

描述

MP150 是一款原边调节器，可以在无光耦合器的条件下提供精确的恒压 (CV) 调节。MP150 支持降压、升降压、升压和反激拓扑。它内部集成了 500V MOSFET，可简化结构，节约成本，是离线低功率应用的理想之选，如家用电器和备用电源。

MP150 是一款绿色节能型调节器。当负载减轻，它的峰值电流和开关频率均会随之降低，这种特性使其在轻载时能达到极高的效率，有效地提升了芯片的整体平均效率。

MP150 具备多种保护功能，包括热保护 (TSD)、VCC 欠压锁定保护 (UVLO)、过载保护 (OLP)、短路保护 (SCP) 和开环保护。

MP150 有 TSOT23-5 和 SOIC8 两种封装可选。

特性

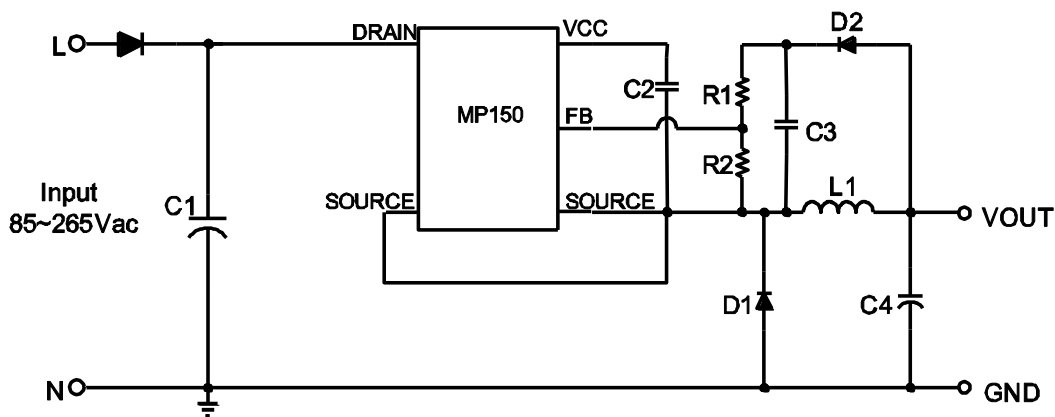
- 原边恒压 (CV) 控制，支持降压、升降压、升压和反激拓扑
- 集成了 500V/30Ω MOSFET
- < 150mW 空载功耗
- 高达 2W 输出功率
- 最大 DCM 输出电流 120mA
- 最大 CCM 输出电流 200mA
- 频率折叠
- 最大频率限值
- 峰值电流调节
- 内部高压启动电流源

应用

- 家用电器、白色家电和消费类电子
- 工业控制
- 备用电源

所有 MPS 芯片都保证无铅，无卤素，并且遵守 RoHS 规范。如需要查询具体芯片环保等级，请访问 MPS 官网之质量保证“MPS”和“The Future of Analog IC Technology”是 MPS 的注册商标。

典型应用



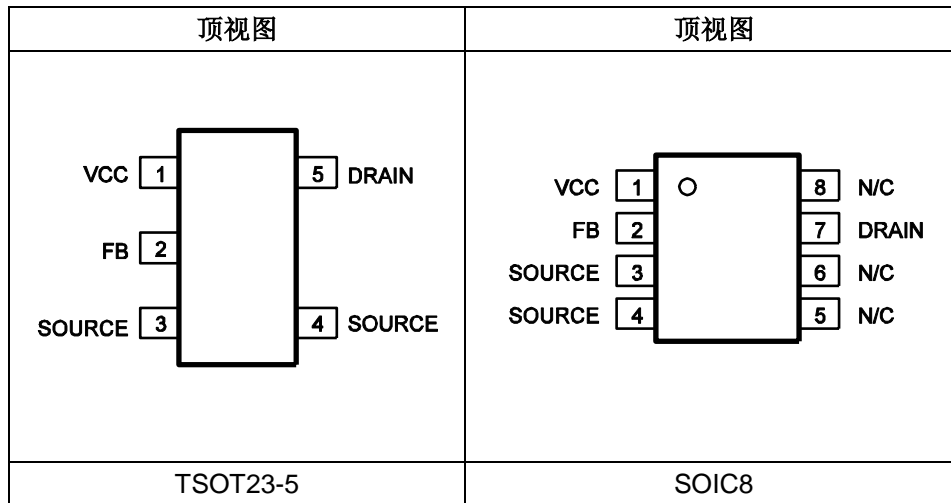
订购信息

产品型号*	封装	顶标
MP150GJ	TSOT23-5	ADG
MP150GS	SOIC8	MP150

*对于编带和卷盘，请添加后缀-Z（例如 MP150GJ-Z）；

*对于编带和卷盘，请添加后缀-Z（例如 MP150GS-Z）；

参考封装



绝对最大额定值⁽¹⁾

漏极电压	-0.7V 至 500V
所有其他引脚	-0.7V 至 6.5V
连续耗散功率 ($T_A = +25^\circ\text{C}$) ⁽²⁾	
TSOT23-5	1W
SOIC-8	1W
结温度	150°C
引脚温度	260°C
存储温度	-60°C 至 +150°C
ESD 人体模型防静电能力	4.0kV
ESD 机器模型防静电能力	200V

推荐工作条件⁽³⁾

工作结温(T_J)	-40°C 至 +125°C
VCC 工作范围	5.3V 至 5.6V

热阻⁽⁴⁾

	θ_{JA}	θ_{JC}
TSOT23-5	100	55 ... °C/W
SOIC8	96	45 ... °C/W

注:

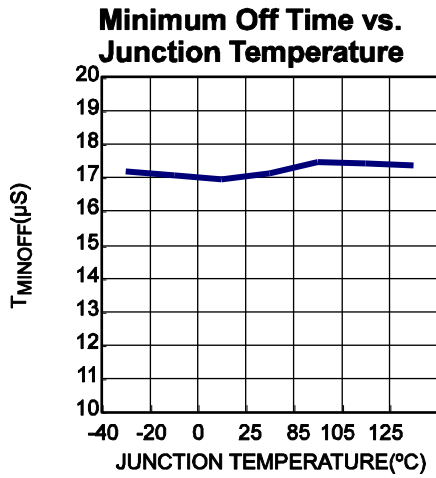
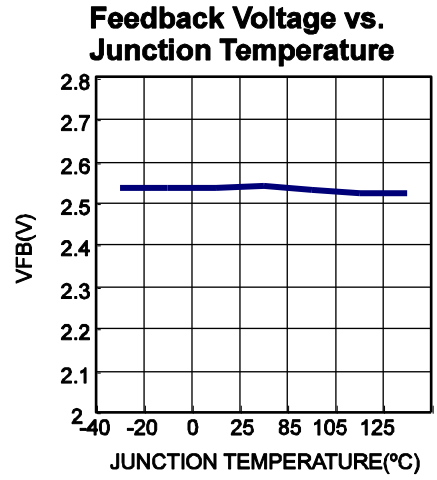
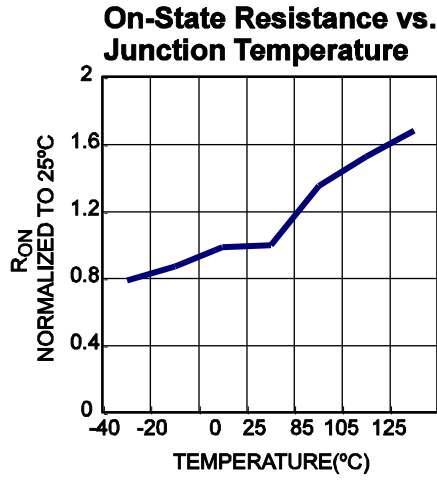
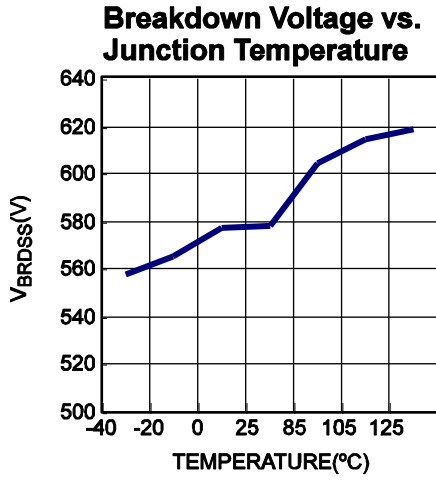
- 1) 超过这些限定值可能会损坏芯片。
- 2) 最大允许功耗是最大结温 $T_J(\text{MAX})$ 、结温-环境热阻 θ_{JA} 和环境温度 T_A 的函数。任何环境温度下允许的最大连续耗散功率由 $P_D(\text{MAX}) = (T_J(\text{MAX}) - T_A) / \theta_{JA}$ 计算。超过最大允许耗散功率会使芯片温度过高，导致稳压器进入热保护状态。内部热保护电路保护芯片免受永久性损坏。
- 3) 设备不能保证在其工作条件之外运行。
- 4) 上述数据是在 JESD51-7（4 层板）上测量所得。

