

采用 SOT-23 封装的负电压 热插拔控制器

特点

- 允许电路板在带电的 -48V 背板上安全地插入和拔出
- 浮置拓扑结构允许器件在极高的电压下工作
- 扁平状的 (高度仅 1mm) ThinSOT™ 封装
- 采用电路断路器定时器的可编程模拟限流
- 快速响应时间限制了峰值故障电流
- 可编程定时器
- 可编程过压/欠压保护

应用

- 热板插入
- 电子电路断路器
- -48V 分布式电源系统
- 负电源控制
- 中心局交换
- 可编程限流电路
- 高利用率服务器
- 磁盘阵列

描述

LTC®4251/LTC4251-1/LTC4251-2 负电压热插拔 (Hot Swap™) 控制器允许电路板在带电背板上安全地插入和拔出。输出电流由三级限流来控制：即一个定时电路断路器、有源限流和一个在发生灾难性故障的最坏情况下对峰值电流加以限制的快速前馈路。

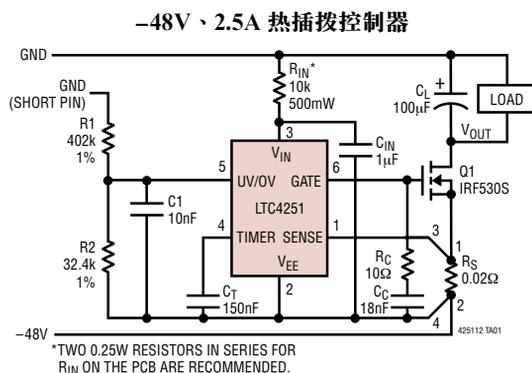
一旦输入电压超过了所需的工作电压范围，可编程欠压和过压检测器即断开负载。器件的电源输入是并联稳压的，允许在非常高的电源电压条件下安全地操作。一个多功能定时器对初始起动进行延迟并对电路断路器的响应时间加以控制。

LTC4251 UV/OV 门限的设计考虑到了与 -43V 至 -75V 的标准电信工作电压范围的匹配。LTC4251-1 UV/OV 门限拓展了工作电压范围以涵盖 -36V 至 -72V。LTC4251-2 仅采用了 -43V 的 UV 门限。

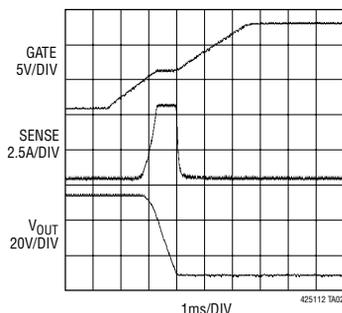
所有的器件均采用 6 引脚的 SOT-23 封装。

LT、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
ThinSOT 和 Hot Swap 是凌特公司的商标。

典型应用



起动特性



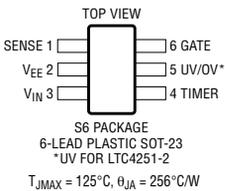
LTC4251/LTC4251-1/ LTC4251-2

绝对最大额定值 (注1)

所有的电压值均以 V_{EE} 为基准

流入 V_{IN} 的电流 (100 μ s 脉冲)	100mA
最小 V_{IN} 电压	-0.3V
GATE、UV/OV、定时器电压	-0.3V 至 16V
检测电压	-0.6V 至 16V
流出 SENSE 引脚的电流 (20 μ s 脉冲)	-200mA
最大结温	125°C
工作温度范围	
LTC4251C/LTC4251-1C/LTC4251-2C	0°C 至 70°C
LTC4251I/LTC4251-1I/LTC4251-2I ...	-40°C 至 85°C
存储温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

	产品型号
	LTC4251CS6 LTC4251IS6 LTC4251-1CS6 LTC4251-1IS6 LTC4251-2CS6 LTC4251-2IS6
	S6 器件标记
	LTUQ LTUR LTQU LTQV LTK6 LTA AZ

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注 ● 表示规格指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的规格指标。(注 2、3)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
V_Z	V_{IN} 至 V_{EE} 齐纳电压	$I_{IN} = 2\text{mA}$	● 12	13	14.5	V	
r_Z	V_{IN} 至 V_{EE} 齐纳动态阻抗	$I_{IN} = 2\text{mA}$ 至 30mA		5		Ω	
I_{IN}	V_{IN} 电源电流	UV/OV = 4V, $V_{IN} = (V_Z - 0.3\text{V})$	●	0.8	2	mA	
V_{LKO}	V_{IN} 欠压关断	由 UVLO 产生 (上升 V_{IN})	●	9.2	12	V	
V_{LKH}	V_{IN} 欠压关断迟滞			1		V	
V_{CB}	电路断路器电流限值电压	$V_{CB} = (V_{SENSE} - V_{EE})$	●	40	50	60	mV
V_{ACL}	模拟限流电压	$V_{ACL} = (V_{SENSE} - V_{EE})$	●	80	100	120	mV
V_{FCL}	快速限流电压	$V_{FCL} = (V_{SENSE} - V_{EE})$	●	150	200	300	mV
I_{GATE}	GATE 引脚输出电流	UV/OV = 4V, $V_{SENSE} = V_{EE}$, $V_{GATE} = 0\text{V}$ (供电) UV/OV = 4V, $V_{SENSE} - V_{EE} = 0.15\text{V}$, $V_{GATE} = 3\text{V}$ (吸收) UV/OV = 4V, $V_{SENSE} - V_{EE} = 0.3\text{V}$, $V_{GATE} = 1\text{V}$ (吸收)	●	40	58	80	μA mA mA
V_{GATE}	外部 MOSFET 栅极驱动	$V_{GATE} - V_{EE}$, $I_{IN} = 2\text{mA}$	●	10	12	V_Z	V
V_{GATEL}	GATE 低门限	(在栅极电压爬升前)		0.5		V	
V_{UVHI}	UV 门限高	LTC4251/LTC4251-2 LTC4251-1	●	3.075	3.225	3.375	V
V_{UVLO}	UV 门限低	LTC4251/LTC4251-2 LTC4251-1	●	2.775	2.925	3.075	V
V_{UVHST}	UV 迟滞	LTC4251/LTC4251-2 LTC4251-1		0.30			V
V_{OVHI}	OV 门限高	LTC4251 LTC4251-1	●	5.85	6.15	6.45	V
			●	5.86	6.17	6.48	V

电特性 凡标注 ● 表示规格指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的规格指标。(注 2、3)

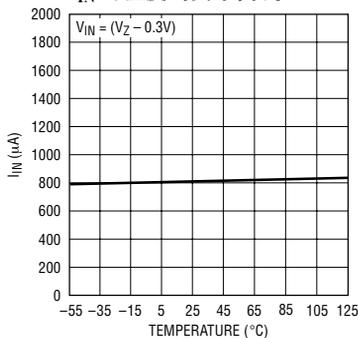
符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{OVLO}	OV 门限低	LTC4251 LTC4251-1	● 5.25 ● 5.61	5.55 5.91	5.85 6.21	V
V_{OVHST}	OV 迟滞	LTC4251 LTC4251-1		0.60 0.26		V
I_{SENSE}	SENSE 输入电流	UV/OV = 4V, $V_{SENSE} = 50\text{mV}$	● -30	-15		μA
I_{INP}	UV/OV 输入电流	UV/OV = 4V	●	± 0.1	± 1	μA
V_{TMRH}	定时器电压高门限			4		V
$V_{TMR L}$	定时器电压低门限			1		V
I_{TMR}	定时器电流	定时器接通 (初始周期, 供电), $V_{TMR} = 2\text{V}$ 定时器关断 (初始周期, 吸收), $V_{TMR} = 2\text{V}$ 定时器接通 (电路断路器, 供电), $V_{TMR} = 2\text{V}$ 定时器关断 (冷却周期, 吸收), $V_{TMR} = 2\text{V}$		5.8 28 230 5.8		μA mA μA μA
t_{PLLUG}	UV 低至 GATE 低			0.7		μs
t_{PHLOG}	OV 高至 GATE 低	LTC4251/LTC4251-1		1		μs

注 1: 绝对最大额定值是指超出该值则器件的耐用性可能会受损。
注 2: 所有流入器件的电流均为正；所有流出器件的电流均为负。所有的电压均以 V_{EE} 为基准，除非特别说明。
注 3: 对 LTC4251-2 而言，UV/OV = 4V 指的是 UV = 4V。

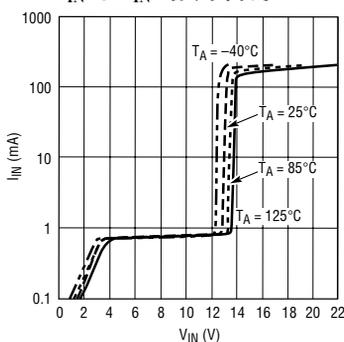
注 2: 所有流入器件的电流均为正；所有流出器件的电流均为负。所有的电压均以 V_{EE} 为基准，除非特别说明。

