电流, $V_{CC} = 4\text{V}$ SHDN = $-30\text{V}$	● ●	-1 -1.5 -120	-3.3 -1.5 -300	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	
D	重试占空比, 过压	FB = $1.5\text{V}$ , $V_{CC} = 80\text{V}$ , $\text{OUT} = 16\text{V}$	●	0.125	0.2	%	
	重试占空比, 输出短路	$\Delta V_{\text{SNS}} = 60\text{mV}$ , $V_{CC} - \text{OUT} = 12\text{V}$	●	0.075	0.12	%	
$t_{\text{OFF,HGATE(UV)}}$	欠压至 HGATE 低电平的传播延迟	UV 从 $1.5\text{V}$ 阶跃至 $1\text{V}$	●	1.3	4	$\mu\text{s}$	
$t_{\text{OFF,HGATE(OV)}}$	过压至 HGATE 低电平的传播延迟	FB 从 $1\text{V}$ 阶跃至 $1.5\text{V}$	●	0.25	1	$\mu\text{s}$	
$t_{\text{OFF,HGATE(OC)}}$	过流至 HGATE 低电平的传播延迟	$\Delta V_{\text{SNS}}$ 从 $0\text{mV}$ 阶跃至 $150\text{mV}$ , $\text{OUT} = 0\text{V}$	●	0.5	2	$\mu\text{s}$	

### 理想二极管

$\Delta V_{\text{DGATE}}$	DGATE 栅极驱动, ( $V_{\text{DGATE}} - V_{\text{SOURCE}}$ )	$V_{CC} = 4\text{V}$ , 无故障, $I_{\text{DGATE}} = 0\mu\text{A}$ , $-1\mu\text{A}$ $V_{CC} = 8\text{V}$ 至 $80\text{V}$ , 无故障, $I_{\text{DGATE}} = 0\mu\text{A}$ , $-1\mu\text{A}$	● ●	5 10	8.5 12	12 16	V V
$I_{\text{DGATE(UP)}}$	DGATE 引脚上拉电流	$D_{\text{GATE}} = \text{SOURCE} = V_{CC} = 12\text{V}$ , $\Delta V_{\text{SD}} = 0.1\text{V}$	●	-5	-10	-15	$\mu\text{A}$
$I_{\text{DGATE(DN)}}$	DGATE 引脚下拉电流	$\Delta V_{\text{DGATE}} = 5\text{V}$ , $\Delta V_{\text{SD}} = -0.2\text{V}$ $\Delta V_{\text{DGATE}} = 5\text{V}$ , 停机 / 故障关断	● ●	60 0.4	130 1		mA mA
$\Delta V_{\text{SD}}$	理想二极管调节电压, ( $V_{\text{SOURCE}} - V_{\text{SENSE}}$ )	$\Delta V_{\text{DGATE}} = 2.5\text{V}$ , $V_{CC} = \text{SOURCE} = 12\text{V}$ $\Delta V_{\text{DGATE}} = 2.5\text{V}$ , $V_{CC} = \text{SOURCE} = 4\text{V}$	● ●	10 24	30 48	45 72	mV mV
$t_{\text{OFF(DGATE)}}$	DGATE 关断传播延迟	$\Delta V_{\text{SD}}$ 从 $0.1\text{V}$ 阶跃至 $-1\text{V}$	●		0.35	1.5	$\mu\text{s}$

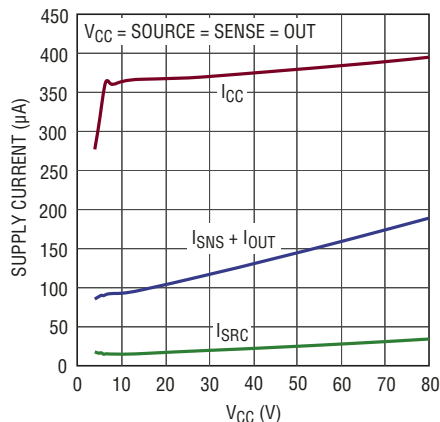
**注 1:** 高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

**注 2:** 所有流入器件引脚的电流均为正，而所有流出器件引脚的电流皆为负。所有电压均以 GND 为基准，除非另有规定。

**注 3:** 内部箝位将 HGATE 和 DGATE 引脚的最小电压限制在比 SOURCE 引脚高  $10\text{V}$ 。把这些引脚驱动至高于箝位的电压有可能损坏器件。

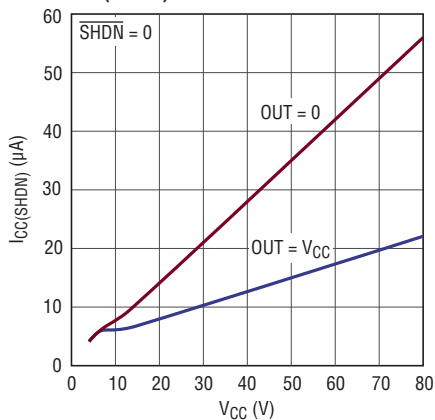
## 典型性能特征

电源电流与  $V_{CC}$  的关系



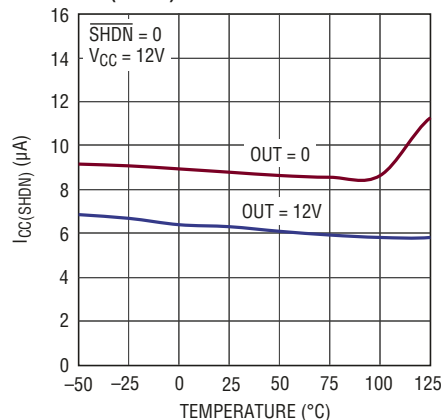
436412 G01

$I_{CC(SHDN)}$  与  $V_{CC}$  的关系



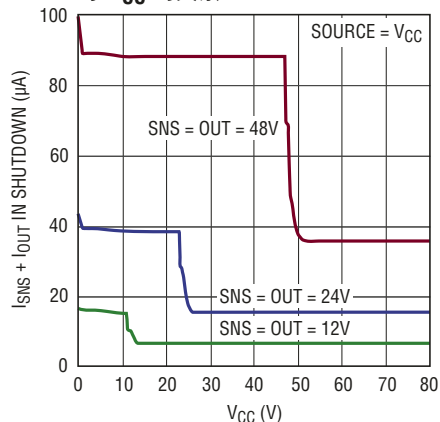
436412 G02

$I_{CC(SHDN)}$  与温度的关系



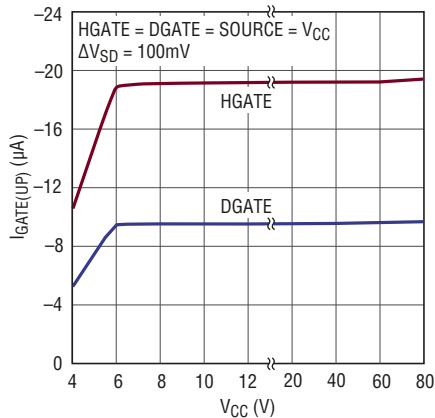
436412 G03

待机模式中的  $I_{SNS} + I_{OUT}$  与  $V_{CC}$  的关系



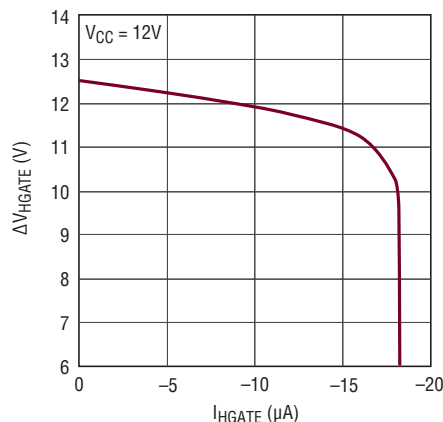
436412 G04

GATE 上拉电流与  $V_{CC}$  的关系



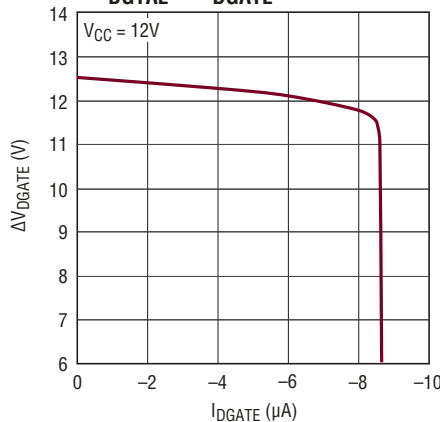
436412 G05

$\Delta V_{HGATE}$  与  $I_{HGATE}$  的关系



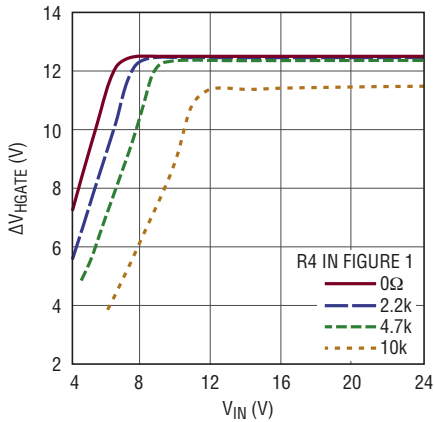
436412 G06

$\Delta V_{DGATE}$  与  $I_{DGATE}$  的关系



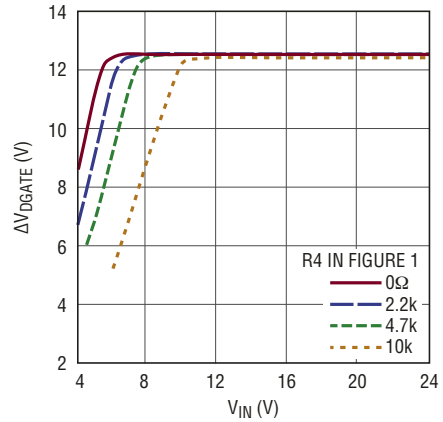
436412 G07

$\Delta V_{HGATE}$  与  $V_{IN}$  的关系 (针对图 1 所示电路)



436412 G08

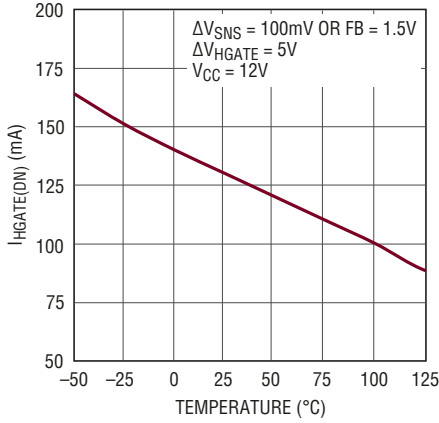
$\Delta V_{DGATE}$  与  $V_{IN}$  的关系 (针对图 1 所示电路)