电气特性

除非另有说明，以下皆在 $V_{CC} = 5.8V$, $T_A = 25^\circ C$ 条件下测试得出。

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
启动电流源（漏极引脚）						
内部电流源供电电流	$I_{regulator}$	$V_{CC}=4V; V_{Drain}=100V$	2.5	3.5	4.5	mA
漏极引脚漏电流	I_{Leak}	$V_{CC}=5.8V; V_{Darin}=400V$		10	12	μA
击穿电压	$V_{(BR)DSS}$		500			V
供电电压管理（VCC 引脚）						
内部电流源关断时 VCC 电平（上升）	V_{CCOFF}		5.4	5.6	5.8	V
内部电流源开通时 VCC 电平（下降）	V_{CCON}		5.1	5.3	5.6	V
控制内部电流源开通与关断的 VCC 迟滞				250		mV
IC 停止工作时 VCC 电平（下降）	V_{CCstop}			3.4		V
保护模式结束时 VCC 电平（下降）	V_{CCpro}			2.4		V
内部 IC 损耗	I_{CC}	$V_{CC}=5.8V, f_s=37kHz, D=40\%$			430	μA
内部 IC 损耗（无开关时）	I_{CC}				300	μA
锁定关闭后内部 IC 损耗	$I_{CCLATCH}$	$V_{CC}=5.3V$		16		μA
内部 MOSFET（漏极引脚）						
击穿电压	V_{BRDSS}		500			V
通态电阻	R_{on}			30		Ω
内部电流检测						
峰值电流限值	I_{Limit}		260	290	345	mA
前沿消隐时间	τ_{LEB1}			350		ns
SCP 阈值	I_{SCP}			450		mA
SCP 前沿消隐时间	τ_{LEB2}			180		ns
反馈输入（FB 引脚）						
最小关断时间	τ_{minoff}		15	18	21	μs
原边 MOSFET 开通时的反馈电压阈值	V_{FB}		2.45	2.55	2.65	V
OLP 触发时反馈电压阈值	V_{FB_OLP}			1.7		V
OLP 延迟时间	τ_{OLP}	$f_s=37kHz$		170		ms
开环检测电压	V_{OLD}			60		mV
热保护						
热保护阈值				150		$^\circ C$

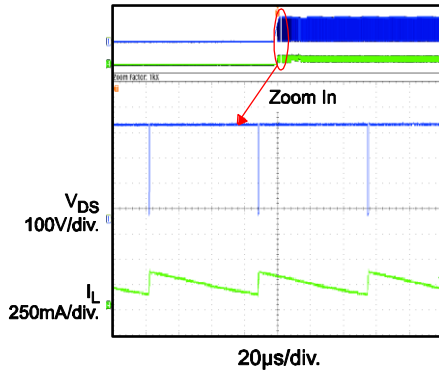
典型特性



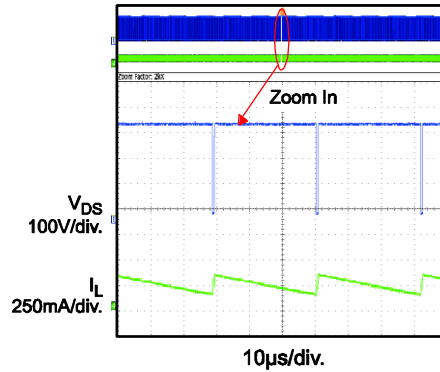
典型性能特性

除非另有说明，以下波形皆在 $V_{IN} = 265VAC$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 200mA$, $L = 1mH$, $C_{OUT} = 100\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ 条件下测试得出。

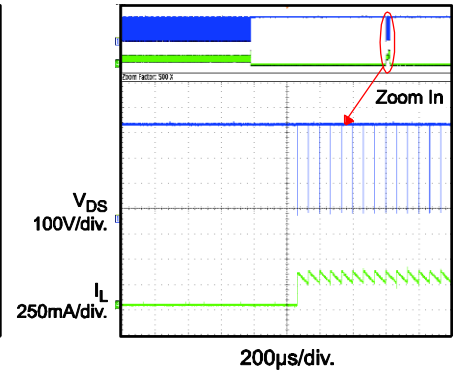
Start Up



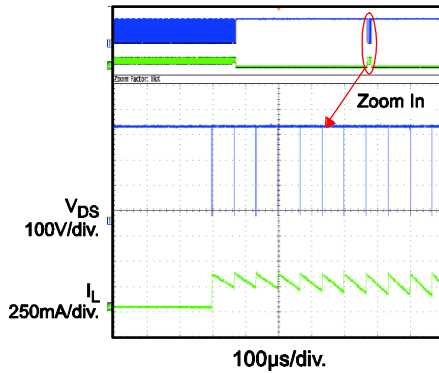
Normal Operation



SCP



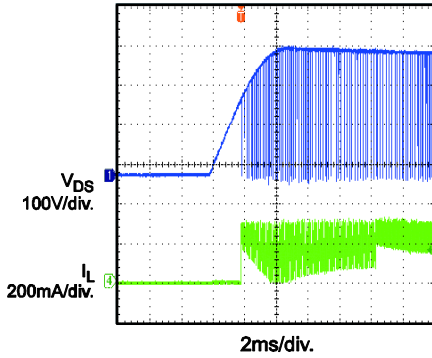
Open Loop Protection



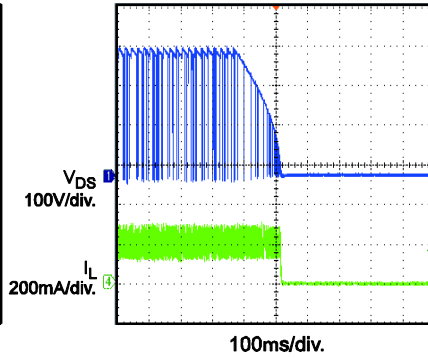
典型性能特性 (续表)