典型性能特征 对 LTC4251-2 而言，UV/OV = 4V 指的是 UV = 4V。

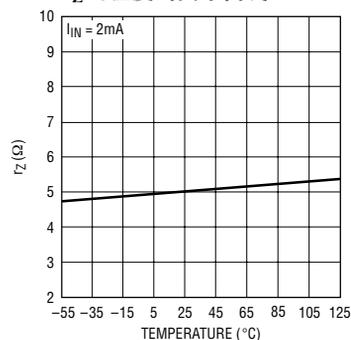
I_{IN} 与温度的关系曲线



I_{IN} 与 V_{IN} 的关系曲线



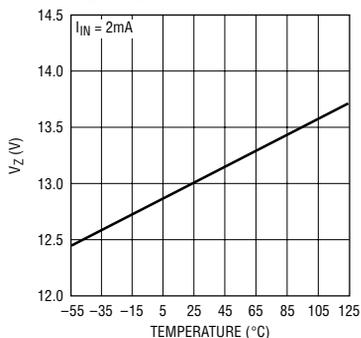
r_Z 与温度的关系曲线



LTC4251/LTC4251-1/ LTC4251-2

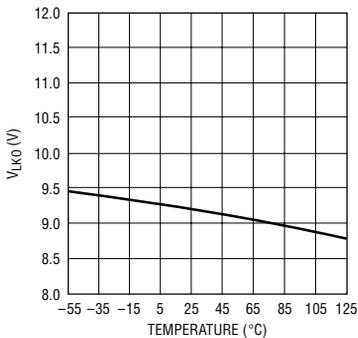
典型性能特征 对 LTC4251-2 而言，UV/OV = 4V 指的是 UV = 4V。

V_Z 与温度的关系曲线



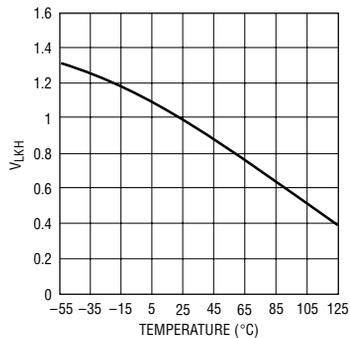
425112.004

欠压关断 V_{LKO} 与温度的关系曲线



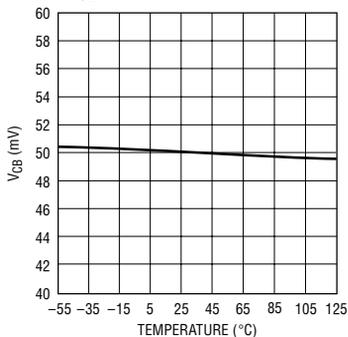
425112.005

欠压关断迟滞 V_{LKH} 与温度的关系曲线



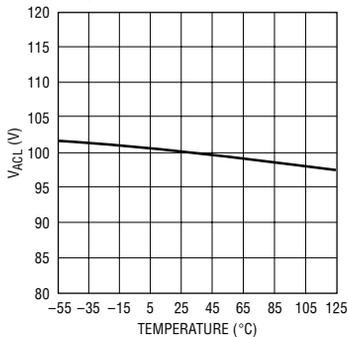
425112.006

电路断路器电流限值电压 V_{CB} 与温度的关系曲线



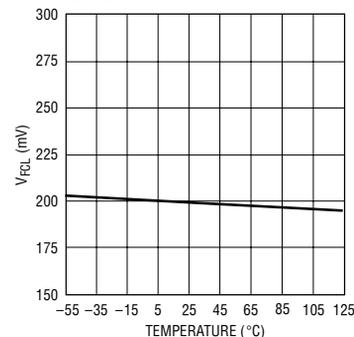
425112.007

模拟电流限值电压 V_{ACL} 与温度的关系曲线



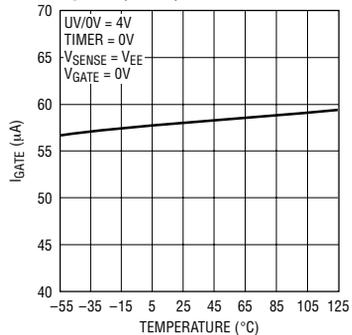
425112.008

快速电流限值电压 V_{FCL} 与温度的关系曲线



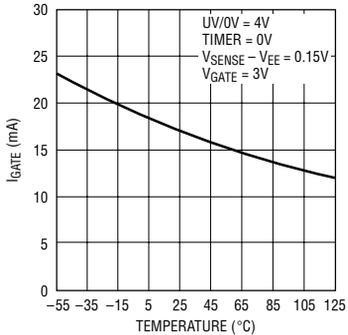
425112.009

I_{GATE} (电源) 与温度的关系



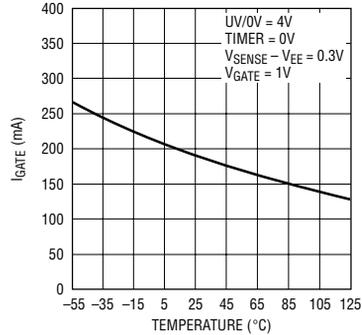
425112.010

I_{GATE} (ACL, 吸收) 与温度的关系曲线



425112.011

I_{GATE} (FCL, 吸收) 与温度的关系曲线

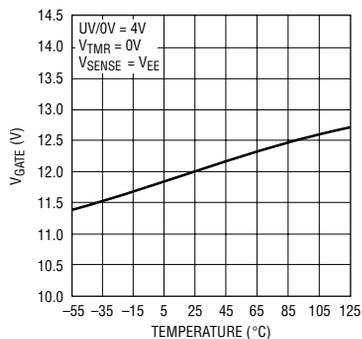


425112.012

425112f

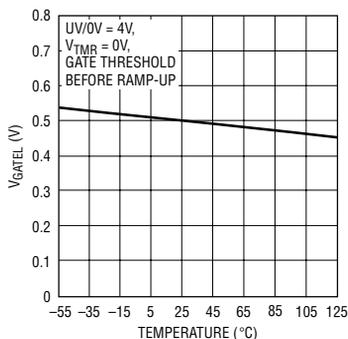
典型性能特征 对 LTC4251-2 而言，UV/OV = 4V 指的是 UV = 4V。