436412 G09

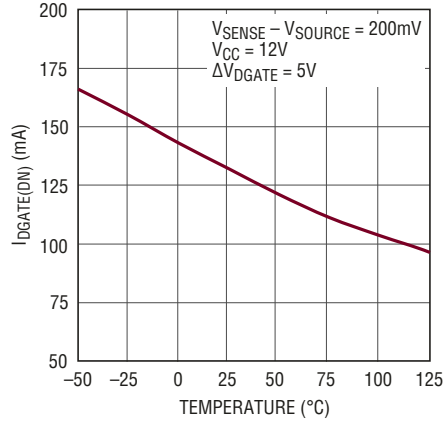
## 典型性能特征

HGATE 下拉电流与温度的关系



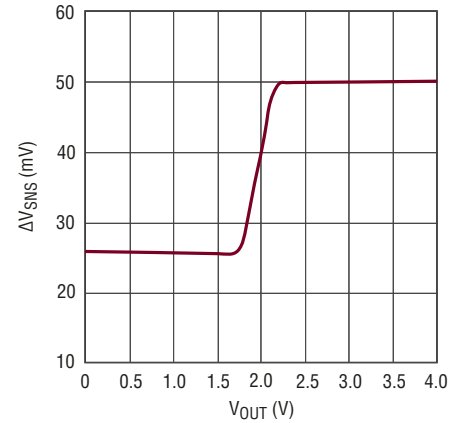
436412 G10

DGATE 下拉电流与温度的关系



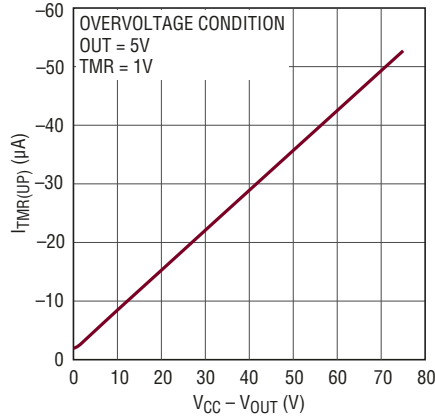
436412 G11

过流门限与 OUT 电压的关系



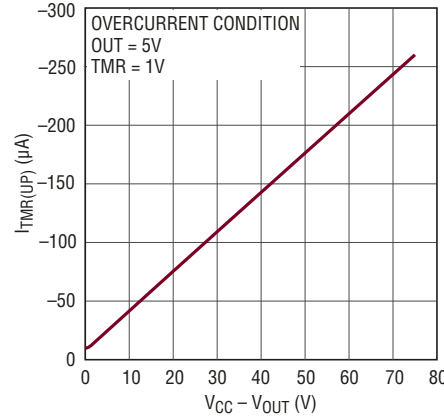
436412 G12

过压 TMR 电流与 (VCC - VOUT) 的关系



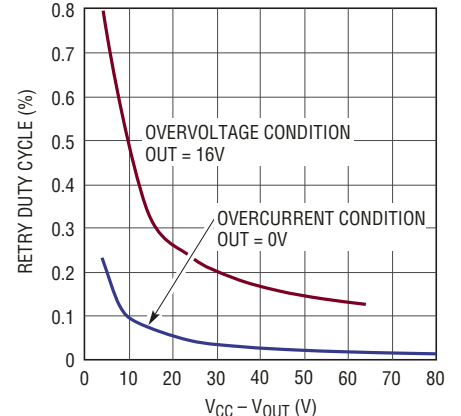
436412 G13

过流 TMR 电流与 (VCC - VOUT) 的关系



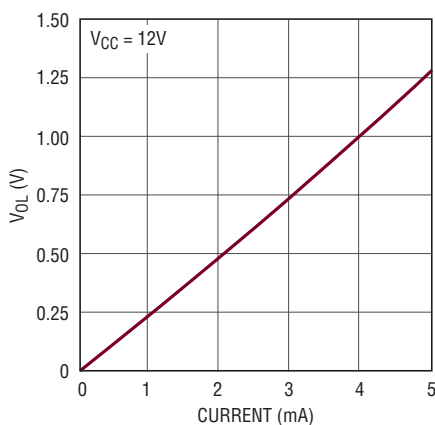
436412 G14

重试占空比与 (VCC - VOUT) 的关系 (仅限 LTC4364-2)



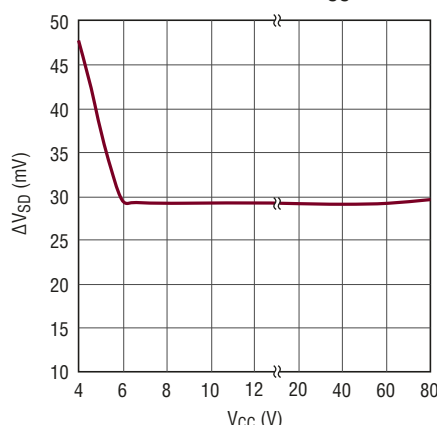
436412 G15

EN, FLT 输出低电平与电流的关系



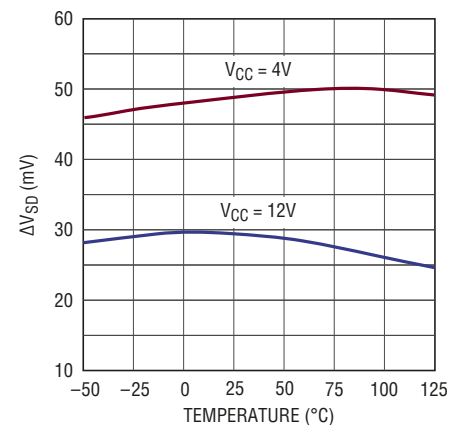
436412 G16

理想二极管调节电压与 VCC 的关系



436412 G17

理想二极管调节电压与温度的关系



436412 G18



## 引脚功能

**DGATE**：二极管控制器栅极驱动输出。当负载电流在 MOSFET 的两端产生 30mV 以上的压降时，DGATE 引脚由一个内部电荷泵电流源拉高，并箝位在比 SOURCE 引脚高 12V 的电平上。当负载电流很小时，对 DGATE 引脚进行主动驱动以在 MOSFET 的两端维持 30mV 的压降。如果产生了反向电流，则一个 130mA 快速下拉电路将很快地将 DGATE 引脚连接至 SOURCE 引脚，从而关断 MOSFET。不用时将该引脚连接至 SOURCE 或置于开路状态。

**ENOUT**：使能输出。这是一个漏极开路输出，当 OUT 引脚上的电压高于 ( $V_{CC} - 0.7V$ ) 时将变至高阻抗，表示外部 MOSFET 完全导通。当 OUT 引脚电压降至 2.2V 以下时，该引脚的状态被锁存并执行复位操作。内部 FET 能吸收高达 2mA 的电流，并可承受高达 80V 的电压。不用时将该引脚连接至 GND。

**裸露衬垫 (仅限 DE 封装)**：裸露衬垫可以置于开路状态或连接至器件的地 (GND)。

**FB**：稳压器反馈输入。将该引脚连接至位于 OUT 引脚和地之间阻性分压器。在过压情况下，对 HGATE 引脚进行控制以在 FB 引脚上保持 1.25V 的电压。把该引脚连接至 GND 可停用过压箝位。

**FLT**：故障输出。这是一个漏极开路输出，在 TMR 引脚达到 1.25V 的报警门限之后将被拉至低电平。当受控于 HGATE 引脚的被动功率器件即将由于电源电压处于高电平的时间过长 (过压故障) 或者器件处于某种过流状态 (过流故障) 而被关断时，该引脚将发出指示信号。内部 FET 能吸收高达 2mA 的电流，并可承受高达 80V 的电压。不用时将该引脚连接至 GND。

**GND**：器件的地。

**HGATE**：浪涌抑制器栅极驱动输出。HGATE 引脚由一个内部电荷泵电流源拉高，并箝位在比 SOURCE 引脚高 12V

的电平。电压和电流放大器均可控制 HGATE 引脚，以调节输出电压并限制流过 MOSFET 的电流。

**OUT**：输出电压检测输入。该引脚负责检测连接至 DGATE 引脚的外部 N 沟道 MOSFET 的漏极电压。 $V_{CC}$  与 OUT 之间的电压差设定了故障定时器电流。当该电压差降至 0.7V 以下时，ENOUT 引脚变至高阻抗。

**OV**：过压比较器输入。当 OV 高于其 1.25V 门限时，故障重试功能被禁用。当 OV 降至其门限以下时，将允许 HGATE 引脚在故障条件被清除时重新导通。在上电时，一个高于其门限的 OV 电压将阻止受控于 HGATE 引脚的外部 N 沟道 MOSFET 的导通 (见“应用信息”)。不用时将该引脚连接至 GND。

**SENSE**：电流检测输入。把该引脚连接至电流检测电阻器的输入端。电流限制电路负责控制 HGATE 引脚，以在 OUT 高于 2.5V 的情况下将 SENSE 与 OUT 引脚之间的检测电压限制为 50mV。当 OUT 降至低于 1.5V 时，把检测电压降低至 25mV，以在输出短路期间提供额外的保护。另外，检测放大器还负责起动一个用于给 TMR 引脚充电的电流源。SENSE 与 OUT 引脚之间电压差必须限制在 30V 以内。不用时将该引脚连接至 OUT。

**SHDN**：停机控制引脚。把  $\overline{\text{SHDN}}$  引脚拉至 0.5V 以下将关断 LTC4364 并将  $V_{CC}$  引脚电流减小至 10 $\mu$ A。把该引脚拉至 2.2V 以上或断接将允许内部电流源重新接通器件。当被置于开路状态时，在内部将  $\overline{\text{SHDN}}$  电压箝位至 4V。如果未采用上拉器件来接通器件，则应把该引脚上的至地漏电流限制在 1 $\mu$ A 以下。 $\overline{\text{SHDN}}$  引脚电压可拉至高达 100V 或比 GND 低 40V，而并不会损坏器件。

**SOURCE**：公共源极输入和栅极驱动回线。把该引脚直接连接至外部背对背 N 沟道 MOSFET 的源极。SOURCE 引脚是理想二极管的正极，而在该引脚与 SENSE 引脚之间检测的电压则用于控制 N 沟道 MOSFET 上的源-漏极电压 (理想二极管的正向电压)。