除非另有说明, 以下皆在 $V_{IN} = 230VAC$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 200mA$, $L = 1mH$, $C_{OUT} = 100\mu F$, $T_A = +25^\circ C$ 条件下测试得出。

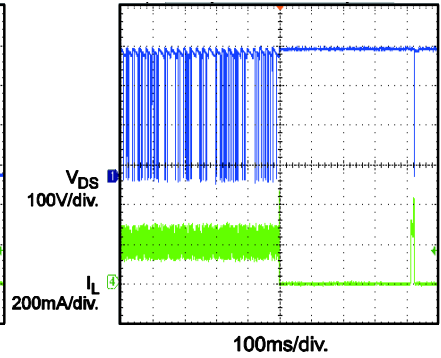
Input Power Start Up



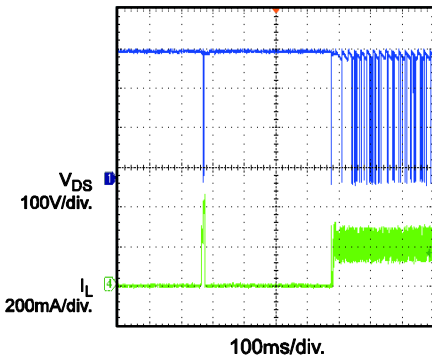
Input Power Shut Down



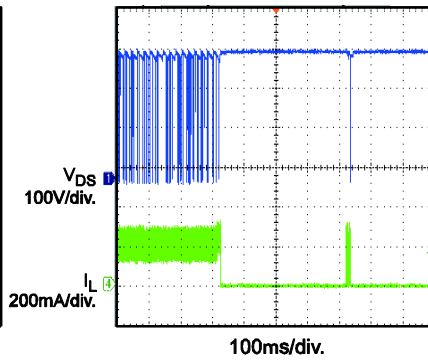
SCP Entry



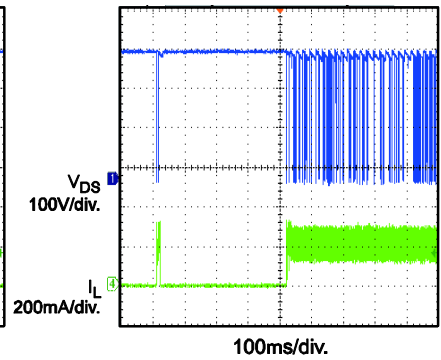
SCP recovery



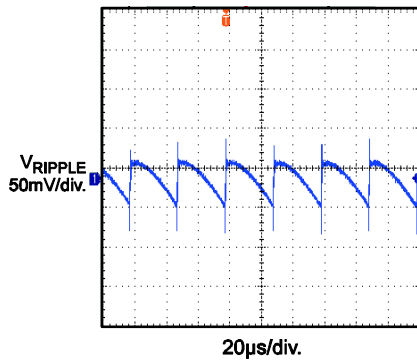
Open Loop Entry



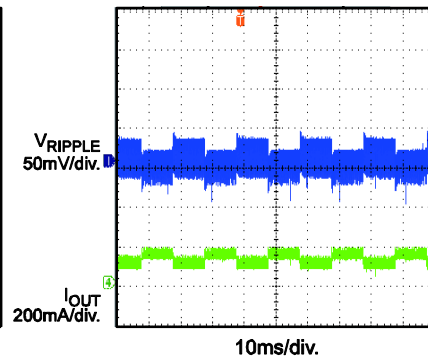
Open Loop Recovery



Output Voltage Ripple



Load Transient



引脚功能

引脚 # TSOT23-5	引脚 # SOIC8	名称	描述
1	1	VCC	控制电路电源供电。
2	2	FB	调节器反馈。
3,4	3,4	SOURCE	内部功率MOSFET源极。VCC和FB引脚的接地参考。
5	7	DRAIN	内部功率MOSFET漏极。高压电流源输入。
	5,6,8	N/C	无连接。

功能框图

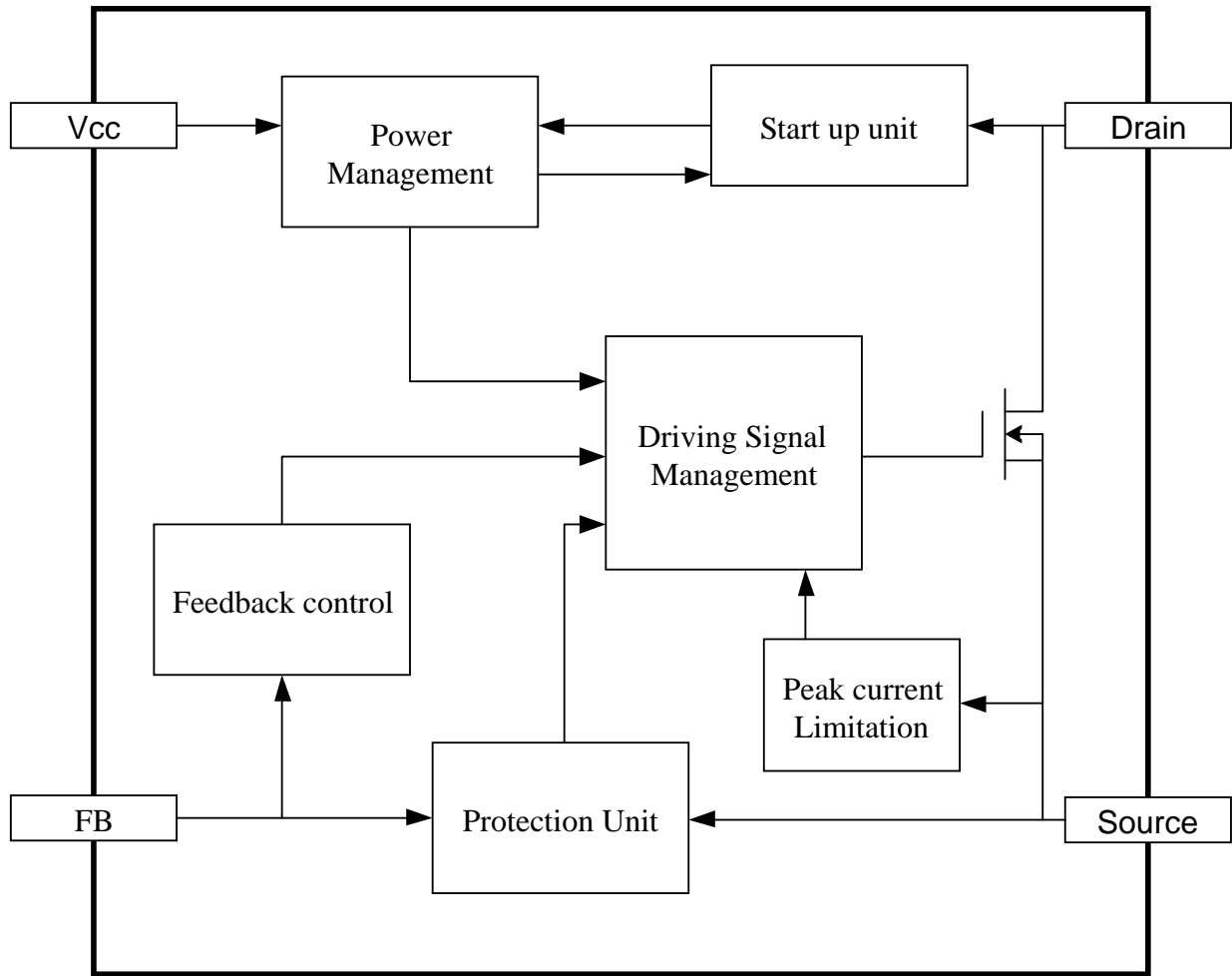


图 1：功能框图

运行原理

MP150是一款绿色节能型调节器。当负载减轻时，峰值电流和开关频率均会随之降低。这种特性使其在轻载时能达到极高的效率，从而有效地提升电路的平均效率。典型应用图所示，MP150仅需极少的外部元器件。更多其他特性，请见以下章节。