V_{GATE} 与温度的关系曲线



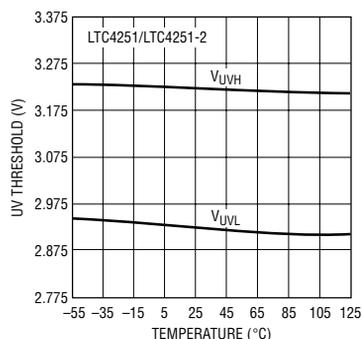
425112 G13

V_{GATEL} 与温度的关系曲线



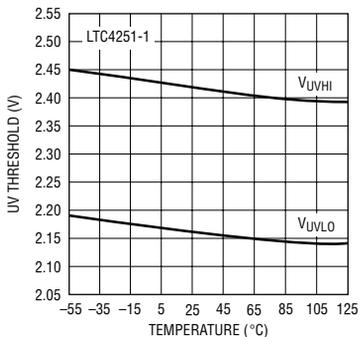
425112 G14

UV 门限与温度的关系曲线



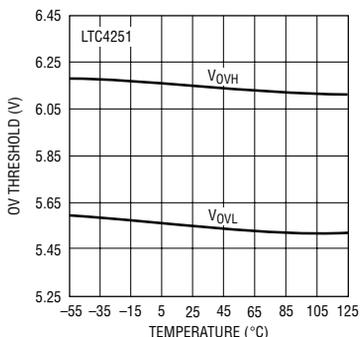
425112 G15

UV 门限与温度的关系曲线



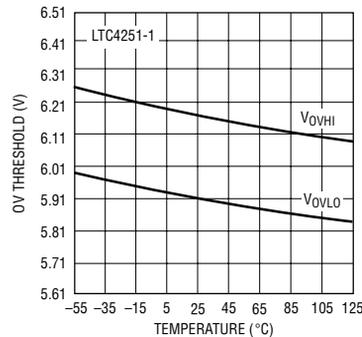
425112 G16

OV 门限与温度的关系曲线



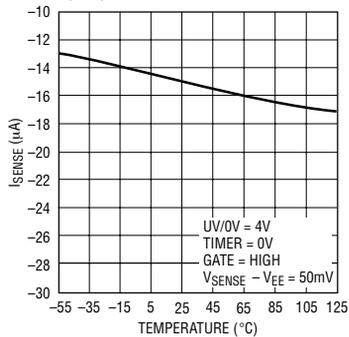
425112 G17

OV 门限与温度的关系曲线



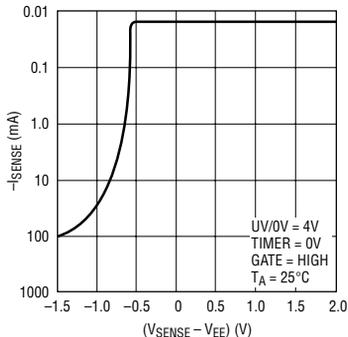
425112 G18

I_{SENSE} 与温度的关系曲线



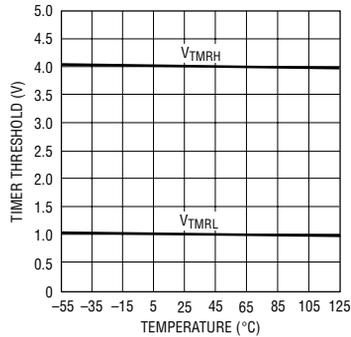
425112 G19

I_{SENSE} 与 (V_{SENSE} - V_{EE}) 的关系曲线



425112 G20

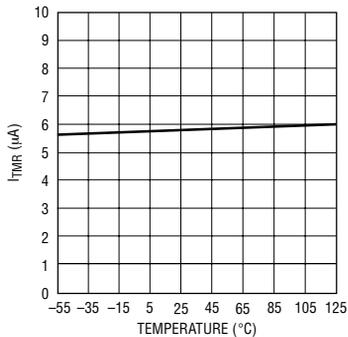
TIMER 门限与温度的关系曲线



425112 G21

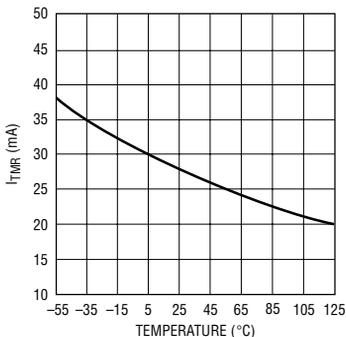
典型性能特征 对 LTC4251-2 而言，UV/OV = 4V 指的是 UV = 4V。

I_{TMR} (初始周期, 供电) 与温度的关系曲线



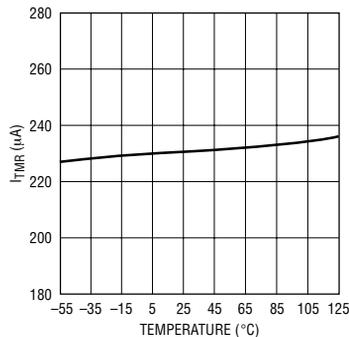
425112 022

I_{TMR} (初始周期, 吸收) 与温度的关系曲线



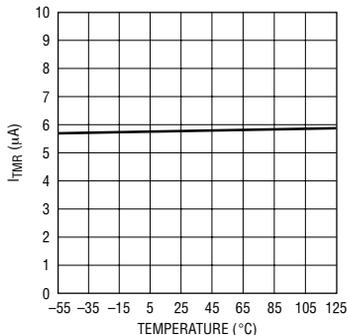
425112 023

I_{TMR} (电路断路, 供电) 与温度的关系曲线



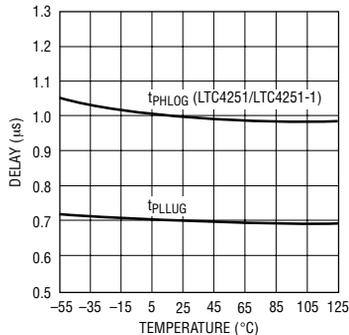
425112 024

I_{TMR} (冷却周期, 吸收) 与温度的关系曲线



425112 025

t_{PLLUG} 与 t_{PHLOG} 与温度的关系曲线



425112 026

引脚功能 对 LTC4251-2 而言, UV/OV 指的是 UV 引脚。LTC4251-2 中的 OV 比较器是失效的。在正文中所有相对于过压、OV、 V_{OVHI} 和 V_{OVLO} 的基准均不适用于 LTC4251-2。

SENSE (引脚 1): 电路断路器/电流限值检测引脚。负载电流由一个连接在 SENSE 和 V_{EE} 之间的检测电阻 R_S 进行监视并分三级来控制。如果 SENSE 超过 V_{CB} (50mV), 则电路断路器比较器启动一个 230 μ A 的 TIMER 引脚上拉电流。当 C_T 充电至 4V 时, LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 闭锁。如果 SENSE 引脚电平超过 V_{ACL} (100mV), 则模拟限流放大器将 GATE 拉至低电平, 并把 MOSFET 电流调整至 V_{ACL}/R_S 。如果发生灾难性的短路故障, SENSE 有可能过冲 100mV。如果 SENSE 达到 V_{FCL} (200mV), 则快速电流限值比较器将 GATE 迅速拉至低电平。若要取消电路断路器和限流功能, 则把 SENSE 连接至 V_{EE} 。

强烈建议在检测电阻、 V_{EE} 和 SENSE 引脚之间进行开尔文 (Kelvin) 检测连接, 见图 6。

V_{EE} (引脚 2): 负电源电压输入。将该引脚连接至电源的负端。

V_{IN} (引脚 3): 正电源输入。将该引脚经一个降压电阻连接至电源的正端。一个并联稳压器通常把 V_{IN} 箝位于 13V。一个内部欠压关断 (UVLO) 电路将 GATE 保持为低电平, 直到 V_{IN} 引脚电压高于 V_{LKO} (9.2V), 超过 UV/OV。如果 UV 为高电平, OV 为低电平, 且 V_{IN} 取自 UVLO, 则定时器在启动 GATE 斜坡上升之前启动一个初始定时周期。如果 V_{IN} 降至约 8.2V 以下, 则立即将 GATE 拉至低电平。

TIMER (引脚 4): 定时器输入。TIMER 用于在启动时产生一个延迟, 并在发生输出过载时延迟停机。当满足下列条件时启动一个初始定时周期: UV 为高电平, OV 为低电平, V_{IN} 消除 UVLO, TIMER 引脚为低电平, GATE 低于 V_{GATEL} , 以及 $V_{SENSE} - V_{EE}$ 低于 V_{CB} 。5.8 μ A 的上拉电流随后给 C_T 充电, 产生一个延时。如果 C_T 充电至 V_{TMRH} (4V), 则定时周期终止, TIMER 被迅速拉至低电平并启动 GATE。

如果 SENSE 在 GATE 为高电平时超过 50mV, 则由一个 230 μ A 的上拉电流对 C_T 进行充电。若 SENSE 在 TIMER 达到 4V 之前降至 50mV 以下, 则一个 5.8 μ A 的下拉电流缓慢地对 C_T 进行放电。如果 C_T 最终累积至 4V V_{TMRH} 门限, 则利用一个 5.8 μ A 的上拉电流源将 TIMER 锁定于高电平, 且 GATE 被迅速拉至低电平。LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 的闭锁故障可利用一个外部器件将 TIMER 拉至低电平, 或把 UV/OV 拉低至 V_{UVLO} 以下来消除。

UV/OV (引脚 5): 欠压/过压输入。该双重功能引脚负责检测欠压及过压。UV 比较器上的高门限设置于 V_{UVHI} (具有 V_{UVHST} 迟滞)。OV 比较器上的高门限被设置于 V_{OVHI} (具有 V_{OVHST} 迟滞)。如果 $UV/OV < V_{UVLO}$ 或 $UV/OV > V_{OVHI}$, 则将 GATE 引脚拉至低电平。如果 $UV/OV > V_{UVHI}$ 且 $UV/OV < V_{OVLO}$, 则 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 尝试启动。 V_{IN} 上的内部 UVLO 始终高于 UV/OV。UV 引脚上的低电平使内部故障闭锁复位。OV 引脚上的高电平会把 GATE 拉至低电平, 但不会使故障闭锁复位。在 UV/OV 引脚上采用一个 1nF 至 10nF 的电容器能够消除瞬变和开关噪声对 UV/OV 门限的影响, 并防止在 GATE 引脚上产生干扰。

GATE (引脚 6): N 沟道 MOSFET 栅极驱动输出。该引脚由一个 58 μ A 电流源拉至高电平。GATE 在 V_{IN} (UVLO)、UV/OV 的无效状态下或故障闭锁时被拉至低电平。对 GATE 进行有效补偿以控制在 SENSE 引脚上测得的故障电流。GATE 引脚上的一个补偿电容器用于稳定该环路。一个比较器负责监视 GATE, 以确保其在启动一个初始定时周期之前为低电平, GATE 在过压结束之后斜坡上升, 或在电流限值故障结束之后重新启动。