## 引脚功能

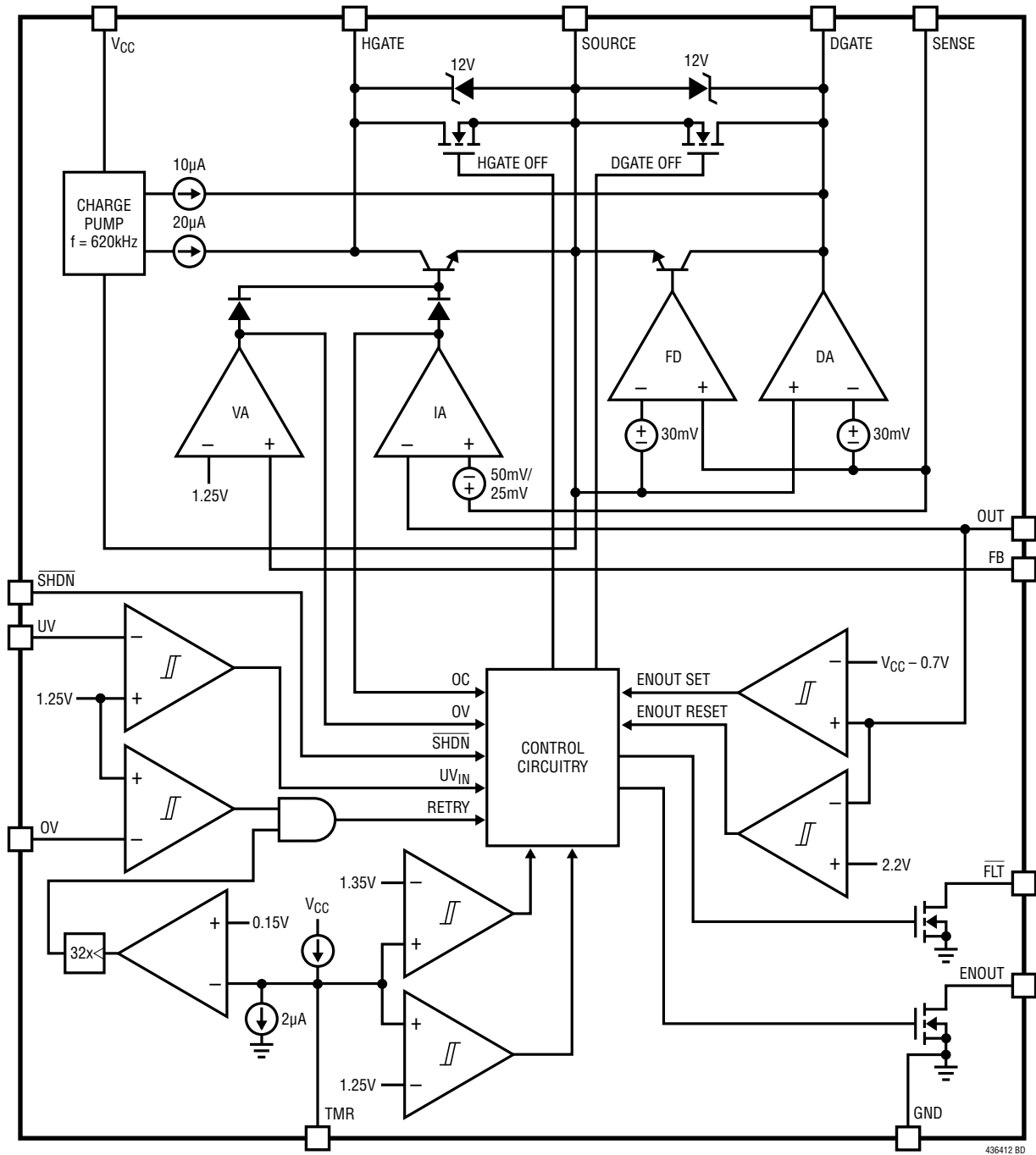
**TMR**：故障定时器输入。在该引脚和地之间连接一个电容器，以设定故障报警、故障关断和冷却周期的时间。电压调节或电流调节的起动作将上拉 TMR 引脚电压。在故障情况下对该引脚进行充电的电流随  $V_{CC}$  和 OUT 引脚之间电压差的增加而增大（见“应用信息”）。当 TMR 达到 1.25V 时， $\overline{FLT}$  被拉至低电平，以表示检测到某种故障情况。假如这种故障情况持续，则受控于 HGATE 的传输器件将在 TMR 达到 1.35V 门限时关断。当故障状况消失后，将立即开始一个冷却周期，与此同时 TMR 引脚以 2 $\mu$ A 的充电和放电电流在 0.15V 和 1.35V 之间循环 32 次。当 TMR 引脚电压第 32 次超过 0.15V 时，将允许拉高 HGATE 引脚，从而在 OV 引脚电压低于其门限时重新接通传输器件（对于 LTC4364-2 版本）。对于 LTC4364-1，HGATE 引脚在故障超时之后将被闭锁在低电平。

**UV**：欠压比较器输入。当 UV 引脚降至其 1.25V 门限以下时，利用一个 1mA 电流下拉 HGATE 引脚电压。当 UV 引脚升至高于 (1.25V + 迟滞) 时，由内部电荷泵上拉 HGATE 引脚电压。对于 LTC4364-1，在 HGATE 被锁断之后，把 UV 引脚拉至 0.6V 以下将使锁存器复位，并允许 HGATE 重试。不用时将该引脚连接至  $\overline{SHDN}$  引脚。

**V<sub>CC</sub>**：正电源电压输入。对于正常操作，正电源输入范围为 4V 至 80V。在电池反接的情况下，还可将该引脚拉至地电位以下达 40V，并不会损坏器件。通过把  $\overline{SHDN}$  引脚拉至地电位可关断 LTC4364，从而将  $V_{CC}$  电流减小至 10 $\mu$ A。



方框图



436412 BD

## 工作原理

LTC4364 专为抑制高压浪涌和限制输出电压而设计，可在高可用性电源系统中保护负载电路并确保正常运作。该器件具有一个过压保护稳压器和一个理想二极管控制器，前者用于驱动一个作为传输器件的外部 N 沟道 MOSFET (M1)，而后者则用于驱动第二个外部 N 沟道 MOSFET (M2) 以实现反向输入保护和输出电压保持。

LTC4364 可在 4V 至 80V 的宽电源电压范围内运作。利用具有一个用于限制  $V_{CC}$  电源的箝位电路，输入电压可以高于 80V。也可以把输入电源拉至地电位以下达 40V，而不会损坏 LTC4364。4V 的低电源要求使其即使在汽车应用中的冷车发动期间也能正常运作。

正常情况下，被动功率器件 M1 完全导通，以非常低的功率损失向负载提供电流。如果输入电压浪涌过高，则电压放大器 (VA) 将控制 M1 的栅极，并将 OUT 引脚电压调节至由一个连接在 OUT 引脚和地之间的外部阻性分压器及内部 1.25V 基准所设定的电平。另外，LTC4364 还可通过监视布设在 SENSE 和 OUT 引脚之间的一个外部电阻器两端的电压来检测过流状况。一个有源电流限制电路 (IA) 负责控制 M1 的栅极，以在 OUT 高于 2.5V 的情况下将检测电压限制在 50mV。倘若发生导致 OUT 降至 1.5V 以下的严重输出短路，则将检测电压降低至 25mV 以减小 M1 上所承受的应力。

在过压或过流期间，一个电流源开始对连接在 TMR 引脚上的接地电容器进行充电。过流情况下的上拉电流源是过压时的 5 倍，以加速关断。当 TMR 达到 1.25V 时，FLT 引脚被拉至低电平，以发出“即将关断”的警告。被动功率器件 M1 处于导通状态，TMR 引脚进一步充电，直至其达到 1.35V 为止，这时将 HGATE 引脚拉至低电平并关断 M1。故障定时器允许负载在短暂的瞬变过程中继续运行，同时保护 MOSFET 免遭长时间输入过压 (例如：汽车中的负载突降) 的损坏。故障定时器周期随 MOSFET 两端电压的下降而缩短，以帮助将 MOSFET 保持在其安全工作区

(SOA) 之内。LTC4364-1 在一个故障超时之后锁断 M1 并保持 FLT 在低电平。LTC4364-2 则在一个冷却定时器周期之后允许 M1 重新接通和 FLT 变至高阻抗，前提是 0V 引脚电压低于其门限。

HGATE 引脚在故障之后被闭锁在低电平，此后，短暂地把 SHDN 引脚拉至低于 0.5V 将使故障复位，并允许将 HGATE 拉至高电平 (LTC4364-1 和 LTC4364-2 都是如此)。此外，短暂地把 UV 引脚拉至 0.6V 以下还允许在冷却定时器延迟之后把 HGATE 拉至高电平 (对于 LTC4364-1)，但对于 LTC4364-2 则不起作用。

MOSFET M2 的源极和漏极充当理想二极管的正极和负极。LTC4364 控制 DGATE 引脚以在 M2 的漏极和源极端子上维持一个 30mV 的正向电压。与采用分立的隔离二极管相比，这种做法可减少功率耗散并增加至负载的可用电源电压。如果 M2 被驱动至完全导通，且负载电流导致超过 30mV 的正向电压，则正向电压等于  $R_{DS(ON)} \cdot I_{LOAD}$ 。

在发生输入短路或电源故障时，反向电流将短暂地流过处于导通状态的 MOSFET M2。如果反向电压超过 -30mV，则 LTC4364 将迅猛地把 DGATE 引脚拉至低电平并关断 M2，从而最大限度地抑制输出端上的扰动。

假如输入电源降至低于 GND 引脚电压，则 DGATE 引脚被拉至 SOURCE 引脚电压，从而把 M2 保持在关断状态。当 HGATE 引脚在任何故障情况下被拉至低电平时，DGATE 引脚也被拉至低电平，于是两个被动功率器件均被关断。

倘若输出 (因此还包括 SOURCE 引脚，通过 M2 的体二极管) 降至 GND 以下，则 HGATE 引脚被拉至 SOURCE 引脚电压，从而关断 M1 并关闭正向电流通路。

采用 UV 引脚可准确地检测输入欠压状况。如果 UV 低于其 1.25V 门限，则 HGATE 和 DGATE 引脚保持低电平。SHDN 引脚不仅可断开被动功率器件，还能关断内部电路，从而把电源电流减小至 10 $\mu$ A。

## 应用信息

有些电源系统必须支持持续时间短暂的高电压浪涌 (例如：汽车中的高电压浪涌)。必须为负载电路提供针对此类瞬变的保护，而且关键性的系统还有可能需要在这些过程中继续运行。

LTC4364 驱动一个位于 HGATE 引脚上的 N 沟道 MOSFET (M1)，以限制电源瞬变或过流过程中输送至负载电路的电压和电流。对于该应用而言 M1 的选择是至关重要的。在正常操作期间，其必须处于导通状态，并提供一条从输入电源至负载的低阻抗通路；而在过压和过流情况下负责耗散功率。另外，LTC4364 还驱动位于 DGATE 引脚上的第二个 N 沟道 MOSFET M2 (用作一个理想二极管)，以避免负载在输入极性反接的情况下受损，并在输入崩溃时隔断反向电流流动。图 1 示出了一款采用 LTC4364 的典型应用电路，该电路可在输入浪涌期间将输出调节在 27V，并具备反向输入保护功能。

### 过压故障

LTC4364 可在过压情况下限制 OUT 引脚上的电压。一个内部电压放大器负责调节 HGATE 引脚电压，以在 FB 引脚上保持 1.25V 的电压。在此期间，N 沟道 MOSFET M1 处于导通状态并向负载供应电流。这可在短暂的过压瞬变过程中实现不间断的运行。

如果电压调节环路处于工作状态的时间长度超过了由定时器电容器设定的超时周期，则检测到一个过压故障。HGATE 引脚电压由一个 130mA 电流下拉至 SOURCE 引脚，从而关断 M1。这可以避免 M1 在持续时间较长的过压过程 (例如：汽车中的负载突降期间) 中受损。在故障状况已经消失且经历了一个冷却周期之后，HGATE 引脚开始被再次拉至高电平 (LTC4364-2)。LTC4364-1 则在一个过压故障超时之后将 HGATE 引脚闭锁在低电平，并可采用 SHDN 或 UV 引脚进行复位 (见“故障的复位”)。

### 过流故障

LTC4364 具有一个可调的电流限值，可提供针对短路和过大负载电流的保护作用。在过流期间，调节 HGATE 引脚电压以把 SENSE 和 OUT 引脚两端的电流检测电压 ( $\Delta V_{SNS}$ ) 限制在 50mV (当 OUT 高于 2.5V 时)。当 OUT 低于 1.5V 时，电流限制检测电压被降至 25mV，以在输出短路期间提供额外的保护。