启动和欠压锁定

内部高压电流源实现自供电功能，它从漏极引脚给 IC 供电。当 VCC 电压达到 5.6V 时，IC 开启开关且内部高压电流源关闭。当 VCC 电压降至 5.3V 以下时，内部高压电流源开启给外部 VCC 电容充电。使用几 μF 的小电容来稳定 VCC 电压，从而降低电容成本。

当 VCC 电压降至 3.4V 以下时，IC 停止开关动作，然后内部高压电流源给 VCC 电容器充电。

在故障情况下，如过载保护、短路保护和过温保护时，IC 停止开关动作且有一个内部电流源（16 μA ）给 VCC 电容器放电。直到 VCC 电压降至 2.4V 以下，内部高压电流源才会再次给 VCC 电容器充电。可使用以下公式估算出重启时间：

$$t_{\text{restart}} = C_{\text{VCC}} \times \frac{V_{\text{CC}} - 2.4\text{V}}{16\mu\text{A}} + C_{\text{VCC}} \times \frac{5.6\text{V} - 2.4\text{V}}{3.5\text{mA}}$$

图 2 为 VCC 欠压锁定保护时的典型波形图。

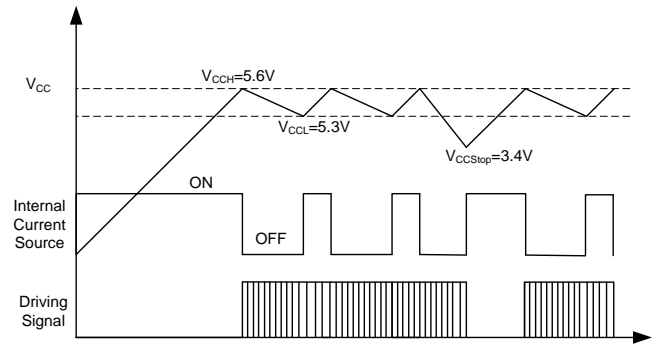


图 2: VCC 欠压锁定

恒压工作

当 MP150 用于 Buck 方案中时，相当于一个全集成调节器，正如第一页典型应用中所示。

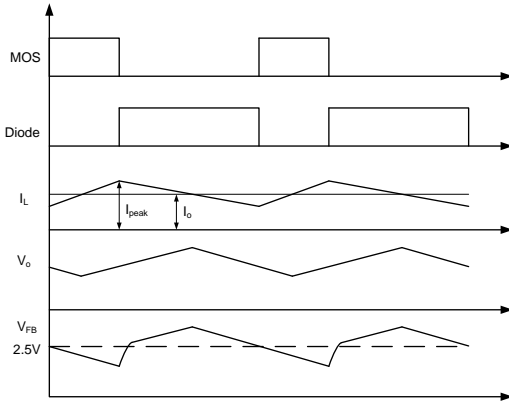
在每个周期初始时刻，反馈电压下降到 2.5V 基准电压以下，表明输出电压不足，集成 MOSFET 导通。峰值电流限值决定了开启（ON）时间。到达开启（ON）时间后，集成 MOSFET 关闭。

当续流二极管（D1）导通时，采样电容器（C3）的电压被充电至输出电压值。

这样，采样电容器电压随输出电压的变化而变化。采样电容器可以采样并保持输出电压用以调节输出电压。电感器电流低于输出电流后，采样电容器电压降低。

当反馈电压低于基准电压（2.5 V）时，开始一个新的开关周期。

图 3 显示了 CCM 下的详细工作时序图。


 图 1: V_{FB} vs V_{OUT}

根据以下公式计算采样电容器调节的输出电压值:

$$V_o = 2.5V \times \frac{R1+R2}{R2}$$

频率折叠

在轻载或空载的情况下，输出电压下降非常缓慢，这样 MOSFET 开启的间隔时间加长，即频率会随着负载的减小而降低。所以 MP150 在轻载时可以通过自动减少开关频率来维持高效率。

开关频率计算公式为:

$$f_s = \frac{(V_{in} - V_o)}{2L(I_{peak} - I_o)} \cdot \frac{V_o}{V_{in}}, \text{ 用于 CCM}$$

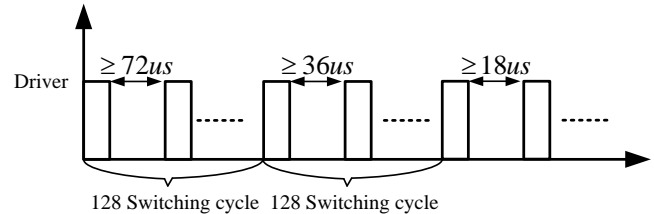
$$f_s = \frac{2(V_{in} - V_o)}{LI_{peak}^2} \cdot \frac{I_o V_o}{V_{in}}, \text{ 用于 DCM}$$

同时，随着关断（OFF）时间的增加，峰值电流限值也从 290mA 逐步下降。在待机模式下，频率和峰值电流都降低到最小值，以便使用较小的假负载。因此，峰值电流调节有助于减少空载损耗。可以通过以下公式计算峰值电流，其中 τ_{off} 指 MOSFET 的关断时间:

$$I_{Peak} = 290mA - (1mA/\mu s) \times (\tau_{off} - 18\mu s)$$

最小关断时间限制

MP150 具有最小关断时间限制。正常工作情况下，最小关断时间限制为 18 μ s；启动时，最小关断时间限制从 72 μ s 逐步缩短至 36 μ s 再至 18 μ s（见图 4）。每个最小关断时间均有 128 个开关周期。此软启动功能可保证安全启动。


 图 4: 启动时的 t_{minoff}

EA 补偿

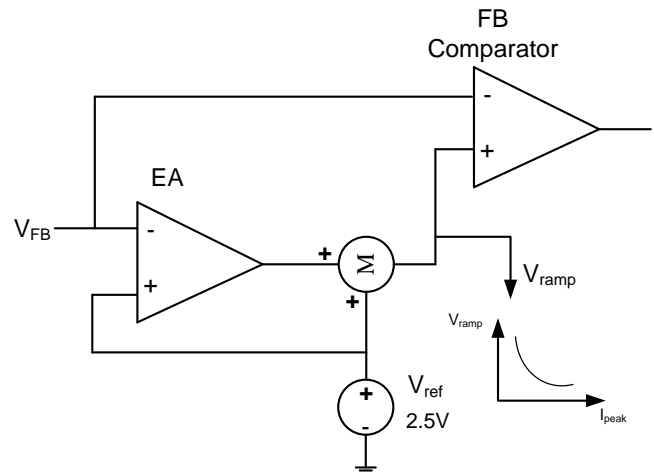


图 5: EA 和斜坡补偿

MP150 具有基于误差放大器（EA）的补偿功能以提高负载调整率（图 5）。在 MOSFET 关断 6 μ s 后，MP150 对反馈电压进行采样，并对 2.5V 电压基准进行调节，从而提升输出调整率。