工作原理

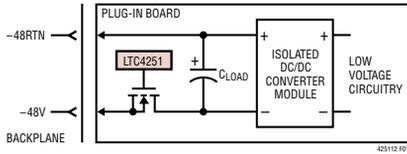


图 1：基本的 LTC4251 热插拔拓扑结构

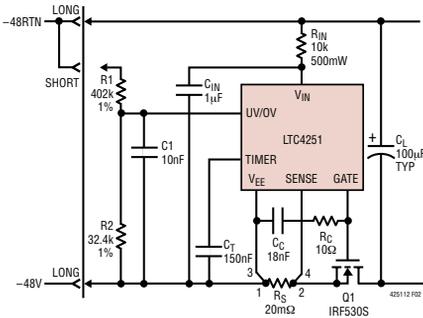


图 2：-48V、2.5A 热插拔控制器

联锁条件

一旦 5 个初始“联锁”条件得到满足，即开始一个起动序列：

1. 输入电压 V_{IN} 超过 $9.2V (V_{LKO})$
2. UV/OV 引脚上的电压位于 V_{UVHI} 至 V_{OVLO} 的范围内 ($UV > V_{UVHI}$, LTC4251-2)
3. (SENSE - V_{EE}) 电压低于 $50mV (V_{CB})$
4. 定时电容器 (C_T) 上的电压低于 $1V (V_{TMRL})$
5. GATE 引脚上的电压低于 $0.5V (V_{GATEL})$

对前两个条件进行连续监视，而对后三个条件则在初始定时或 GATE 斜坡上升之前进行检查。一旦退出 OV 状态，则 TIMER 引脚电压要求被禁止。详细说明请见“应用信息”的“时序波形”部分。

TIMER 通过把 $5.8\mu A$ 电流输入 C_T 来开始起动序列。如果 V_{IN} 或 UV/OV 超出规定范围，则起动周期停止，TIMER 将 C_T 放电至 $1V$ 以下，然后等待至上

述条件再次得到满足。如果 C_T 成功充电至 $4V$ ，则将 TIMER 拉至低电平并断开 GATE 引脚。GATE 提供 $58\mu A$ 电流 (I_{GATE})，对 MOSFET 的栅极及相关联的电容进行充电。

根据外部元件的数值、MOSFET 的特性和标称设计电流的不同，在 MOSFET 首次导通的过程中，可以有两种操作模式。一种可能性是 MOSFET 将逐步导通，这样负载电容的涌入电流保持在一个低数值上。输出将简单地上升至 $-48V$ 且 MOSFET 将得到全面强化。第二种可能性是负载电流超过 $100mV/R_S$ 的电流限值门限。在这种场合，LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 将通过把 $100mV/R_S$ 电流输入负载电容来提升输出。定时器延迟的设定很重要，这样，不管采用何种起动模式，起动时间就会少于 TIMER 延迟时间。如果该条件未得到满足，LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 可能在一个 TIMER 延迟之后停机。

电路板拆卸

如果把电路板从插件框架中抽出，则 UV/OV 分压器首先断开。这将 MOSFET 关断并使连接器中的电流换向。当电源引脚随后分开时，没有跳火现象。

电流控制

针对短路和过载条件采取了三级保护措施。负载电流由 SENSE 和电阻 R_S 来监视。在 SENSE 引脚上有三种不同的门限：用于定时电路断路器功能的 $50mV$ ；用于模拟限流环路的 $100mV$ ；用于在出现灾难性的短路故障时对峰值电流加以限制的快速前馈比较器的 $200mV$ 。

如果 R_S 两端的电压因输出过载而超过 $50mV$ ，则 TIMER 向 C_T 输入 $230\mu A$ 电流。 C_T 最终充电至 $4V$ 门限，且 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 闭锁。如果过载消失且 SENSE 引脚电平低于 $50mV$ ，则 C_T 缓慢放电 ($5.8\mu A$)。这样，电路断路器功能对低占空比过

工作原理

载作出响应，并造成了 MOSFET 快速升温和缓慢冷却的特性。

高负载由一个模拟限流环路来处理。如果 R_S 两端的压降达到 100mV，则限流环路对 MOSFET 的栅极进行补偿，并保持 100mV/ R_S 的恒定输出电流。请注意，由于 SENSE 引脚电平高于 50mV，因此，TIMER 在这段时间里对 C_T 进行充电，LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 最终将关断。

LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 负载侧的低阻抗故障加之 48V 或更高的驱动电压有可能产生远远超过 50A/ μ s 的电流转换速率。在这些条件下，过冲是不可避免的。一个具有 200mV 门限的快速 SENSE 比较器用来检测过冲，并猛然地将 GATE 引脚拉至低电平，因此比弱电流限值环路要快得多。然后，如前所述，100mV/ R_S 电流限值环路开始动作并对电流进行补偿。和先前一样，当 C_T 达到 4V 时，TIMER

引脚运行并闭锁 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2。

LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 电路断路器闭锁可通过将 UV/OV 引脚短暂拉至低电平或将输入电压 V_{IN} 降至 8.2V 的内部 UVLO 门限以下来复位。

虽然短路是最明显的故障类型，但若干工作条件也可能引起过流保护。来自背板或负载的噪声尖峰、由连接第二个更高电压的电源所引起的输入阶跃、由共用相同电源总线的相邻电路板上的故障或非热插拔型产品的插入所引起的瞬态电流均会导致比预料更大的输入电流，以及对过流状态的临时检测。TIMER 和 C_T 的动作能够抑制这些情况的发生，使得 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 可以“经受住”那些有可能使简单的电流比较器发生跳变(有时还会烧断熔丝)的暂时性过载和干扰的影响。

应用信息 (参阅方框图)

并联稳压器

一个快速响应稳压器与 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 的 V_{IN} 引脚并联。利用一个外部电流限值电阻由 $-48RTN$ 获得电源。并联稳压器将 V_{IN} 箝位至 13V (V_Z)。 V_{IN} 引脚上的一个 1 μ F 去耦电容器用于滤除电源瞬变，并在启动时引起一个短延迟。一个 10k 1/2W 电阻 (R_{IN}) 可以由两个 5k 1/4W 电阻串联而成。

内部欠压关断 (UVLO)

内部电路监视 V_{IN} 的欠压情况。准确的门限由 V_{LKO} 及其迟滞 V_{LKH} 来确定。当 V_{IN} 升至 9.2V (V_{LKO}) 以上时，使能芯片；低于 8.2V ($V_{LKO} - V_{LKH}$) 时，芯片失效且 GATE 引脚被拉至低电平。不应把 V_{IN} 引脚上的 UVLO 功能与 UV/OV 引脚功能相混淆。它们是完全独立的功能。

UV/OV比较器

两个具有下列门限的欠压和过压状态检测用迟滞比较器负责监视具有双重功能的 UV/OV 引脚：

UV 在 V_{UVHI} 条件下接通

UV 在 V_{UVLO} 条件下关断

OV 在 V_{OVHI} 条件下关断

OV 在 V_{OVLO} 条件下接通

LTC4251 的 UV 和 OV 跳变点比值的设计与 43V 至 75V 的标准电信工作电压范围相匹配。LTC4251-2 仅采用了一个 43V 的 UV 门限。

采用了一个由 R_1 和 R_2 组成的分压器来调整电源电压。采用 $R_1 = 402k$ 和 $R_2 = 32.4k$ 时，获得了 43.2V 至 74.4V 的典型工作电压范围。这样，欠压和过压关断门限分别为 39.2V 和 82.5V。建议采用精度为 1% 的分压电阻以保持门限准确度。LTC4251-2 也可采用相同的电阻值。

应用信息

“典型应用”部分中示出的 R1-R2 分压电阻值设定了一个稍大于 100 μ A 的驻流，并将 UV/OV 引脚上的阻抗规定为 30k。在大多数应用中，30k 阻抗及 300mV 的 UV 迟滞使得 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 不易受到噪声的影响。如果需要更强的噪声免疫力，可增加一个从 UV/OV 连接至 V_{EE} 的 1nF 至 10nF 的滤波电容器。

LTC4251-1 的 UV 和 OV 跳变点门限设计包含了 -36V 至 -72V 的标准电信工作电压范围。

采用了一个由 R1 和 R2 组成的分压器来调整电源电压。采用 R1 = 442k 和 R2 = 34.8k 时，获得了 33.2V 至 81V 的典型工作电压范围。这样，欠压和过压关断门限分别为 29.6V 和 84.5V。建议采用精度为 1% 的分压电阻以保持门限准确度。