在 SENSE 和 OUT 之间布设了一个电流检测电阻器，其阻值 ( $R_{SNS}$ ) 由下式决定：

$$R_{SNS} = \frac{\Delta V_{SNS}}{I_{LIM}}$$

式中的  $I_{LIM}$  是期望的电流值。

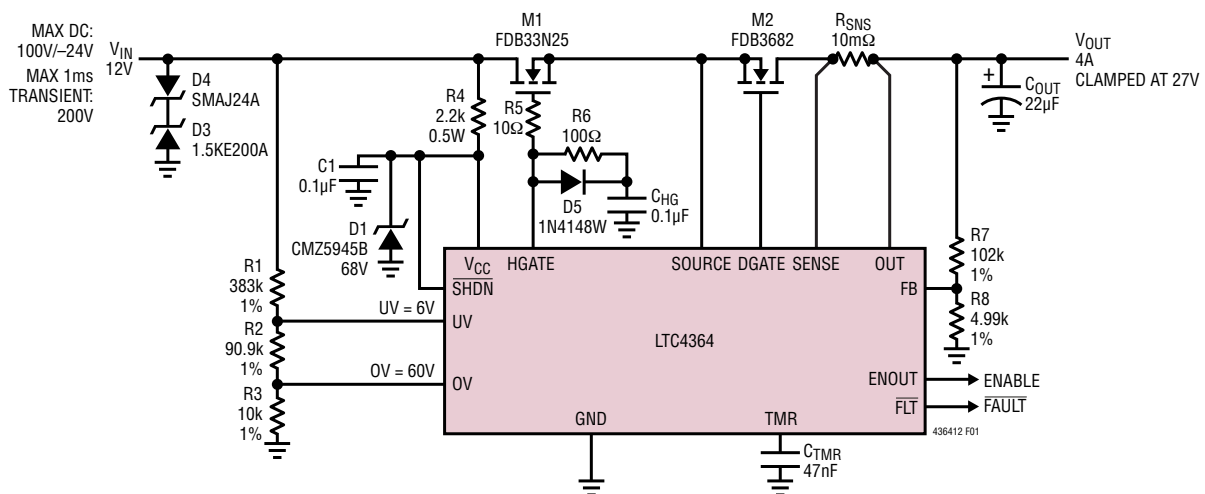


图 1：具反向电流保护功能的 4A、12V 过压输出稳压器

## 应用信息

当电流限制电路处于工作状态的时间长度超过了由定时器电容器设定的超时延迟时，表明发生了过流故障。随后立即利用 130mA 电流将 HGATE 引脚电压拉低至 SOURCE 引脚，从而关断 MOSFET M1。在故障状况已经消失且经历了一个冷却周期之后，允许重新上拉 HGATE 引脚电压并接通传输器件 (LTC4364-2)。LTC4364-1 则在一个过流故障超时之后将 HGATE 引脚闭锁在低电平，并可采用 SHDN 或 UV 引脚进行复位 (见“故障的复位”)。

### 输入过压比较器

输入过压由 OV 引脚和一个连接至输入端的外部电阻分压网络负责检测 (图 1)。在上电时，如果 OV 引脚电压在 100 $\mu$ s 内部上电复位结束之前、或者在 UV 引脚上的输入欠压状态被清除之前高于其 1.25V 门限，则 HGATE 引脚将保持低电平，直到 OV 引脚电压降至其门限以下为止。为了防止器件在电路板带电插入一个过压电源时启动，OV 和 UV 引脚可单独采用具滤波电容器的阻性分压器 (图 2)。应对 RC 时间常数进行时滞处理以使  $\tau_{UV}/\tau_{OV} > 50$ 。在图 2 中，如果电路板插入了一个高于 60V 的电源，则 LTC4364 将不会接通传输器件，直到电源电压下降至低于 60V 为止。

当 HGATE 引脚电压开始拉高时，利用 OV 进行检测的输入过压状况将不会关断传输器件。而是由 OV 阻止 LTC4364 在某种故障之后重新启动 (见“冷却周期和再起动”)。当输入电压长时间处于过高电平时，这可以避免传输器件在 ON 和 OFF 状态之间循环，从而降低 MOSFET 上承受的应力。

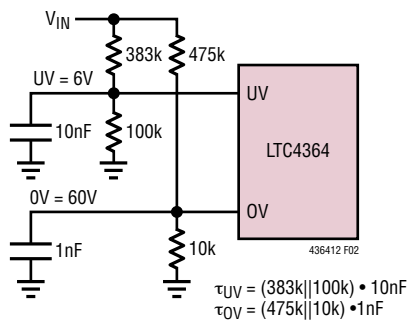


图 2：外部 UV 和 OV 配置可阻止在过压状况下启动

### 输入欠压比较器

LTC4364 可采用 UV 引脚检测诸如低电池电量等输入欠压情况。当 UV 引脚上的电压低于其 1.25V 门限时，HGATE 引脚电压被拉至低电平以使传输器件保持关断。当 UV 引脚电压升至高于 UV 门限 + UV 迟滞 (典型值为 50mV) 时，将允许上拉 HGATE 引脚电压，无需经历一个定时器周期。在图 1 和图 2 中，利用电阻分压网络将输入 UV 门限设定为 6V。欠压状况不会在 FLT 引脚上产生一个输出。

### 故障定时器

LTC4364 包括一个可调故障定时器。在 TMR 引脚和地之间连接一个电容器，用于设定在过压或过流故障情况下 MOSFET M1 被关断之前的延迟周期。另外，该电容器还负责设定冷却周期，即：在某种故障状况消失之后到允许 M1 重新接通之前的时间。一旦检测到故障情况，一个电流源将对 TMR 引脚进行充电。电流水平的变化取决于  $V_{CC}$  引脚和 OUT 引脚两端的电压降 (对应于 MOSFET  $V_{DS}$ )。导通时间与 MOSFET 两端的电压降成反比。因此，与固定的定时器电流相比，这种方案能够更好地利用 MOSFET 的可用安全工作区 (SOA)。

在过压故障期间，定时器电流的起点在 2 $\mu$ A 左右 (当  $V_{CC} - V_{OUT} \leq 0.5V$  时)，并线性增加至 50 $\mu$ A (当  $V_{CC} - V_{OUT}$  为 75V 时) (图 3a)：

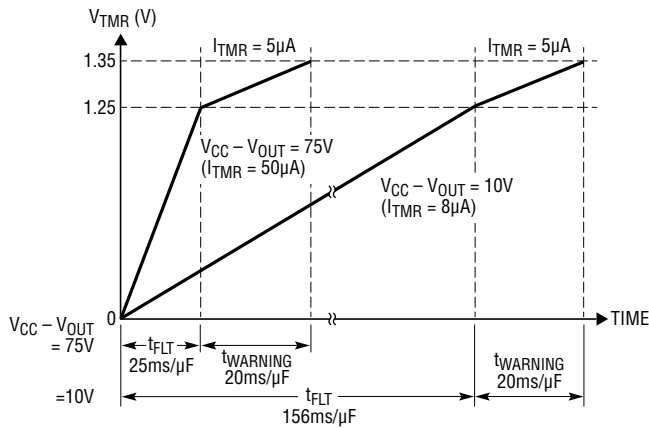
$$I_{TMR(UP)OV} = 2\mu A + 0.644[\mu A/V] \cdot (V_{CC} - V_{OUT} - 0.5V)$$

在过流故障期间，定时器电流的起点在 10 $\mu$ A 左右 (当  $V_{CC} - V_{OUT} \leq 0.5V$  时)，并增加至 260 $\mu$ A (当  $V_{CC} - V_{OUT}$  为 75V 时) (图 3b)：

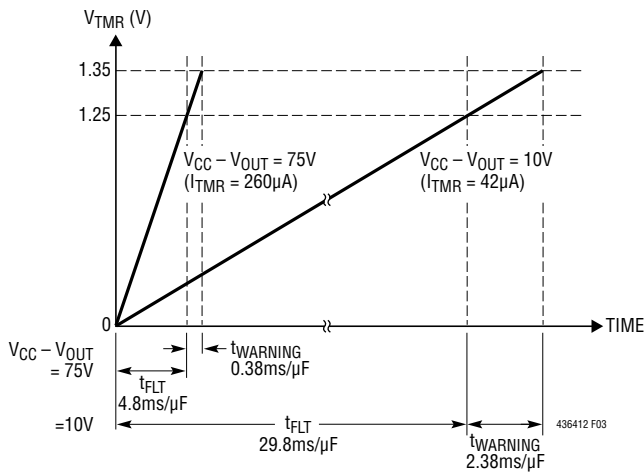
$$I_{TMR(UP)OC} = 10\mu A + 3.36[\mu A/V] \cdot (V_{CC} - V_{OUT} - 0.5V)$$

这种方案使得传输器件在过流期间能够较快地关断，因为在这种情况下功率耗散较多。请查阅“典型性能特征”部分，了解过压和过流过程中不同  $V_{CC} - V_{OUT}$  条件下的定时器电流。

## 应用信息



(3a) 过压故障定时器电流



(3b) 过流故障定时器电流

图 3：LTC4364 的故障定时器电流

当 TMR 引脚上的电压  $V_{TMR}$  达到 1.25V 时， $\overline{FLT}$  引脚被拉至低电平，以表示检测到某种故障情况并提供“即将掉电”的警告。在发生过压故障时，定时器电流随后切换至一个  $5\mu\text{A}$  的固定值。从  $\overline{FLT}$  被确定为低电平到 MOSFET M1 被关断之间的间隔由下式得出：

$$t_{\text{WARNING}} = \frac{C_{\text{TMR}} \cdot 100\text{mV}}{5\mu\text{A}}$$

这个恒定的预警周期使得负载能在电源被切断之前执行必要的后备或内务处理功能。在  $V_{TMR}$  超过 1.35V 门限之后，传输器件 M1 将立即关断。请注意，在过流过程中，定时器电流在  $V_{TMR}$  达到 1.25V 门限之后未被减小至  $5\mu\text{A}$ ，因为这将延长总的故障定时器周期，并导致功率

晶体管在过流期间承受更大的应力。

假设  $V_{CC} - V_{OUT}$  保持恒定，则过压故障期间 HGATE 的导通时间为：

$$t_{\text{OV}} = \frac{C_{\text{TMR}} \cdot 1.25\text{V}}{I_{\text{TMR(UP)OV}}} + \frac{C_{\text{TMR}} \cdot 100\text{mV}}{5\mu\text{V}}$$

而在过流故障期间，该导通时间为：

$$t_{\text{OC}} = \frac{C_{\text{TMR}} \cdot 1.35\text{V}}{I_{\text{TRM(UP)OC}}}$$

如果故障状况在 TMR 达到 1.25V (但低于 1.35V) 之后消失，则以  $2\mu\text{A}$  的电流对 TMR 引脚进行放电。当 TMR 降至 0.15V 时， $\overline{FLT}$  引脚复位至高阻抗状态。

## 冷却周期和再启动

在故障情况下，一旦 TMR 达到 1.35V 且 HGATE 引脚被拉至低电平，TMR 引脚将立即以一个  $2\mu\text{A}$  的电流开始放电。当 TMR 引脚电压降至 0.15V 时，TMR 以  $2\mu\text{A}$  的电流进行充电。当 TMR 达到 1.35V 时，它将再次以  $2\mu\text{A}$  的电流放电。这种工作模式重复 32 次，从而在重试之前形成了一个较长的冷却定时器周期 (图 4)。在冷却周期的后期 (也就是当 TMR 引脚电压第 32 次降至 1.5V 时)，检测 OV 引脚上的电压。倘若 OV 引脚电压高于其 1.25V 门限，则禁止重试，并将 HGATE 引脚保持在低电平。假如 OV 引脚电压低于  $(1.25\text{V} - \text{OV})$  迟滞，则 LTC4364-2 执行重试操作，从而上拉 HGATE 引脚电压并接通传输器件 M1。 $\overline{FLT}$  引脚随后将变至高阻抗状态。总的冷却定时器周期由下式给出：

$$t_{\text{COOL}} = \frac{63 \cdot C_{\text{TMR}} \cdot 1.2\text{V}}{2\mu\text{A}}$$