斜坡补偿

MP150 采用内部斜坡补偿电路来精确维持输出电压。如图 5 所示，额外的指数变化的电压信号被施加在反馈比较器的基准电压上，它用来降低反馈比较器的基准电压。

斜坡补偿随着负载条件变化：在满载条件下，补偿大约为 1mV/ μ s，随着负载的减小，补偿电压呈指数增长。

过载保护 (OLP)

随着负载的加重，峰值电流和开关频率也会随之提高。当开关频率和峰值电流达到最大极限时，如果负载仍持续增加，输出电压将开始下降。FB 电压则会降至 OLP 阈值以下。

通过持续监测 FB 电压，当 FB 电压降至故障标志阈值 1.7V 以下时，定时器启动。如果计时器达到 170ms ($f_a = 37\text{kHz}$)，则会触发过载保护

(OLP)。

过载保护延迟时间可以避免电源启动或负载转换时误触发过载保护 (OLP)。因此，电源启动应小于 170ms ($f_s = 28\text{kHz}$)。不同的开关频率 (f_s) 会产生不同的过载保护延迟时间，OLP 延迟时间按以下公式计算：

$$\tau_{\text{Delay}} \approx 170\text{ms} \times \frac{37\text{kHz}}{f_s}$$

短路保护 (SCP)

当峰值电流上升至短路保护阈值 450mA 以上时，MP150 关断电源。一旦故障解除，电源恢复正常工作。

热保护 (TSD)

为防止任何过热引起的损坏，当内部温度超过 150°C 时，MP150 停止开关操作。热保护 (TSD) 期间，VCC 电容器放电至 2.4V，然后内部高压调节器重新充电 VCC。

开环检测

如果 V_{FB} 降至低于 60mV，IC 将停止工作并重启。在软启动过程中，开环检测被屏蔽 128 个开关周期。

前沿消隐

IC 内的电流检测电阻器与电流比较器输入之间内部前沿消隐 (LEB) 模块避免了由于寄生电容所引起的开关提前终止。在消隐时间内，电流比较器被屏蔽，不能关闭外部 MOSFET。图 6 显示了前沿消隐的工作机制。

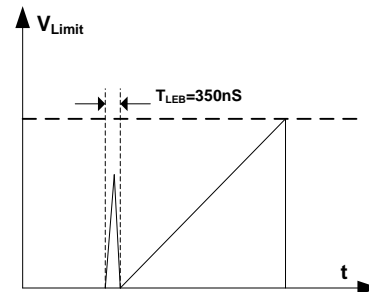


图 6：前沿消隐

应用信息

表 1. 使用 MP150 的常见拓扑结构

拓扑	电路原理图	特性
高端 降压		<ol style="list-style-type: none"> 1. 非隔离式 2. 正电压输出 3. 低成本 4. 直接反馈
高端 升降压		<ol style="list-style-type: none"> 1. 非隔离式 2. 负电压输出 3. 低成本 4. 直接反馈
升压		<ol style="list-style-type: none"> 1. 非隔离式 2. 正电压输出 3. 低成本 4. 直接反馈
反激		<ol style="list-style-type: none"> 1. 隔离式 2. 正电压输出 3. 低成本 4. 间接反馈

拓扑选项

MP150 可用于常见的拓扑结构，如降压、升降压、升压和反激。更多信息，请见表 1。

部件选择

输入电容器

输入电容器为转换器提供直流输入电压。图 7 显示了典型半波整流器直流总线电压波形图。

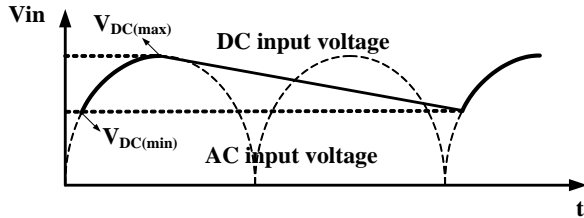


图 7: 输入电压波形图

通常，全电压输入条件下，半波整流器需要一个 3uF/W 额定值的输入电容器。当使用全波整流器时，需选择一个小的输入电容器，但最小直流电压不得低于 70V，以免触发过温保护。

电感器

MP150 具有最小关断时间限制，决定了最大输出功率。最大输出功率随着电感量的增加而增大。使用一个电感量非常小的电感器可能会造成满载时故障，但使用较大的电感器也意味着更高的 OLP 负载。故在能够提供额定功率输出的条件下，建议选择具有较小电感量的电感器。最大输出功率可根据以下公式估算出：

$$P_{o\max} = V_o (I_{\text{peak}} - \frac{V_o \tau_{\text{minoff}}}{2L}), \text{ 用于 CCM}$$

$$P_{o\max} = \frac{1}{2} L I_{\text{peak}}^2 \cdot \frac{1}{\tau_{\text{minoff}}}, \text{ 用于 DCM}$$

应考虑到转换器的参数-例如峰值电流限和最小关断时间-估计出最大输出功率的最小电感功率 (P_{\min})，然后选择 P_{\min} 值超过额定功率的电感器。

以输出电压 5V 和 12V 为例，其中图 8 示例显示了 5V 输出的 P_{\min} 曲线，图 9 显示了 12V 输出的 P_{\min} 曲线 ($I_{\text{peak}}=0.29\text{A}$, $\tau_{\text{minoff}}=18\mu\text{s}$)。

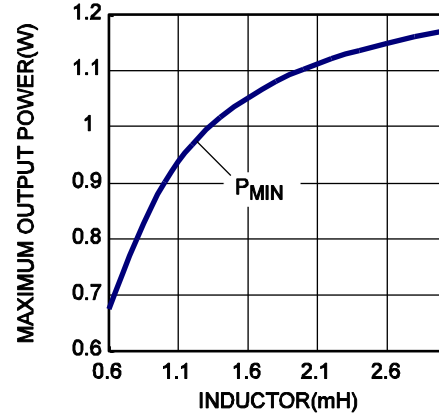


图 8: 5V 时 P_{\min} vs. L

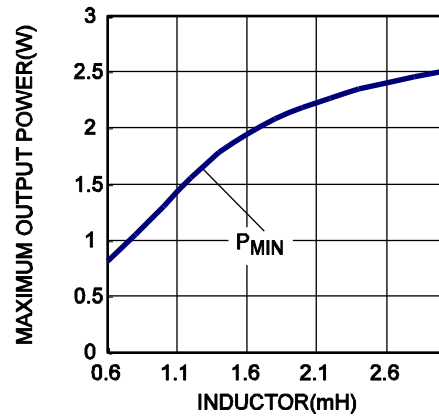


图 9: 12V 时 P_{\min} vs. L

对于一个 0.5W 输出转换器 (5V, 0.1A)，基于图 8 估算得出的最小电感值约为 0.6mH。同样，对于 1.2W 输出转换器 (12V, 0.1A)，基于图 9 估算出其最小电感值约为 0.9mH。