“典型应用”部分中示出的 R1-R2 分压电阻值设定了一个稍大于 100 μ A 的驻流，并将 UV/OV 引脚上的阻抗规定为 32k。在大多数应用中，32k 阻抗及 260mV 的 UV 迟滞使得 LTC4251-1 不易受到噪声的影响。如果需要更强的噪声免疫力，可增加一个从 UV/OV 连接至 V_{EE} 的 1nF 至 10nF 的滤波电容器。

UV/OV 操作

至 UV 比较器的低电平输入将使芯片复位，并把 GATE 和 TIMER 引脚拉至低电平。如果剩下的三个联锁条件得到满足，则一个自低到高的 UV 瞬变将启动一个初始时标序列。

由 OV 比较器检测的过压条件也将把 GATE 拉至低电平，由此关断负载。然而，它不会使电路断路器闭锁复位。如果除了 TIMER 以外的所有联锁条件均得到满足，则把电源电压恢复至一个可以接受的范围将重新启动 GATE 引脚。

TIMER 引脚

由于 TIMER 引脚需要处理若干关键功能，故其操作稍微复杂一些。在 TIMER 引脚上采用了电容器 C_T，以为 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 提供定时。

在 TIMER 上具备四种不同的充电和放电模式：

1. 5.8 μ A 慢速充电；初始定时延迟
2. 230 μ A 快速充电；电路断路器延迟
3. 5.8 μ A 慢速放电；电路断路器“冷却”
4. 低阻抗开关；在初始定时延迟之后以及欠压关断和过压条件下使电容器复位。

对于初始起动，采用 5.8 μ A 上拉电流源。当四个联锁条件得到满足时，断开低阻抗开关并使能 5.8 μ A 电流源。C_T 在下式给定的时限内充电至 4V：

$$t = \frac{4V \cdot C_T}{5.8\mu A} \quad (1)$$

当 C_T 达到 4V (V_{TMRH}) 时，低阻抗开关接通并使 C_T 放电。使能 GATE 输出并接通负载。

电路断路器定时器操作

如果 SENSE 引脚检测到 R_S 两端的压降超过 50mV，则 TIMER 引脚以 230 μ A 的电流对 C_T 进行充电。如果 C_T 充电至 4V，则把 GATE 引脚拉至低电平，LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 闭锁。器件保持闭锁状态，直到 UV/OV 引脚被短暂拉至低电平，或 V_{IN} 骤降至 UVLO 以下，然后被恢复。电路断路器限时周期由下式给出：

$$t = \frac{4V \cdot C_T}{230\mu A} \quad (2)$$

SENSE 引脚上的间歇过载有可能超过 50mV 门限，但是，如果它们持续的时间足够短，则 TIMER 将不会达到 4V，且 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 不会闭锁。为了应付这种情况，一旦 SENSE 引脚电压低于 50mV，则 TIMER 利用一个 5.8 μ A 下拉电流对 C_T 进行慢速放电。因此，在总占空比为 2.5% 或更高的条件下的任何间歇过载最终都将使电路断路器跳变并闭锁 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2。图 3 示出了 C_T = 1 μ F 时的归一化电路断路器响应时间（单位为秒）。C_T 的不对称充放电是 MOSFET 温升的一个合理的量规。

应用信息

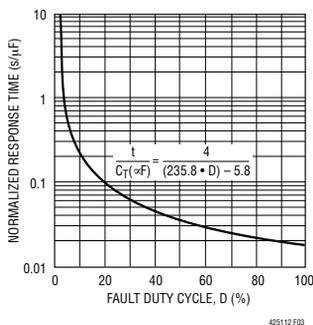


图 3：电路断路器响应时间

GATE 引脚

在下列任何一种条件下均将 GATE 拉低至 V_{EE} ：在 UVLO 状态下，在初始定时周期中，在过压条件下，或当 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 在短路之后被闭锁时。当 GATE 导通时，一个 $58\mu\text{A}$ 电流源对 MOSFET 的栅极和任何相关联的外部电容进行充电。 V_{IN} 将栅极驱动电压限制在 14.5V 以下。

电源首次突变应用时的栅漏极间电容 (C_{GD}) 联通有可能产生足以启动 MOSFET 的栅源电压。一个独特的电路利用 V_{IN} 引脚上无实际用处的电压将 GATE 拉至低电平，并消除电路板插入时的电流尖峰。这样，对于 C_{GD} 补偿而言，大数值的外部栅源电容器便不需要了。取而代之的是一个小数值的 ($\geq 10\text{nF}$) 的电容器 C_C 。 C_C 还对模拟限流环路提供补偿。

SENSE 引脚

SENSE 引脚由电路断路器 (CB) 比较器、模拟限流 (ACL) 放大器和快速电流限值 (FCL) 比较器监视。它们均测量 SENSE 引脚相对于 V_{EE} 的电位。如果 SENSE 引脚电平超过 50mV ，则 CB 比较器启动 $230\mu\text{A}$ TIMER 上拉操作。在 100mV 条件下，ACL 放大器对 MOSFET 电流进行补偿，而在 200mV 条件下，FCL 比较器突然将 GATE 拉至低电平，以试图把 MOSFET 电流置于受控状态下。如果这些条件中的任何一个为 TIMER 将 C_T 充电至 4V 提供了足够长的时间 (见 (2) 式)，则 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 闭锁并把

GATE 拉至低电平。

如果 SENSE 引脚遇到高于 100mV 的电压，则 ACL 放大器将把 GATE 修正至更低的电平上，以试图控制 MOSFET 电流。由于在正常操作中 GATE 对 MOSFET 进行过压驱动，因此，ACL 放大器需要时间来把 GATE 放电至 MOSFET 的门限。对于轻微过载，ACL 放大器能够控制 MOSFET 电流，但如果严重过载则有可能造成电流过冲。当 $\text{SENSE} = 200\text{mV}$ 时，FCL 比较器开始工作，它迅速地将 GATE 引脚放电至接近 V_{EE} 的电位。然后，FCL 断开，ACL 放大器开始工作。TIMER 始终工作。FCL 的作用是给控制环路增加非线性响应以便减小 MOSFET 电流。

由于系统中的感应效应，FCL 往往会对限流环路校正过度，且 GATE 会发生下冲。由电阻 R_C 与栅极电容器串联而成的环路中一个零点对 ACL 放大器的恢复有所帮助。

短路操作

图 4 示出了由负载侧低阻抗短路所产生的电路特性。一开始，当 GATE 引脚工作以使 V_{GS} 受控时 (扫迹 3)，电流超过了 $V_{\text{SENSE}} = 100\text{mV}$ 的快速限流电平 (扫迹 2)。过冲在反方向上对背板有所干扰，当电流降至 $100\text{mV}/R_S$ 时，背板通过在正方向上产生干扰作出响应。

当模拟限流环路将故障电流保持为 $100\text{mV}/R_S$ 时，TIMER 开始对 C_T 进行充电 (扫迹 4)，此时电流为 5A (扫迹 2)。请注意背板电压 (扫迹 1) 下降至负载电压以下。当 C_T 达到 4V 时，GATE 关断，负载电流降至零且背板电压瞬变至 100V 以上。正峰值通常为 MOSFET 中的电子雪崩击穿电压所限制，并可通过增加一个跨接在 -48V 至 -48RTN 输入端的齐纳二极管 (例如 Diodes 公司的 SMAT70A) 进一步得到限制。

一块插件板上的低阻抗短路可能会对其他共用相同背板的插件板的特性有所影响。图 4 中扫迹 1 所示的初始干扰和背板电压下降有可能消耗相邻插

应用信息

件板上的输出电容器的电荷。当故障插件板关断时，电流流入，给电容器补充电荷。如果 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 始终被使用，则它们按 $100\text{mV}/R_S$ 限制涌入电流。如果 C_T 容量合适，则各电容器将在 C_T 停止动作之前就长时间地重新充电。

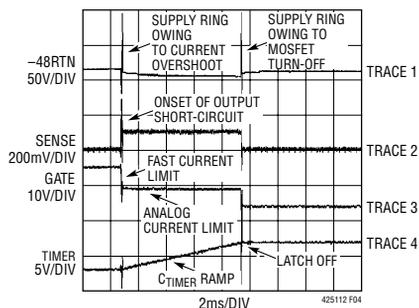


图 4：输出短路特性（所有波形均以 V_{EE} 为基准）

MOSFET 的选择

外部 MOSFET 必须具有足够的安全工作区 (SOA) 以在起动时对负载电容进行充电，并应付短路状态，直到 TIMER 闭锁。对这些问题的考虑比 DC 电流额定值更为重要。对于给定的应用，具有适当 SOA 的 MOSFET 总能够处理所需的电流，但反之就不行了。请参阅制造商的 MOSFET 产品数据表，以了解有关安全工作区和有效瞬变热阻抗曲线方面的信息。