锁断版本 LTC4364-1 在故障超时之后将 HGATE 和  $\overline{FLT}$  引脚闭锁在低电平。另外，该器件还可产生冷却 TMR 脉冲 (如图 4 所示)，但在冷却周期之后不会执行重试操作。器件的再启动有两种方法。第一种方法是在冷却定时器周期之后短暂地 ( $>10\mu\text{s}$ ) 将 UV 引脚拉至 0.6V 以下。如果 UV 复位脉冲在冷却周期中被置为有效，则 TMR 脉冲不受影



## 应用信息

响，而且器件将在冷却周期结束之后重新起动。如果  $OV$  在施加  $UV$  复位脉冲时高于  $1.25V$ ，那么器件在  $OV$  下降至低于  $1.25V$  之前将不会再起动，即使冷却周期结束也是如此。

第二种实现 LTC4364-1 再起动的办法是使  $\overline{SHDN}$  引脚拉低至低电平并持续  $200\mu s$  以上的时间。如果这是在冷却周期中施加的，则冷却定时器被复位，并以  $1mA$  的电流对  $TMR$  引脚进行快速放电，而器件将在  $TMR$  降至  $0.15V$  以下时重新起动。如果  $\overline{SHDN}$  复位脉冲在冷却周期之后施加，则器件将立即再起动。在触发  $\overline{SHDN}$  引脚之前应提供充足的冷却时间，以避免传输器件承受过大的应力。

$UV$  复位脉冲对于 LTC4364-2 的操作没有影响。然而，假如  $\overline{SHDN}$  复位脉冲如上文所述在冷却周期中间被置为有效，则  $TMR$  引脚将以  $1mA$  电流快速放电，而且允许 LTC4364-2 在  $TMR$  降至低于  $0.15V$  后立即再起动。 $OV$  引脚利用一个  $\overline{SHDN}$  复位脉冲来选通 LTC4364-1 或 LTC4364-2 的再起动。在  $OV$  降至低于  $1.25V$  之前，器件将不会再起动。

### 反向输入保护

LTC4364 能承受反向电压而不受损。 $V_{CC}$ 、 $\overline{SHDN}$ 、 $UV$ 、 $OV$ 、 $HGATE$ 、 $SOURCE$  和  $DGATE$  引脚均能耐受高达  $-40V$  (相对于  $GND$ ) 的电压。

LTC4364 可控制第二个 N 沟道 MOSFET  $M2$  (其用作一个理想二极管)，以替代直插式隔离二极管来实现反向输入保

护以及正常操作中的最小电压降。当发生输入短路或电源掉电时，反向电流有可能短暂地流过  $M2$ 。LTC4364 可检测到该反向电流，并立即将  $DGATE$  引脚电压拉至  $SOURCE$  引脚，从而关断  $M2$ 。这将最大限度地减少输出储存电容器的放电，并保持输出电压。在输入电源降至低于地电位的场合，通过  $M1$  的体二极管将  $SOURCE$  引脚拉至地电位以下。针对这种状况，LTC4364 的响应是：将  $DGATE$  引脚短路至  $SOURCE$  引脚，从而使  $M2$  保持关断。

### MOSFET 的选择

LTC4364 驱动两个作为被动功率器件的 N 沟道 MOSFET  $M1$  和  $M2$ ，以传导负载电流 (图 1)。MOSFET 的重要特性包括导通电阻 ( $R_{DS(ON)}$ )、最大漏-源极电压 ( $V_{(BR)DSS}$ )、门限电压和安全工作区 (SOA)。

最大漏-源极电压额定值必须高于最大输入电压。如果输出短路至地或处于过压过程之中，则  $M1$  的两端将承受完整的电源电压。倘若输入短路至地，则输出端上所保持的电压将使  $M2$  承受应力。

对于那些  $V_{CC}$  高于  $8V$  的应用，两个 MOSFET 的栅极驱动电压均保证高于  $10V$  而低于  $16V$ 。这允许使用标准门限电压 N 沟道 MOSFET。对于  $V_{CC}$  低于  $8V$  的系统，则需要一个逻辑电平 MOSFET，因为栅极驱动电压可低至  $5V$ 。对于  $24V$  或更高的电源，建议在每个 MOSFET 的栅极和源极之

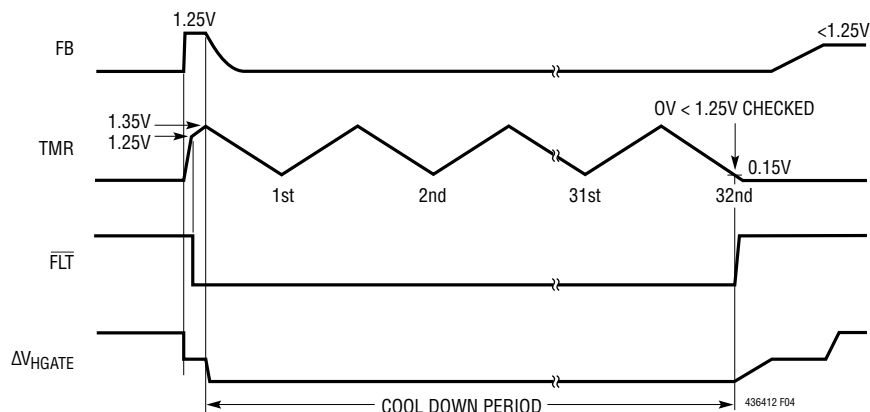


图 4：一个过压故障之后的自动重试冷却定时器周期 (仅限 LTC4364-2)



## 应用信息

间布设一个 15V 齐纳二极管，以提供额外的保护功能 (图 8 至 10)。

### MOSFET 中的瞬态应力

MOSFET 的 SOA 必须包括所有的故障状况。在正常操作中，被动功率器件完全导通，功率耗散非常之少。但是，在过压或过流故障期间，均对 HGATE 引脚进行控制，以调节输出电压或流过 MOSFET M1 的电流。在这些场合中，M1 上会同时存在大电流和高电压降。必须谨慎地考虑 MOSFET 的 SOA 曲线以及故障定时器电容器的选择。

在过压过程中，LTC4364 驱动功率 MOSFET M1 以把输出电压调节在一个可接受的电平。负载电路可以在此间隔中持续运作，但是 MOSFET 会产生较大的功耗。MOSFET 耗散或应力是输入电压波形、调节电压和负载电流的一个函数。必须选择合适的 MOSFET 规格以安全地承受该应力。

大多数瞬变过程规范都采用图 5 所示的模型。理想化的波形包括一个上升时间为  $t_r$  的线性斜坡 (到达峰值电压  $V_{PK}$ ) 和一个返回  $V_{IN}$  的指数衰减 (时常常数为  $\tau$ )。典型的汽车瞬变规格具有以下常数： $t_r = 10\mu s$ ， $V_{PK} = 80V$  和  $\tau = 1ms$ 。一种被称为“负载突降”的浪涌状况具有下面的常数： $t_r = 5ms$ ， $V_{PK} = 60V$  和  $\tau = 200ms$ 。

MOSFET 应力是由器件内部功耗引起的。对于持续时间为 100ms 或更长的浪涌，应力将受制于热传递；这就是器件封装和安装以及散热器热质方面的问题了。通过采用 MOSFET 热模型的仿真可以对此加以分析。

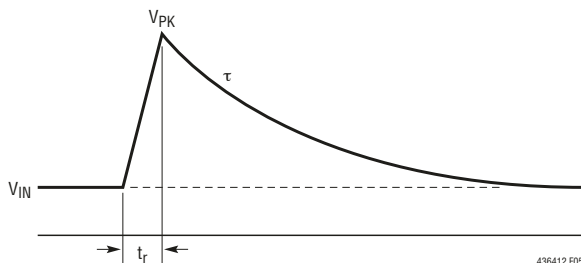


图 5：典型瞬态波形

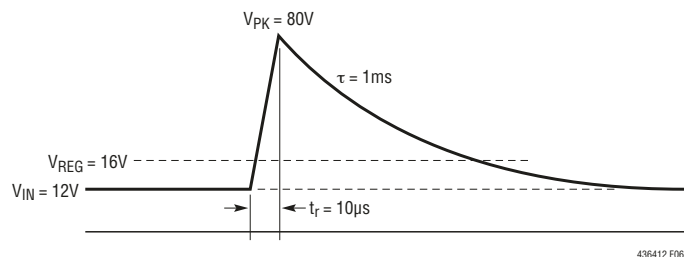


图 6：安全经受典型瞬态波形所需要的安全工作区

对于持续时间不到 100ms 的短暂瞬变，MOSFET 的安全则更多地涉及 SOA，这是 MOSFET 的一个固有特性。SOA 量化了在任何给定的  $V_{DS}$  和  $I_D$  条件下将 MOSFET 的结温提高至其额定最大值所需的时间。MOSFET SOA 以瓦特平方秒 ( $P^2t$ ) 为单位来表达，这是对瞬变持续时间的  $P(t)^2dt$  的积分。该数值对于 100ms 以下的间隔基本是恒定的 (不管何种器件类型)，并在 DC 操作条件下增至无穷大。除了整体芯片温度以外的破坏机理会使准确绘制的 SOA 曲线图上的线条产生失真，因此  $P^2t$  并非对于所有的  $I_D$  和  $V_{DS}$  组合都是相同的。特别地， $P^2t$  往往会随  $V_{DS}$  接近最大额定值而出现劣化，从而使得某些器件对于吸收高于某一电压的能量毫无作用。

### 计算瞬态应力

为了选择一个适合任何给定应用的 MOSFET，必须针对每种输入瞬变 (其不应中断操作) 来计算 M1 的 SOA 应力。随后的工作就很简单了，即选择一个具有足够 SOA 的器件以安全承受最大的计算应力。针对典型瞬态波形的  $P^2t$  按下面的方式计算 (图 6)。

设：

$$a = V_{REG} - V_{IN}$$

$$b = V_{PK} - V_{IN}$$

式中的  $V_{IN}$  = 标称输入电压。

## 应用信息

接著：

$$P^2t = I_{LOAD}^2 \left[ \frac{1}{3} t_r \frac{(b-a)^3}{b} + \frac{1}{2} \tau \left( 2a^2 \ln \frac{b}{a} + 3a^2 + b^2 - 4ab \right) \right]$$

通常， $V_{REG} \approx V_{IN}$  且  $\tau \gg t_r$ ，因而可将上式简化为：

$$P^2t = \frac{1}{2} I_{LOAD}^2 (V_{PK} - V_{REG})^2 \tau$$

对于  $V_{PK} = 80V$ 、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{REG} = 16V$ 、 $t_r = 10\mu s$  和  $\tau = 1ms$  的瞬态条件，当负载电流为  $3A$  时， $P^2t$  为  $18.4W^2s$  — 使用一个 D-pak 封装的 MOSFET 即可轻松处理。其他瞬态波形的  $P^2t$  可通过相对于时间求 MOSFET 功率平方的积分来评估。对于更加复杂的瞬变以及同时存在过压和过流故障的场合，可采用 LTSpice™ 对定时器运行状态进行仿真。