为降低成本，可使用不低于计算值的市售标准电感器。

续流二极管

选择二极管时，其最大反向电压额定值应超过最大输入电压值，并且其额定电流值应超过输出电流值。

续流二极管的反向恢复会影响效率和电路工作，所以请使用超快恢复二极管，如用于 DCM 时选 EGC10JH，而用于 CCM 时选择 UGC10JH。

输出电容器

输出电容器用来维持直流输出电压。估算输出电压纹波的公式为：

$$V_{\text{CCM_ripple}} = \frac{\Delta i}{8f_s C_o} + \Delta i \cdot R_{\text{ESR}}, \text{ 用于 CCM}$$

$$V_{\text{DCM_ripple}} = \frac{I_o}{f_s C_o} \cdot \left(\frac{I_{\text{pk}} - I_o}{I_{\text{pk}}} \right)^2 + I_{\text{pk}} \cdot R_{\text{ESR}}, \text{ 用于 DCM}$$

建议采用陶瓷、钽或低 ESR 电解电容器，以降低输出电压纹波。

反馈电阻

分压电阻决定了输出电压的大小。应选择合适的 R1 和 R2 值以使 V_{FB} 保持在 2.5V。应避免 R2 值过大（R2 通常为 5kΩ 到 10kΩ）。

反馈电容器

反馈电容器提供输出电压的采样和保持功能。容量太小会导致在轻载下负载调整率变差，容量太大会影响电路正常工作。请使用以下公式估算出电容范围：

$$\frac{1}{2} \frac{V_o}{R_1 + R_2} \cdot \frac{C_o}{I_o} \leq C_{\text{FB}} \leq \frac{V_o}{R_1 + R_2} \cdot \frac{C_o}{I_o}$$

根据实际情况选择合适的电容值。

假负载

需要一个假负载来保证负载调整率。这样就能保证有足够的电感能量给采样保持电容充电，以便能正确检测输出电压。以 3mA 的假负载开始，可根据需要进行调整。

浪涌性能

应选择合适的输入电容器，以获得良好的防浪涌能力。图 10 所示为半波整流器。表 2 显示了正常条件下不同浪涌电压所需的电容值。

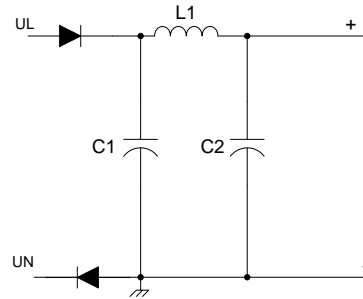


图 10: 半波整流器

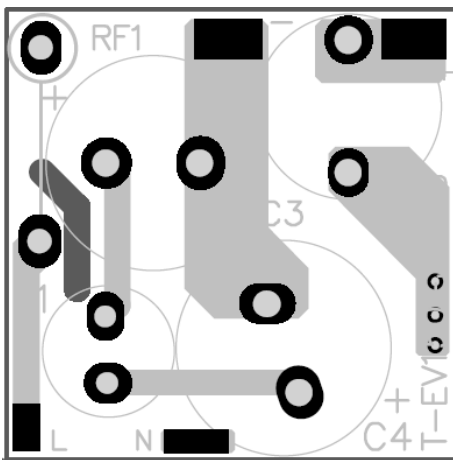
表 2: 建议电容值

浪涌电压	500V	1000V	2000V
C1	1μF	10μF	22μF
C2	1μF	4.7μF	10μF

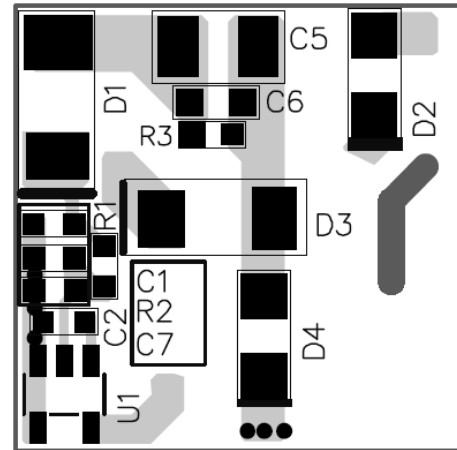
布局指南

PCB 布局对于运行的稳定性，良好的 EMI 性能和散热性能至关重要。为获得最佳效果，请遵循以下建议。

- 1) 输入电容器、IC、续流二极管、电感器和输出电容器组成的回路包围的面积应控制到最小。
- 2) 功率电感器放置在远离输入滤波器的位置。
- 3) 在 FB 引脚和源极引脚之间，靠近 IC 放置一个几百 pF 的电容器。
- 4) 将漏极引脚连接至散热焊盘或大面积铺铜，以提高散热性能。