MOSFET 的选择分三步完成。首先计算 R_S ，然后决定对负载电容进行充电所需的时间。该定时以及最大短路电流和最大输入电压确定了一个工作点，并对照 MOSFET 的 SOA 曲线进行校准。

开始设计时，首先规定所需的负载电流和负载电容 (I_L 和 C_L)。电路断路器电流跳变点 ($50\text{mV}/R_S$) 的设定应适应最大负载电流的要求。请注意 DC/DC 变换器的最大输入电流预计在 $V_{SUPPLY(MIN)}$ 条件下获得， R_S 由下式给定：

$$R_S = \frac{40\text{mV}}{I_L(\text{MAX})} \quad (3)$$

其中，40mV 代表保证的最小电路断路器门限。

在初始充电过程中，LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 可能在电流限值状态下对 MOSFET 进行操作，从而使 R_S 两端的电压位于 80mV 至 120mV 之间。最小涌入电流由下式给出：

$$I_{INRUSH(MIN)} = \frac{80\text{mV}}{R_S} \quad (4)$$

最大短路电流限值采用最大 V_{SENSE} 进行计算，即：

$$I_{SHORT-CIRCUIT(MAX)} = \frac{120\text{mV}}{R_S} \quad (5)$$

必须根据最慢的预期充电率来选择 TIMER 电容器 C_T ；否则 TIMER 可能在负载电容器充满之前就超时了。 C_T 的数值必须根据负载电容器所需的最长充电时间来计算。该时间由下式给出：

$$t_{CL \text{ CHARGE}} = \frac{C \cdot V}{I} = \frac{C_L \cdot V_{SUPPLY(MAX)}}{I_{INRUSH(MIN)}} \quad (6)$$

用 (4) 式来替换 $I_{INRUSH(MIN)}$ 并使 (6) 式和 (2) 式相等，得出：

$$C_T = \frac{C_L \cdot V_{SUPPLY(MAX)} \cdot R_S \cdot 230\mu\text{A}}{(4\text{V} \cdot 80\text{mV})} \quad (7)$$

回到 (2) 式，计算出 TIMER 周期并与 $V_{SUPPLY(MAX)}$ 和 $I_{SHORT-CIRCUIT(MAX)}$ 一道用来核对有望选用的 MOSFET 的 SOA 曲线。

作为一个数字设计实例，假定一个 30W 负载，它在 36V 条件下要求 1A 的输入电流。如果 $V_{SUPPLY(MAX)} = 72\text{V}$ 和 $C_L = 100\mu\text{F}$ ，则由 (3) 式得出 $R_{SENSE} = 40\text{m}\Omega$ ；由 (7) 式得出 $C_T = 207\text{nF}$ 。为了对付 R_{SENSE} 、 C_T 、TIMER 电流 (230 μA) 和 TIMER 门限 (4V) 中的误差，计算值应乘以 1.5，以得出最接近标准值的 $C_T = 330\text{nF}$ 。

应用信息

如果出现短路，则如(2)式中的 $C_T = 330\text{nF}$ 所规定的那样，MOSFET 中将流过高达 $120\text{mV}/40\text{m}\Omega = 3\text{A}$ 的电流(持续时间为 5.7ms)，必须依据该准则来选择 MOSFET。IRF530S 能够应付长达 10ms 的 $100\text{V}/30\text{A}$ ，可在此应用中安全使用。

设计流程总结

为了概括设计流程，我们研究一下图 2 所示的应用。它是专为 50W 功率而设计的。

计算最大负载电流： $50\text{W}/36\text{V}=1.4\text{A}$ ；考虑到变换器的效率为 83% ，得出 $I_{\text{IN(MAX)}}=1.7\text{A}$ 。

计算 R_S ：由(3)式得出 $R_S = 20\text{m}\Omega$ 。

计算 C_T ：由(7)式得出 $C_T = 150\text{nF}$ (包括校正因子 1.5X)

计算 TIMER 时限：由(2)式得出短路时限为 $t = 2.6\text{ms}$ 。

计算最大短路电流：由(5)式得出最大短路电流可高达 $120\text{mV}/20\text{m}\Omega = 6\text{A}$ 。

查阅 MOSFET 的 SOA 曲线：在 72V 条件下，IRF530S 能够控制 6A 电流达 5ms ，因此，可安全地在此应用中使用。

频率补偿

LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 用于模拟限流环路的典型频率补偿网络是由 V_{EE} 相连的串联 $R_C(10\Omega)$ 和 C_C 所组成。图 5 示出了补偿电容器 C_C 与 MOSFET 的 C_{ISS} 之间的关系。图 5 中的直线用于根据 MOSFET 的 C_{ISS} 规格来选择 C_C 的初值。给出了对应几种常用 MOSFET 的优化 C_C 值。 C_C 的优化值与初值的差异较小。然而，补偿值应通过电路板级短路测试来验证。

如前文的图 4 所示，短路开始时，由于串联电感的缘故，输入电源电压有可能出现明显振铃现象。如果该电压使 MOSFET 发生雪崩击穿，电流将

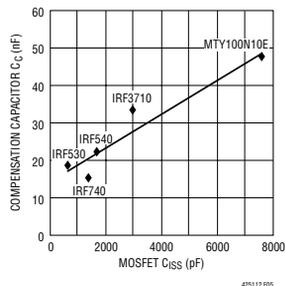


图 5：推荐的补偿电容器 C_C 与 MOSFET 的 C_{ISS} 之间的关系曲线

继续流过 MOSFET 而到达输出端。模拟限流环路无法控制这一电流流动，于是，环路发生下冲。这种影响是不可能通过频率补偿来消除的。需要采用一个齐纳二极管对输入电源电压进行箝位，并防止发生 MOSFET 雪崩击穿。

关于检测电阻的考虑

为了实现正确的电路断路器操作，强烈建议在检测电阻与 V_{EE} 和 SENSE 引脚之间采用开尔文检测 PCB 连接。图 6 示出了在 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 和检测电阻之间形成连接的正确方法。PCB 布局应平衡且对称，以最大限度地减少布线误差。此外，检测电阻的 PCB 布局应采用良好的热管理技术，以实现最佳的检测电阻功率耗散。

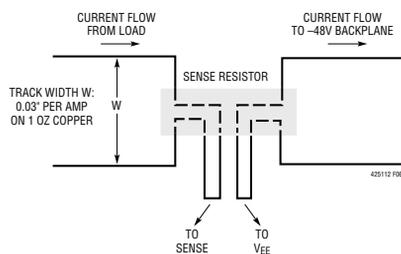


图 6：形成至检测电阻的 PCB 连接

应用信息

时序波形

系统上电

图 7 详细示出了在电路板已安装到背板上且系统电源突然施加时的典型上电的时序波形。在时点 1，电源与 UV/OV 和 V_{OUT} 一起斜坡上升。 V_{IN} 随后以 V_{IN} 旁路电容器设定的较慢速率上升。在时点 2， V_{IN} 超过 V_{LKO} ，内部逻辑电路对 $V_{UVHI} < UV/OV < V_{OVLO}$ 、 $TIMER < V_{TMRL}$ 、 $GATE < V_{GATEL}$ 和 $SENSE < V_{CB}$ 进行检查。如果所有的条件均得到满足，则开始一个初始定时周期，且 $TIMER$ 电容器由一个 $5.8\mu A$ 上拉电流源进行充电。在时点 3， $TIMER$ 达到 V_{TMRH} 门限，初始定时周期终止。 $TIMER$ 电容器随后被迅速放电。在时点 4，达到 V_{TMRL} 门限，且 $GATE < V_{GATEL}$ 和 $SENSE < V_{CB}$ 必须在一个起动周期开始之前得到满足。 $GATE$ 将 $58\mu A$ 电流输入外部 MOSFET 的栅极和补偿网络。当 $GATE$ 引脚电压达到 MOSFET 的门限时，电流开始流入负载电容器。在时点 5， $SENSE$ 电压 ($V_{SENSE} - V_{EE}$) 达到 V_{CB} 门限，并启动 $TIMER$ 。由一个 $230\mu A$ 上拉电流源对 $TIMER$ 电容器进行充电。在时点 6，模拟电流限值环路启动。在时点 6 和时点 7 之间， $GATE$ 电压基本保持恒定，且检测电压被调整至 V_{ACL} 。随着负载电容器接近充满，其电流开始下降。在时点 7，负载电流下降，且检测电压降至 V_{ACL} 以下。模拟电流限值环路关闭且 $GATE$ 引脚电平进一步上升。在时点 8，检测电压降至 V_{CB} 以下， $TIMER$ 通过一个 $5.8\mu A$ 下拉电流源进行放电。在时点 9， $GATE$ 达到其由 V_{IN} 决定的最大电压。