### 短路应力

另外，还必须针对输出短路状况计算 M1 的 SOA 应力。短路  $P^2t$  由下式给出：

$$P^2t = \left( V_{IN} \cdot \frac{\Delta V_{SNS}}{R_{SNS}} \right)^2 \cdot t_{OC}$$

式中的  $\Delta V_{SNS}$  为过流故障门限，而  $t_{OC}$  为过流定时器间隔。

当  $V_{IN} = 15V$ 、 $OUT = 0V$ 、 $\Delta V_{SNS} = 25mV$ 、 $R_{SNS} = 12m\Omega$  且  $C_{TMR} = 100nF$  时， $P^2t$  为  $2.2W^2s$  — 小于上例中计算的瞬态 SOA。尽管如此，为了补偿电路容差，应将该数值倍增至  $4.4W^2s$ 。

### 限制浪涌电流和 HGATE 引脚补偿

LTC4364 通过控制 HGATE 引脚电压转换速率来限制至任何负载电容的浪涌电流。可以在 HGATE 引脚和地之间连接一个外部电容器  $C_{HG}$  以进一步减缓浪涌电流，代价则是关断时间放慢。栅极电容器设定为：

$$C_{HG} = \frac{I_{HGATE(UP)}}{I_{INRUSH}} \cdot C_L$$

式中的  $I_{HGATE(UP)}$  为 HGATE 引脚上拉电流， $I_{INRUSH}$  是期望的浪涌电流， $C_L$  是输出端上的总负载电容。在典型应用中，建议在过压和过流期间将一个  $6.8nF$   $C_{HG}$  用于环路补偿。当输入电压阶跃速度快于  $5V/\mu s$  时，采用一个较大的栅极电容器有助于防止 N 沟道 MOSFET 的自导通。

增设的栅极电容器减慢了故障情况下的关断时间，并允许在输出短路过程中产生较高的峰值电流。如果对此有所担心，则增设一个与  $C_{HG}$  相串联的外部电阻器  $R_6$  可恢复关断时间。在  $R_6$  的两端应布设一个二极管  $D_5$ ，并将该二极管的负极连接至  $C_{HG}$ ，如图 1 所示。在一个快速瞬态输入阶跃中， $D_5$  提供了一条至  $C_{HG}$  的旁路通路，这有利于将 HGATE 保持在低电平并防止 MOSFET 的自导通。

### 停机

通过把  $\overline{SHDN}$  拉至低于  $0.5V$  可将 LTC4364 关断至一种低电流模式。此时 LTC4364-1 和 LTC4364-2 的静态  $V_{CC}$  电流均下降至  $10\mu A$ 。

可将  $\overline{SHDN}$  引脚拉至高达  $100V$  或  $GND$  以下达  $40V$  而不损坏器件。把该引脚置于开路状态允许一个内部电流源将其拉至高达约  $4V$  并接通器件。如果未采用上拉器件来帮助接通 LTC4364，则应将该引脚上的漏电流限制在不超过  $1\mu A$ 。

### 电源瞬态保护

经过测试，LTC4364 可工作至  $80V$ ，并保证在  $100V$  至  $-40V$  的电压范围内无受损之忧。高于  $100V$  或低于  $-40V$  的电压瞬变有可能对器件造成永久性的损坏。在短路情况下，流过电源走线的电流的大幅变化、加上相关配线产生的寄生电感，会在  $V_{CC}$ 、SOURCE 和 OUT 引脚上引起破坏性的电压瞬变（既有正方向也有负方向）。为了抑制电压瞬变，应通过使用简短、宽阔的走线最大限度地降低电源走线寄生电感。 $V_{CC}$  引脚上的一个小的 RC 滤波器（图 1 中的  $R_4$  和  $C_1$ ）负责滤除短脉冲宽度的高电压尖峰。

## 应用信息

另一种在  $V_{CC}$  引脚上限制高于 100V 电源瞬变的方法是采用一个齐纳二极管 (D1) 和一个电阻器 (R4)，如图 1 所示。在浪涌期间，D1 负责对  $V_{CC}$  上的电压尖峰进行箝位，而 R4 则用于把流过 D1 的电流限制在一个安全水平。在负方向上，D1 和 R4 一起将  $V_{CC}$  引脚电压箝位在靠近 GND。把 R4 与  $V_{CC}$  引脚串联将增加所需的最小电源电压，这是由于该电阻器两端上的额外压降 (其由 LTC4364 的电源电流和 D1 的漏电流决定) 所致。若 R4 阻值为 2.2k，则最小工作电压将增加约 1V。

对于持续的高电源电压，R4 的功率耗散变得不可接受。这可以通过采用一个外部 NPN 晶体管 (图 7 中的 Q1) 作为缓冲器来解决。为了保护 Q1 免遭电源反向的损坏，可采用一个串联二极管对 Q1 的集电极进行隔离，或将其连接至图 1 中的 D3 和 D4 的负极。

对于 200V 以上的瞬态电压，图 1 中的瞬变抑制器 D3 将输入电压箝位在 200V，以避免 M1 击穿。另外，它还负责阻断 D4 的正向导通。当输入变至负值时，D4 把 SOURCE 引脚电压限制在比 GND 低 24V。 $C_{OUT}$  用于在突发输入短路时帮助吸收输出端上的电感能量，从而保护 OUT 和 SENSE 引脚。

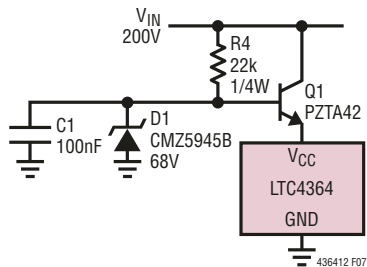


图 7：缓冲  $V_{CC}$  以扩展输入电源范围

### 输出旁路

OUT 和 SENSE 引脚能承受高于 GND 达 100V 和低于 GND 达 20V 的电压。在所有的应用中均必须使用至少 22 $\mu$ F 的低 ESR 电解电容器 (图 1 中的  $C_{OUT}$ ) 对输出进行旁路，以稳定电压和电流限制环路并最大限度地抑制输入瞬变的电容性馈通。允许采用高达总电解电容 1/10 的总陶瓷旁路电容，而不会造成性能下降。

### 输出端口保护

如图 14 所示，在输出位于连接器上的应用中，如果输出插入一个高于输入电源的电源，则理想二极管 MOSFET M2 关断以使反馈通路开路。在输出端口插入一个低于 GND 的电源时，通过 M2 的体二极管将 SOURCE 引脚电平拉至低于 GND。对于这种状况，LTC4364 做出的响应是：将 HGATE 引脚短路至 SOURCE 引脚，从而关断 M1 并断开从  $V_{IN}$  至  $V_{OUT}$  的电流通路。

### 设计实例

作为设计实例，假设一个具有下列规范的应用： $V_{IN} = 8V$  至 14V DC，峰值瞬变为 200V，衰减时间常数  $\tau$  为 1ms， $V_{OUT} \leq 27V$ ，最小电流限值  $I_{LIM(MIN)}$  为 4A，低电量检测电平在 6V，输入过压电平在 60V，过压预警时间为 1ms (图 1)。

当 D1 选择 CMZ5945B 时，在 200V 浪涌期间将把  $V_{CC}$  引脚上的电压限制在 71V 以下。当  $V_{IN}$  为 6V 时， $V_{CC}$  引脚上所需的最小电压为 4V；LTC4364 的最大电源电流为 750 $\mu$ A。用于确保正确操作的最大 R4 阻值为：

$$R4 = \frac{6V - 4V}{0.75mA} = 2.7k$$

选择阻值为 2.2k 的 R4 可适应所有的条件。

当最小齐纳电压为 64V 时，通过 R4 流至 D1 的峰值电流由下式计算：

$$I_{D1(PK)} = \frac{200V - 64V}{2.2k} = 62mA$$

这可由具有 200W 额定峰值功率 (在 10/1000 $\mu$ s) 的 CMZ5945B 来处理。

当采用一个 0.1 $\mu$ F 的旁路电容 (C1) 和 2.2k 的 R4 时，可在  $V_{CC}$  引脚上滤除脉冲宽度小于 20 $\mu$ s、幅度达 250V 的高电压瞬变。

下一步，计算用于在过压过程中电阻分压网络值以将  $V_{OUT}$  限制在 27V：

$$V_{REG} = \frac{1.25V \cdot (R7 + R8)}{R8} = 27V$$

## 应用信息

为阻性分压器选择  $250\mu\text{A}$  :

$$R8 = \frac{1.25\text{V}}{250\mu\text{A}} = 5\text{k}$$

R8 的阻值选为  $4.99\text{k}$ 。

$$R7 = \frac{(27\text{V} - 1.25\text{V}) \cdot R8}{1.25\text{V}} = 102.8\text{k}$$

对于 R7，最接近的标准阻值为  $102\text{k}$ 。

现在，计算检测电阻器  $R_{\text{SNS}}$  的阻值：

$$R_{\text{SNS}} = \frac{\Delta V_{\text{SNS(MIN)}}}{I_{\text{LIM}}} = \frac{45\text{mV}}{4\text{A}} = 11\text{m}\Omega$$

$R_{\text{SNS}}$  阻值选为  $10\text{m}\Omega$ 。

接著，针对  $1\text{ms}$  的预警时间来选择  $C_{\text{TMR}}$ ：

$$C_{\text{TMR}} = \frac{1\text{ms} \cdot 5\mu\text{A}}{100\text{mV}} = 50\text{nF}$$

对于  $C_{\text{TMR}}$ ，最接近的标准值为  $47\text{nF}$ 。

最后，针对  $6\text{V}$  低电池电量检测和  $60\text{V}$  输入过压电平来计算 R1、R2 和 R3：

$$\frac{6\text{V}}{R1 + R2 + R3} = \frac{1.25\text{V}}{R2 + R3}$$

$$\frac{60\text{V}}{R1 + R2 + R3} = \frac{1.25\text{V}}{R3}$$

简化计算公式并选择  $R3 = 10\text{k}$  可得出：

$$R2 = \left( \frac{60\text{V}}{6\text{V}} - 1 \right) \cdot R3 = 9 \cdot R3 = 90\text{k}$$

$$R1 = \left( \frac{6\text{V}}{1.25\text{V}} - 1 \right) \cdot (R2 + R3) = 3.8 \cdot (R1 + R2) = 380\text{k}$$

R2 选为  $90.9\text{k}\Omega$ ，R1 选为  $383\text{k}\Omega$ 。

所选择的传输器件 M1 应能在  $V_{\text{CC}} = 14\text{V}$  的情况下承受输出短路。在  $V_{\text{OUT}} = 0\text{V}$  的严重输出短路场合中， $I_{\text{TMR(UP)}} = 55\mu\text{A}$ ，且总过流故障时间为：

$$t_{\text{OC}} = \frac{C_{\text{TMR}} \cdot V_{\text{TMR(G)}}}{I_{\text{TRM(UP)}}} = \frac{47\text{nF} \cdot 1.35\text{V}}{55\mu\text{A}} = 1.15\text{ms}$$

M1 中的最大功率耗散为：

$$P = \frac{\Delta V_{\text{DS(M1)}} \cdot \Delta V_{\text{SNS(MAX)}}}{R_{\text{SNS}}} = \frac{14\text{V} \cdot 32\text{mV}}{10\text{m}\Omega} = 45\text{W}$$