顶层



底层

设计实例

以下为符合应用指南规格的设计实例：

表 3：设计实例

V_{IN}	85 至 265Vac
V_{OUT}	5V
I_{OUT}	200mA

图 12 显示了详细的应用原理图。典型性能特征和波形图已在典型性能特性章节中显示。更多详细应用信息，请参考相关评估板规格书。

典型应用电路

图 11 为采用了 MP150 的 5V, 200mA 非隔离式电源的典型应用示例。

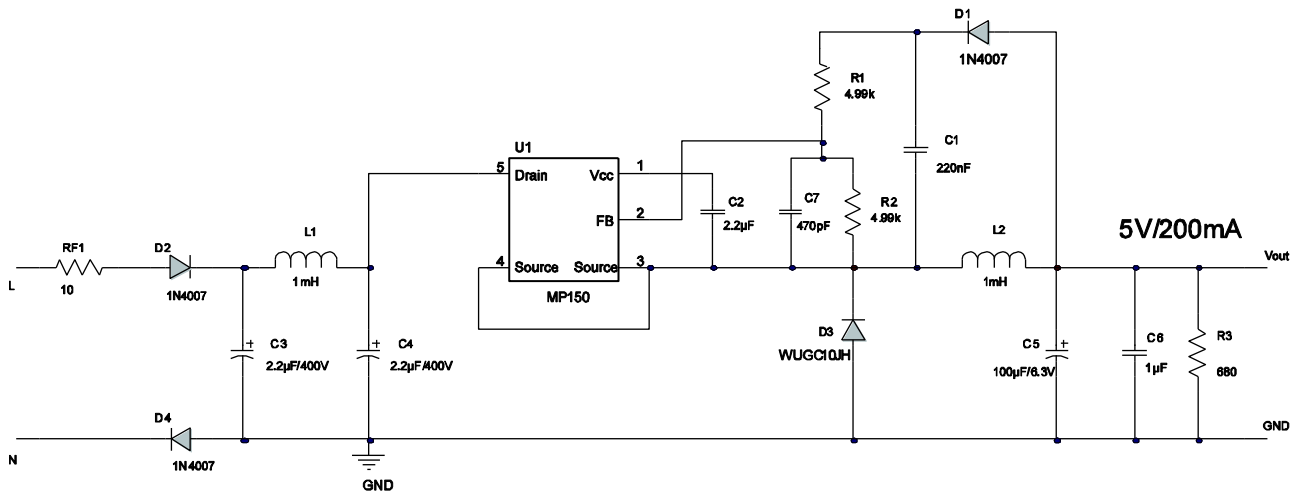
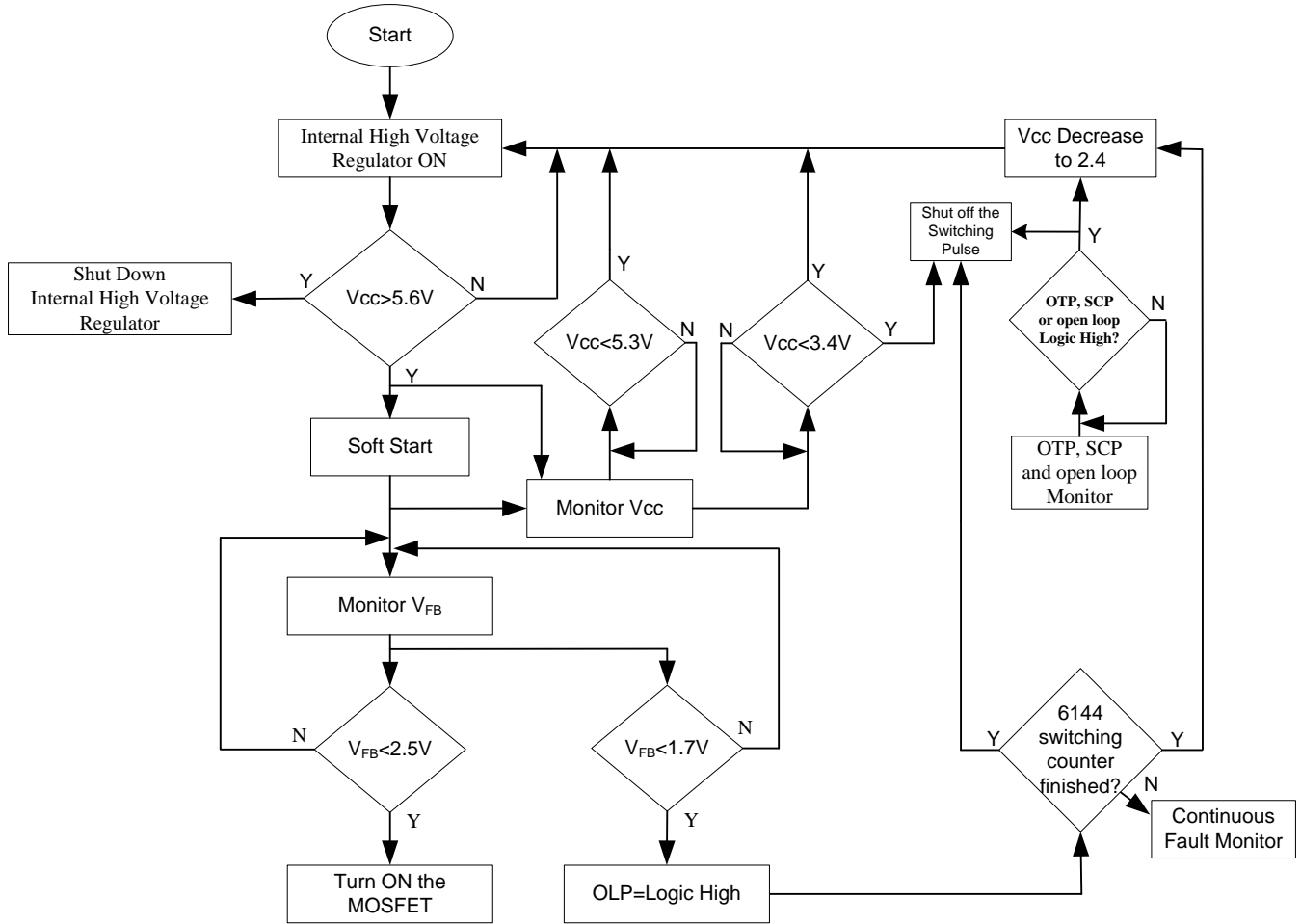


图 11: 典型应用示例; 5V, 200mA

流程图



UVLO, OTP, SCP, OLP and Open Loop Protection are auto restart

图 12: 控制流程图

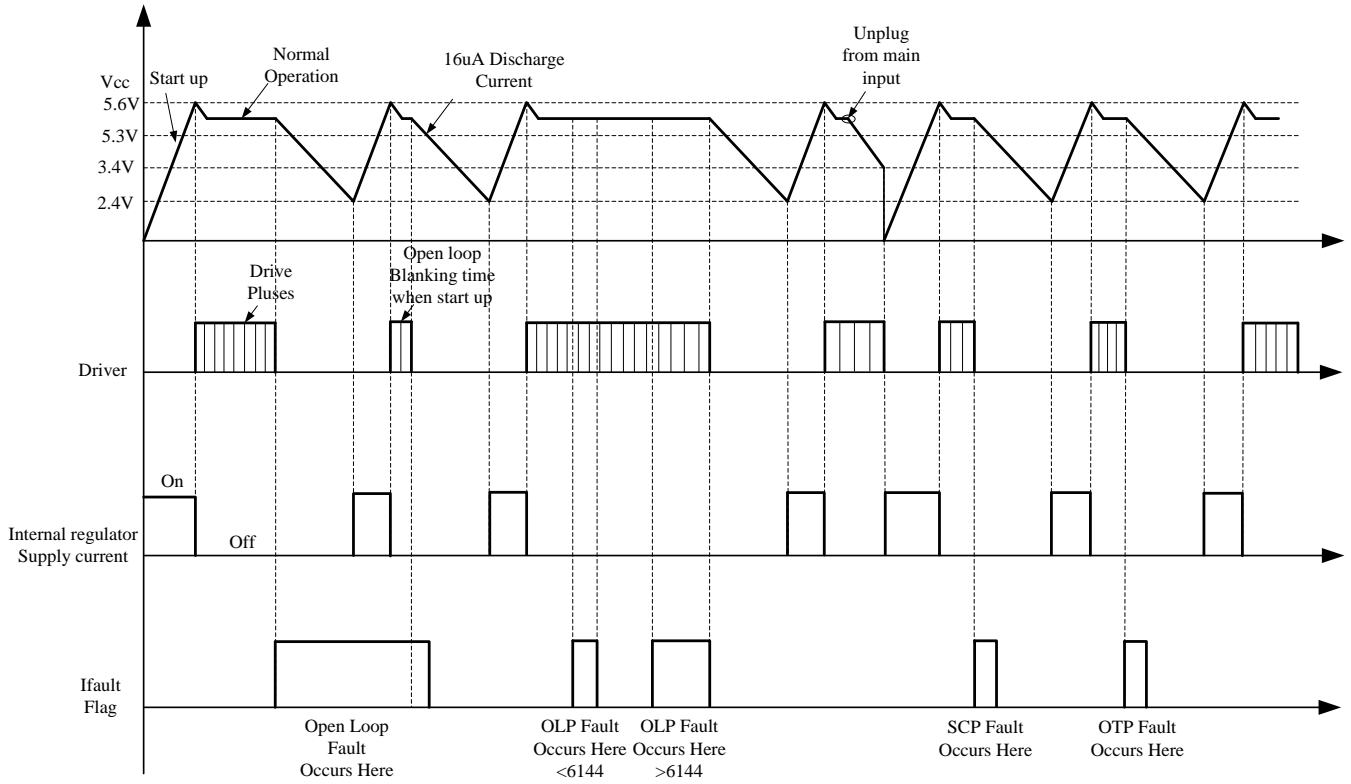
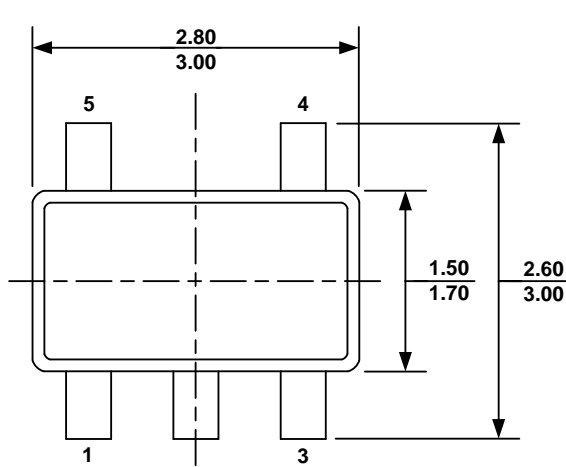