采用 UV/OV 短插脚控制的带电插入

在图 8 所示的本实例中，功率是通过长连接器插脚传送的，而 UV/OV 分压器则通过短插脚接通电路。这确保了电源在 LTC4251/LTC4251-1/LTC4251-2 启动之前连接完好。在时点 1，电源引脚接通电路， V_{IN} 经过 V_{LKO} 上升。在时点 2，UV/OV 分压器接通电路且其电压超过 V_{UVHI} 。此外，内部逻辑电路对

$V_{UVHI} < UV/OV < V_{OVHI}$ 、 $TIMER < V_{TMRL}$ 、 $GATE < V_{GATEL}$ 和 $SENSE < V_{CB}$ 进行检查。如果所有的条件均得到满足，则开始一个初始定时周期，并由一个 $5.8\mu A$ 上拉电流源对 $TIMER$ 电容器进行充电。在时点 3， $TIMER$ 达到 V_{TMRH} 门限且初始定时周期终止。 $TIMER$ 电容器随后被迅速放电。在时点 4，达到 V_{TMRL} 门限，而且 $GATE < V_{GATEL}$ 和 $SENSE < V_{CB}$ 必须在起动周期开始之前得到满足。 $GATE$ 将 $58\mu A$ 电流输入外部 MOSFET 的栅极和补偿网络。当 $GATE$ 引脚电压达到 MOSFET 的门限时，电流开始流入负载电容器。在时点 5，检测电压 ($V_{SENSE} - V_{EE}$) 达到 V_{CB} 门限并启动 $TIMER$ 。由一个 $230\mu A$ 的上拉电流源对 $TIMER$ 电容器进行充电。在时点 6，模拟电流限值环路启动。在时点 6 和时点 7 之间， $GATE$ 电压基本保持恒定，检测电压被调整至 V_{ACL} 。随着负载电容器接近充满，其电流开始下降。在时点 7，负载电流下降，且检测电压降至 V_{ACL} 以下。模拟电流限值环路关闭且 $GATE$ 引脚电平进一步上升。在时点 8，检测电压降至 V_{CB} 以下， $TIMER$ 通过一个 $5.8\mu A$ 下拉电流源进行放电。在时点 9， $GATE$ 达到其由 V_{IN} 决定的最大电压。

欠压关断时序

在图 9 中，当 UV/OV 引脚电平降至 V_{UVLO} 以下（时点 1）， $TIMER$ 和 $GATE$ 被拉至低电平。如果一直有电流流动，则 $SENSE$ 引脚电压随 $GATE$ 的失效而降为零。当 UV/OV 恢复并消除 V_{UVHI} （时点 2），将开始一个初始定时周期，随后是一个起动周期。

具有过压干扰的欠压时序

在图 10 中，当 UV/OV 消除 V_{UVHI} （时点 1），启动一个初始定时周期。如果系统总线电压如该图所示在时点 2 超过 V_{OVHI} ，则 $TIMER$ 放电。在时点 3，电源电压恢复并降至 V_{OVLO} 门限以下。初始定时周期重新开始，其后是一个起动周期。

应用信息

过压时序

在正常操作期间，如果 UV/OV 引脚电平超过 V_{OVHI} (见图 11 中的时点 1)，则 TIMER 状态不受影响。然而，GATE 被拉至低电平，而且，负载被断开。在时点 2，UV/OV 恢复并降至 V_{OVLO} 门限以下。随后是一个栅极斜坡上升周期。如果过压干扰时间

足够长而将负载电容器电荷耗尽，则如图所示，在时点 3 到时点 6 之间可能出现一个完整的起动周期。

定时器特性

在图 12a 中，如果 SENSE 引脚电压超过 V_{CB} ，则 TIMER 电容器以 $230\mu\text{A}$ 电流进行充电。如果 SENSE

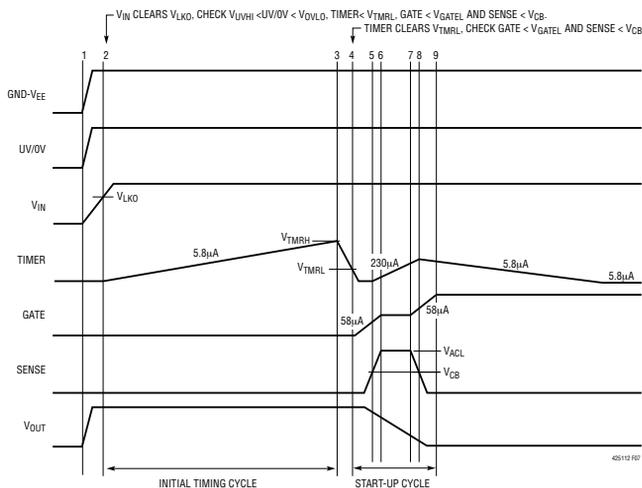


图 7：系统上电时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

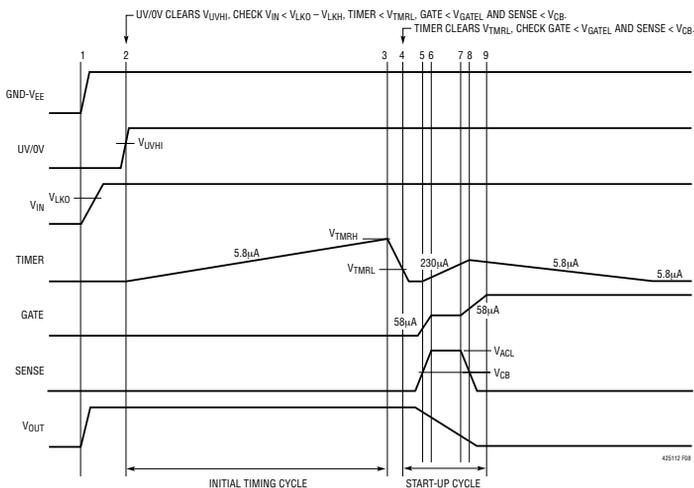


图 8：采用短插脚的上电时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

应用信息

引脚电压低于 V_{CB} ，则它以 $5.8\mu\text{A}$ 的电流进行放电。在图 12b 中，当 TIMER 超过 V_{TMRH} 时，TIMER 被一个 $5.8\mu\text{A}$ 上拉电流源锁定于高电平，且 GATE 被迅速拉至低电平。在图 12c 中，多个短暂故障引发 TIMER 电容器的电荷累积，直到其闭锁。

模拟限流和快速限流

在图 13a 中，当 SENSE 超过 V_{ACL} 时，由模拟限流放大器环路对 GATE 电平进行调节。当 SENSE 降至 V_{ACL} 以下时，允许将 GATE 上拉至高电平。在图 13b 中，当发生严重故障时，SENSE 超过 V_{FCL} 且 GATE 被迅速拉至低电平，直到模拟电流放大器能够

实现控制。如果 TIMER 达到 V_{TMRH} ，则 GATE 被拉至低电平并闭锁。

故障闭锁的复位

如图 14 所示，可通过把 UV/OV 拉至 V_{UVLO} 以下或把 TIMER 拉至 V_{TMRL} 以下来使闭锁故障复位。如果 UV/OV 被用于复位，则启动一个初始定时周期。如果 TIMER 被用于复位，则跳过初始定时周期。

内部软起动

在初始起动期间，内部软起动功能使模拟限流

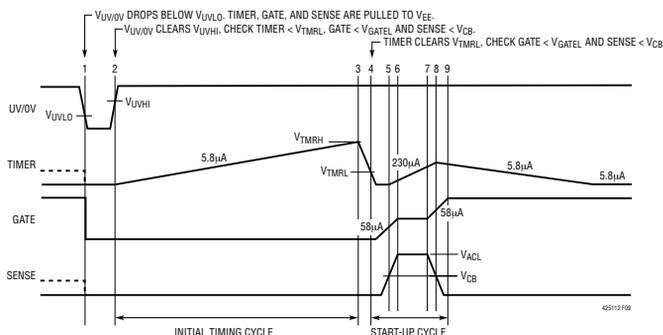


图 9：欠压关断时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

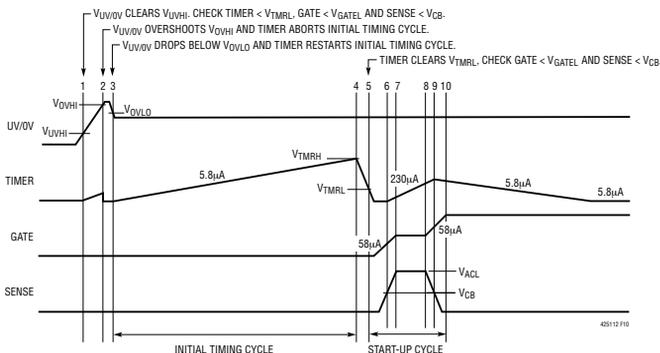


图 10：具有过压干扰的欠压时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

应用信息

放大器的正输入得以提升。斜坡上升周期约 200 μ s。这一特征降低了起动时的负载电流 dI/dt。如图 15 所示，软起动是由一个从 V_{TMRH} 到 V_{TMRL} 的 TIMER