对应的  $P^2t$  为  $2.3\text{W}^2\text{s}$ 。

在输出过载或软短路期间，OUT 引脚上的电压可以处在  $2\text{V}$  或更高的电平。当  $V_{\text{OUT}} = 2\text{V}$  时，总过流故障时间为：

$$t_{\text{OC}} = \frac{47\text{nF} \cdot 1.35\text{V}}{49\mu\text{A}} = 1.3\text{ms}$$

M1 中的最大功率耗散为：

$$P = \frac{(14\text{V} - 2\text{V}) \cdot 55\text{mV}}{10\text{m}\Omega} = 66\text{W}$$

对应的  $P^2t$  为  $5.7\text{W}^2\text{s}$ 。上述两种状况均完全位于 FDB33N25 的安全工作区之内。

选择传输器件 M2 时，首先计算用于在最大负载电流 ( $5.5\text{A}$ ) 下实现期望正向压降  $V_{\text{FW}}$  的  $R_{\text{DS(ON)}}$ 。如果  $V_{\text{FW}} = 0.25\text{V}$ ，则：

$$R_{\text{DS(ON)}} \leq \frac{V_{\text{FW}}}{I_{\text{LOAD(MAX)}}} = \frac{0.25\text{V}}{5.5\text{A}} = 45.5\text{m}\Omega$$

FDB3862 可在  $V_{\text{GS}} = 10\text{V}$  的条件下提供  $36\text{m}\Omega$  的最大  $R_{\text{DS(ON)}}$ ，因此是适合的选择。另外，其  $100\text{V}$  的最小  $\text{BV}_{\text{DSS}}$  也足以在输入短路过程中处理高达  $100\text{V}$  的  $V_{\text{OUT}}$  瞬变。

### 布局考虑

为了实现准确的电流检测，应采用至电流检测电阻器  $R_{\text{SNS}}$  的开尔文 (Kelvin) 连接。把 SOURCE 引脚至 MOSFET 源极之间的电阻限制在  $10\Omega$  以下。对于 1 盎司铜箔的最小走线宽度为每安培  $0.02$  英寸，以确保走线保持合理的温度。请注意，1 盎司铜具有一个每平方英寸约  $530\mu\Omega$  的薄膜电阻。在大电流应用中，小电阻会引起很大的误差。把阻性分压器安放在靠近具有简短  $V_{\text{CC}}$  和 GND 走线之引脚的地方，将显著改善噪声影响。

## 典型应用

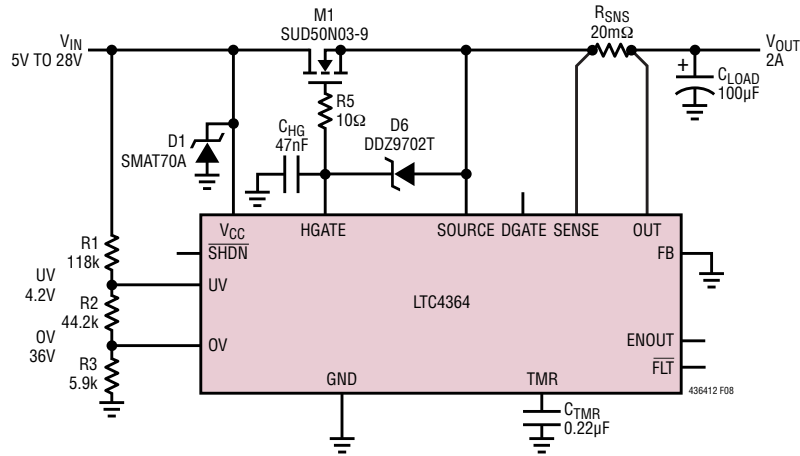


图 8：具电路断路器的 2A 宽范围热插拔控制器

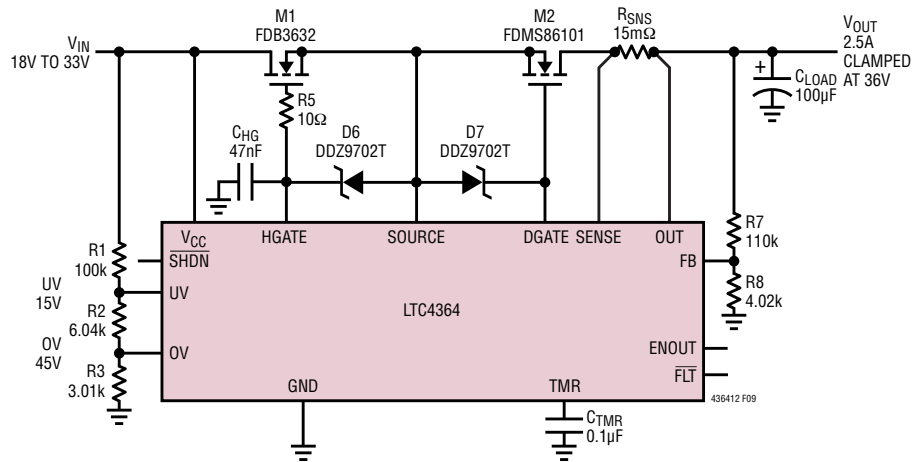


图 9：具过压输出调节 (在 27V)、电路断路器和反向电流保护功能的 28V 热插拔

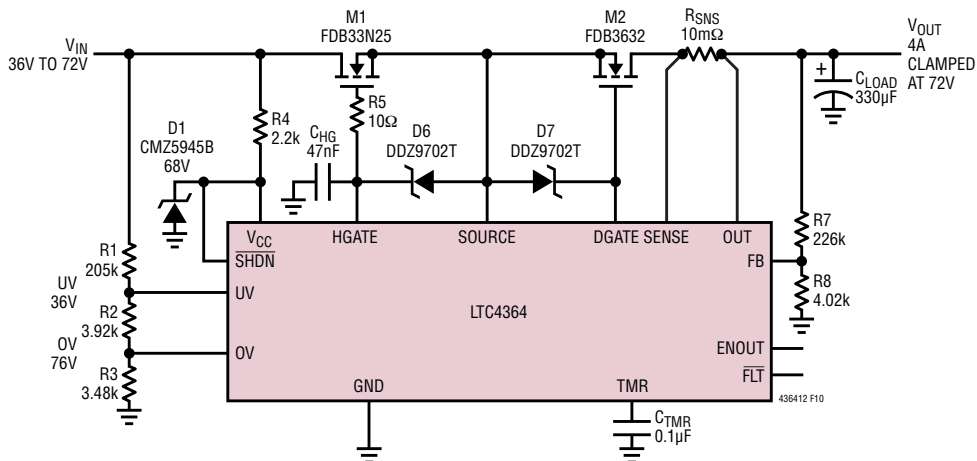


图 10：具过压输出调节 (在 72V)、电路断路器和反向电流保护功能的 48V 热插拔

## 典型应用

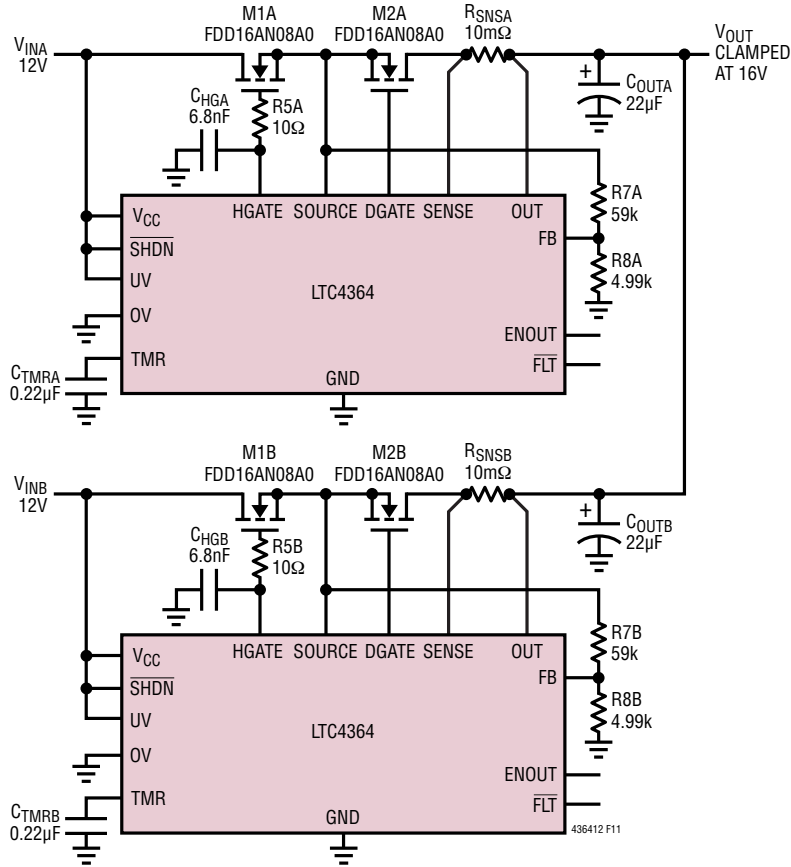


图 11：具过压浪涌保护功能的冗余电源二极管“或”