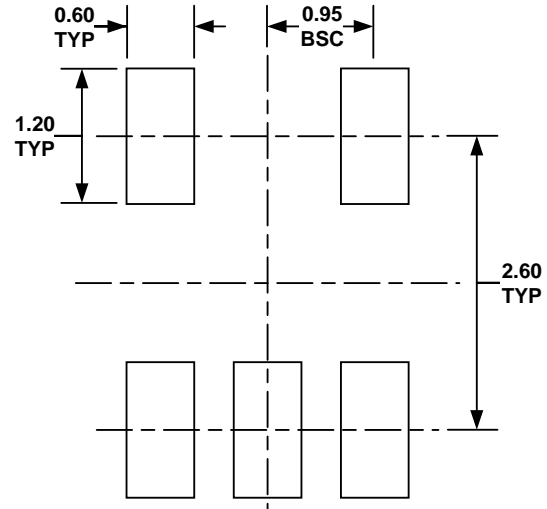
图 13: 故障下的信号演变图

封装信息

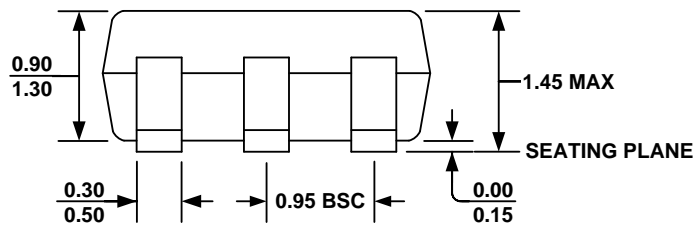
TSOT23-5



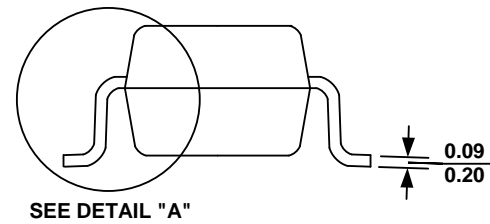
TOP VIEW



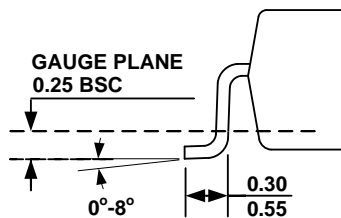
RECOMMENDED LAND PATTERN



FRONT VIEW



SIDE VIEW



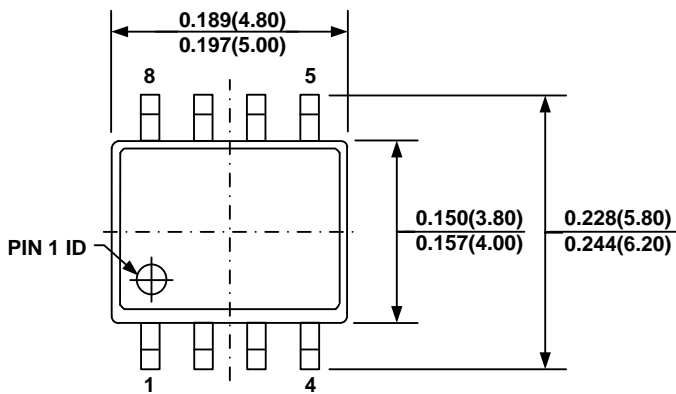
DETAIL "A"

NOTE:

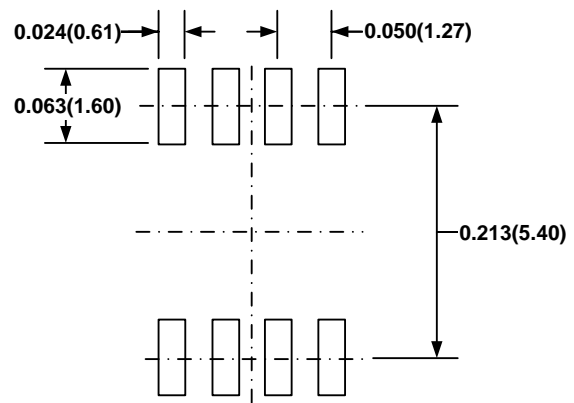
- 1) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- 2) PACKAGE LENGTH DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSION OR GATE BURR.
- 3) PACKAGE WIDTH DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION.
- 4) LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.10 MILLIMETERS MAX.
- 5) DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO-178, VARIATION AA.
- 6) DRAWING IS NOT TO SCALE.

封装信息

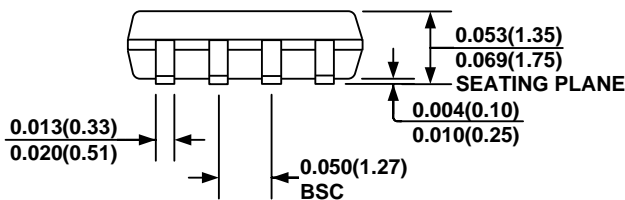
SOIC8



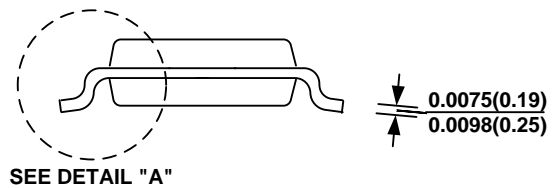
TOP VIEW



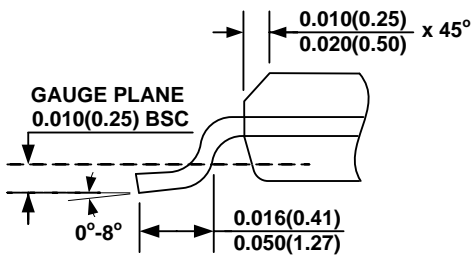
RECOMMENDED LAND PATTERN



FRONT VIEW



SIDE VIEW



DETAIL "A"

NOTE:

- 1) CONTROL DIMENSION IS IN INCHES. DIMENSION IN BRACKET IS IN MILLIMETERS.
- 2) PACKAGE LENGTH DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.
- 3) PACKAGE WIDTH DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.
- 4) LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.004" INCHES MAX.
- 5) DRAWING CONFORMS TO JEDEC MS-012, VARIATION AA.
- 6) DRAWING IS NOT TO SCALE.

注：本文中信息如有变更，不另通知。当前所用规格，请联系 MPS。用户应确保其对 MPS 产品的具体应用不侵犯他人知识产权，MPS 不对此类应用承担任何法律责任。