瞬变或当 UV/OV 在一个 OV 故障之后降至 V_{OVLO} 门限以下来触发的。在软起动周期之后，由 V_{ACL}/R_S 对负载电流进行限制。

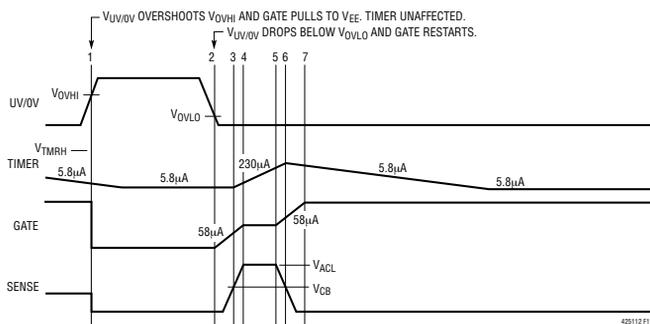
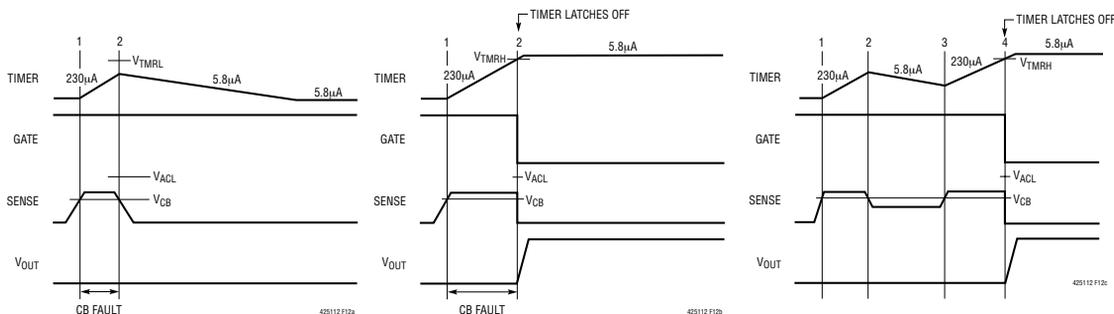


图 11：过压时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

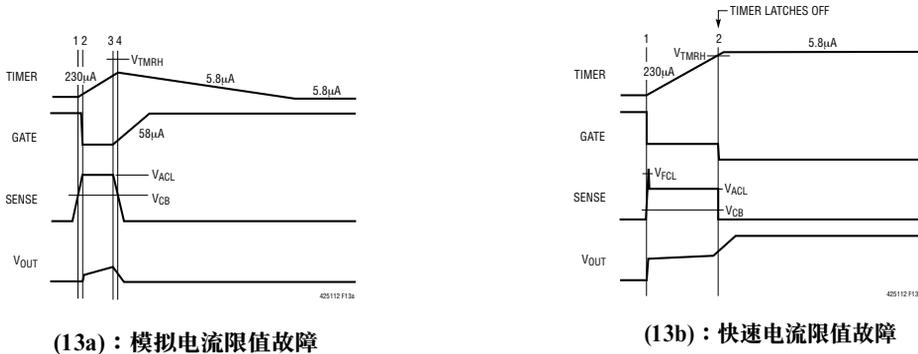


(12a)：短暂电路断路器故障

(12b)：电路断路器超时

(12c)：多个电路断路器故障

图 12：定时器特性 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)



(13a)：模拟电流限值故障

(13b)：快速电流限值故障

图 13：电流限值特性 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

应用信息

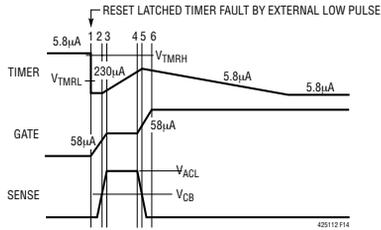


图 14：闭锁故障复位时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

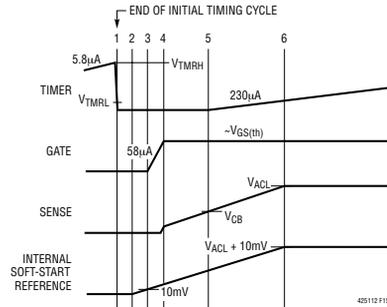
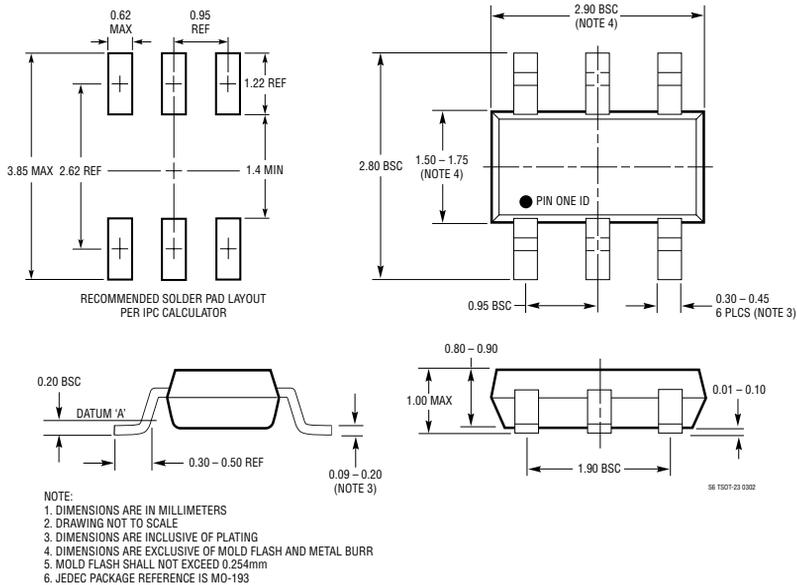


图 15：内部软启动时序 (所有波形均以 V_{EE} 为基准)

封装描述

S6 封装 6 引脚塑料 TSOT-23 (参考 LTC DWG # 05-08-1636)



典型应用

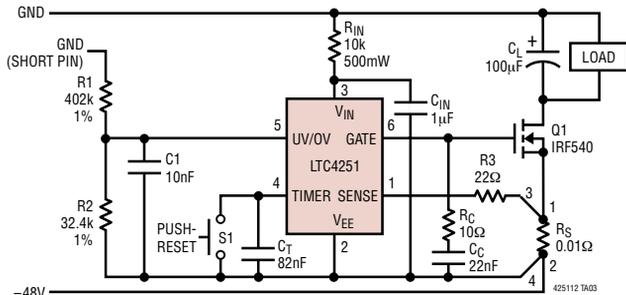


图 16：采用反向 SENSE 引脚限制并在 TIMER 引脚上进行推入复位操作的 -48V/5A 应用

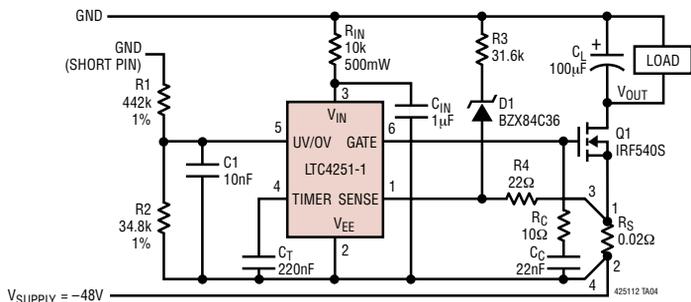


图 17：功率受限的电路断路器应用

相关器件

器件型号	描述	备注
LT1640AH/LT1640AL	采用 SO-8 封装的负高压热插拔控制器	-10V 至 -80V 的负高压电源
LT1641-1/LT1641-2	采用 SO-8 封装的正高压热插拔控制器	9V 至 80V 电源，闭锁/自动重试
LTC1642	故障保护热插拔控制器	3V 至 16.5V，过压保护至 33V
LTC1921	双 -48V 电源和熔丝监控器	±1V UV 和 ±1.5V OV 门限准确度，±200V 瞬变保护，可驱动三个光隔离器以显示状态
LT4250	采用 SO-8 封装的 -48V 热插拔控制器	有源电流限值，-20V 至 -80V 电源
LTC4251-1/LTC4251-2	采用 MSOP 封装的负电压热插拔控制器	具有漏极加速响应的快速有源电流限值，-15V 电源
LTC4253	具有三输出定序器的负电压热插拔控制器	具有漏极加速响应的快速有源电流限值，-15V 电源