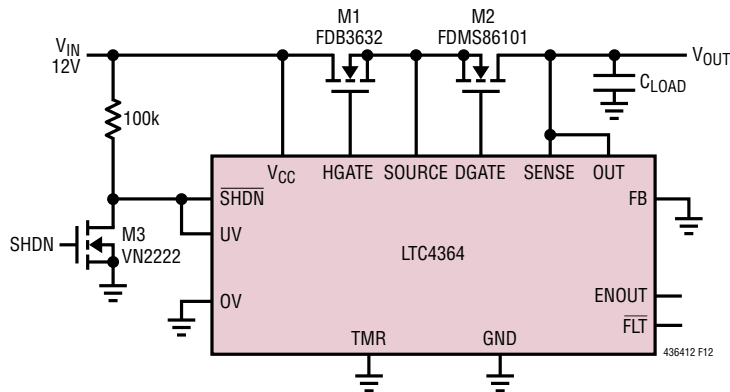


图 12：具理想二极管的高端开关可提供负载保护



## 典型应用

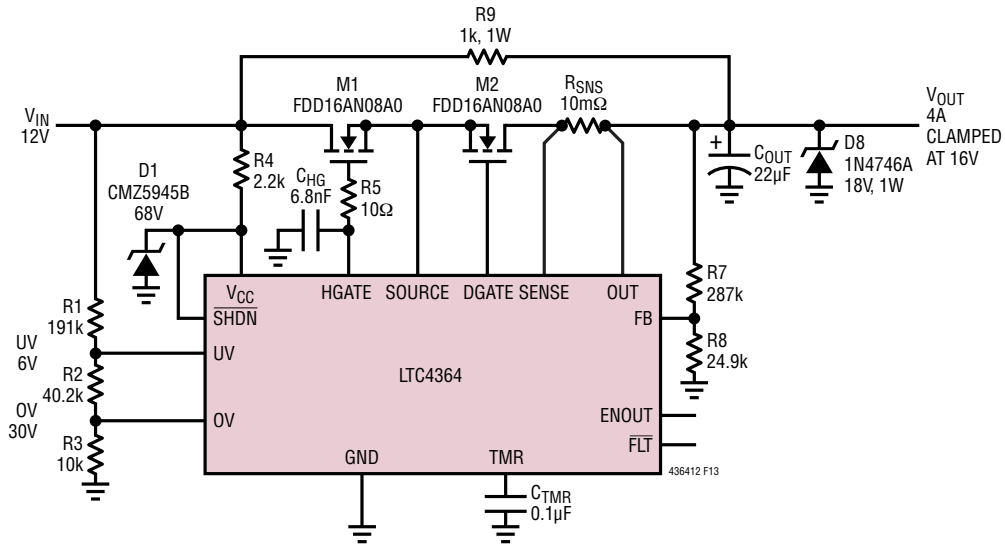


图 13：在停机期间输出保活的过压稳压器

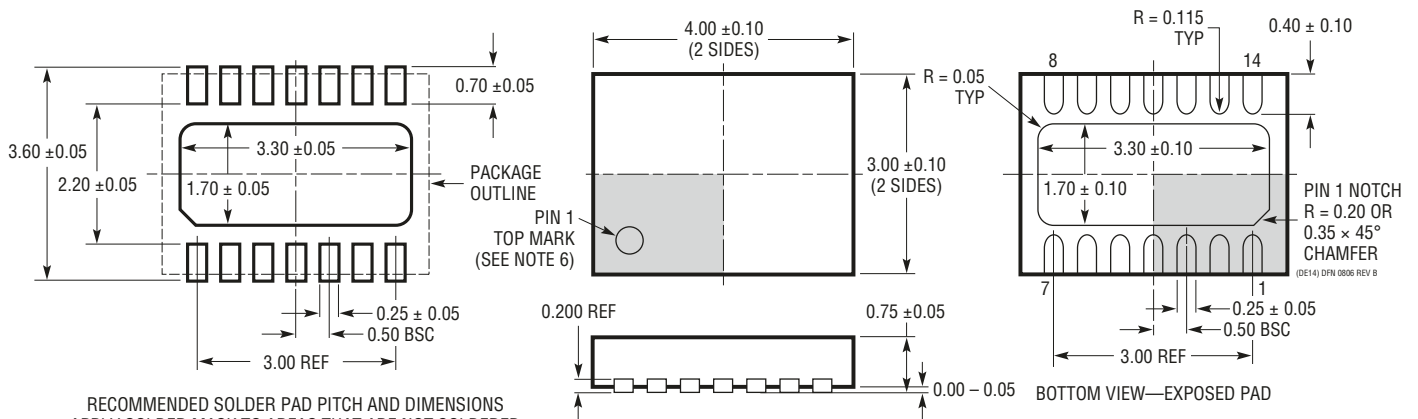
## 封装描述

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>。

### DE 封装

### 14 引脚塑料 DFN (4mm × 3mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1708 Rev B)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS  
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED

NOTE:

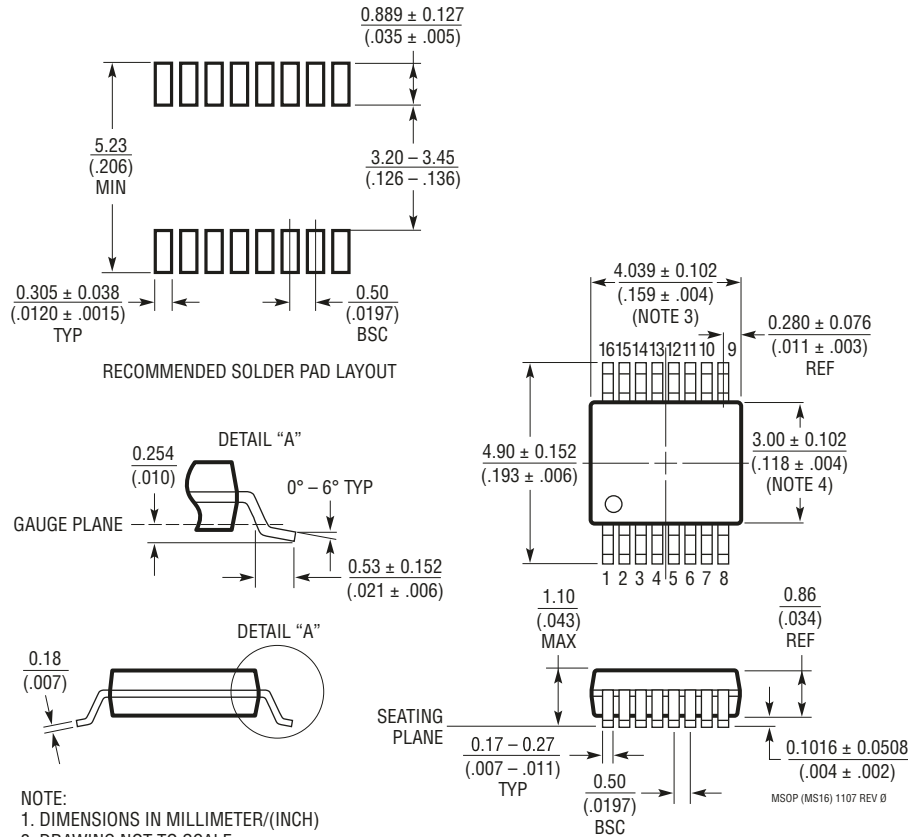
1. DRAWING PROPOSED TO BE MADE VARIATION OF VERSION (WGED-3) IN JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-229
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED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

## 封装描述

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>。

### MS 封装 16 引脚塑料 MSOP

(参考 LTC DWG # 05-08-1669 Rev 0)



**NOTE:**

1. DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.  
MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.  
INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
5. LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

MSOP (MS16) 1107 REV 0

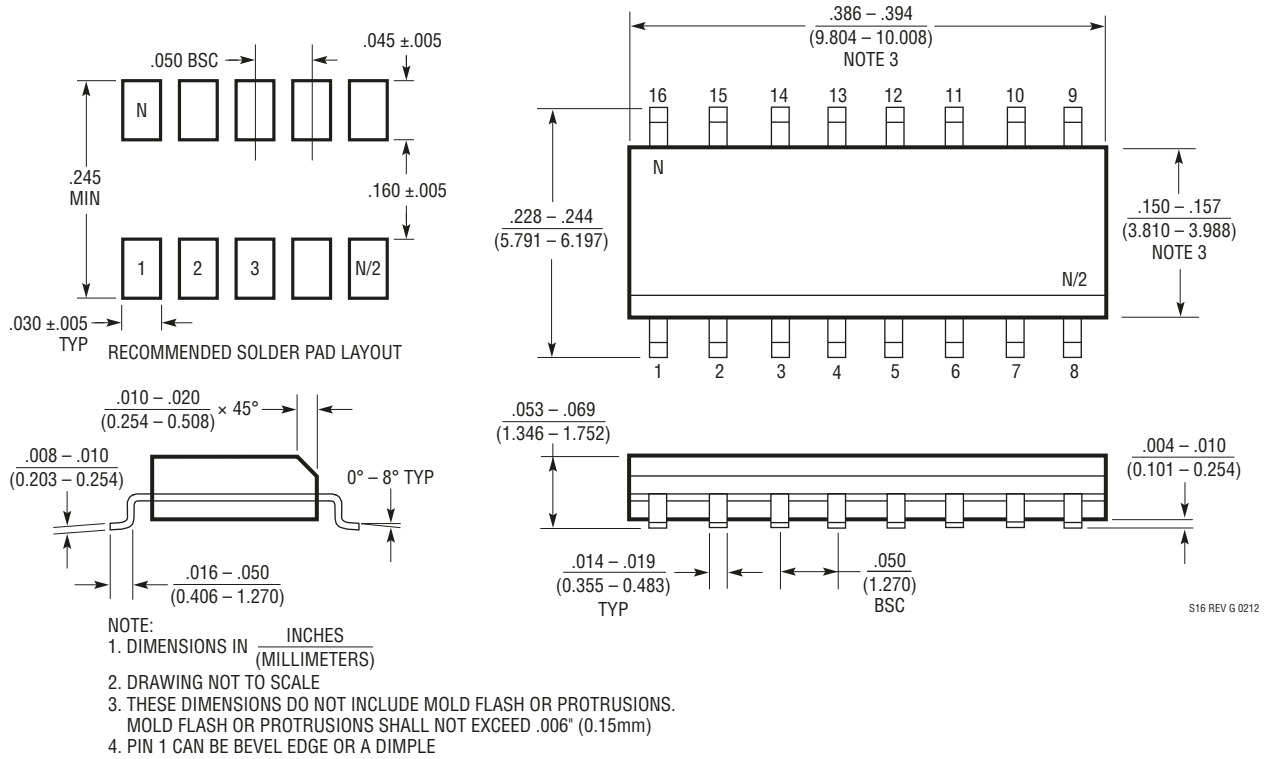
## 封装描述

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>。

### S 封装

#### 16 引脚塑料小外形 (窄体 .150 英寸)

(参考 LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)



## 典型应用

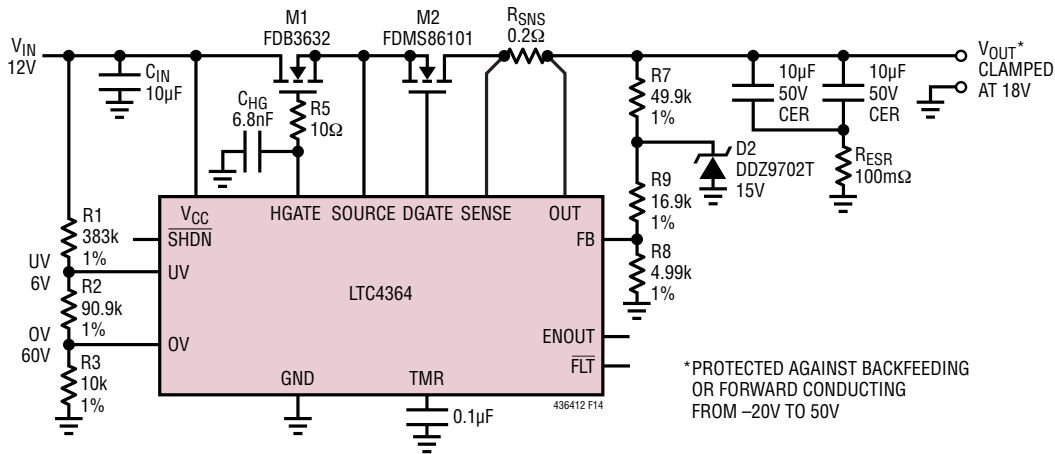


图 14：具输出端口保护功能的 0.25A、12V 浪涌抑制器

## 相关器件

器件型号	描述	备注
LT <sup>®</sup> 4356-1/LT4356-2 LT4356-3	浪涌抑制器	LT4356-1：7A 停机模式 LT4356-2：辅助放大器在停机模式中处于运行状态 LT4356-3：故障锁断
LTC4363	高电压浪涌抑制器	4V 至 80V，V <sub>CC</sub> 箝位，可调输出电压箝位，60V 反向输入保护，过流保护
LTC4366	浮动浪涌抑制器	9V 至 >500V 工作电压范围，可调输出电压箝位
LTC4357	正高电压理想二极管控制器	0.5μs 关断时间，9V 至 80V
LTC4359	具反向输入保护功能的理想二极管控制器	4V 至 80V 工作电压范围，-40V 反向输入保护，13μA 低停机电流
LTC4352	理想 MOSFET “或” 二极管	外部 N 沟道 MOSFET 取代 “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 关断时间，80V 操作
LTC4355	正电压二极管 “或” 控制器	控制两个 N 沟道 MOSFET，0.5μs 关断时间，80V 操作
LTC4356	窗口通行 - OV、UV 和反向电源保护控制器	2.5V 至 34V 工作电压范围，保护范围为 60V 至 -40V