

### 描述

MP2457 是一款集成了高低端功率 MOSFET 的高频降压开关稳压器。MP2457 采用电流控制模式，环路响应快，能够提供高达 0.6A 的高效电流输出。

5V 至 36V 的宽输入电压范围适用于多种降压应用，同时关断模式下 0.6 $\mu$ A 的静态电流也使其适用于电池供电应用中。在低输入电压条件下，MP2457 进入高占空比和低压差模式。

通过在轻载条件下按比例缩小开关频率，以减少开关和栅极驱动损耗，MP2457 实现了宽负载范围内的高功率转换效率。

频率折叠有助于防止短路和启动时电感电流失控。过温保护确保了工作的稳定性和可靠性。

MP2457 采用高性价比 TSOT23-6 封装。

### 特性

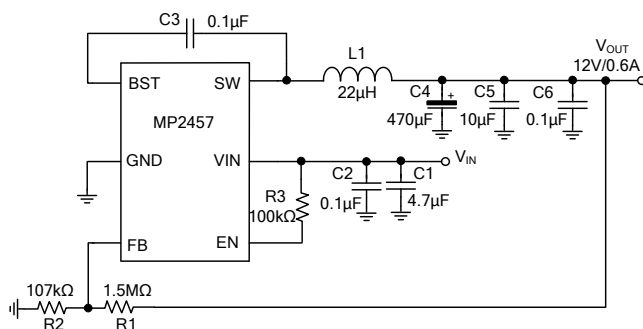
- 满足 0.1% 的输出电压纹波要求
- 低压差模式
- 65 $\mu$ A 工作静态电流
- 轻载模式
- 效率 > 90%
- 专用内部补偿
- 使用陶瓷/电解输出电容器时保持稳定
- 5V 至 36V 宽工作输入电压范围
- 400m $\Omega$ /200m $\Omega$  内部功率 MOSFETs
- 2MHz 固定开关频率
- 内部软启动(SS)
- 无需电流检测电阻的精确电流限
- 输出调节范围为 0.8V 至 0.95 $\cdot$ V<sub>IN</sub>
- 符合工业应用温度范围界限
- 采用 TSOT23-6 封装

### 应用

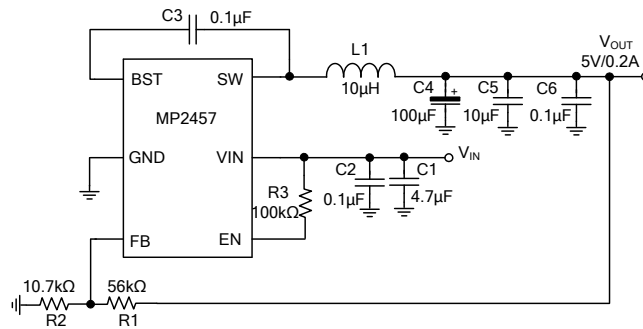
- 功率表
- 汽车后市场电子/汽车零件电子
- 多功能打印机 (MFP)
- 通用消费类电子

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



12V 输出电压应用，0.6A 负载



5V 输出电压应用，0.2A 负载

## 订购信息

| 产品型号*    | 封装       | 顶标  |
|----------|----------|-----|
| MP2457GJ | TSOT23-6 | 见下文 |

\* 对于编带和卷盘，请添加后缀 -Z（例如 MP2457GJ-Z）

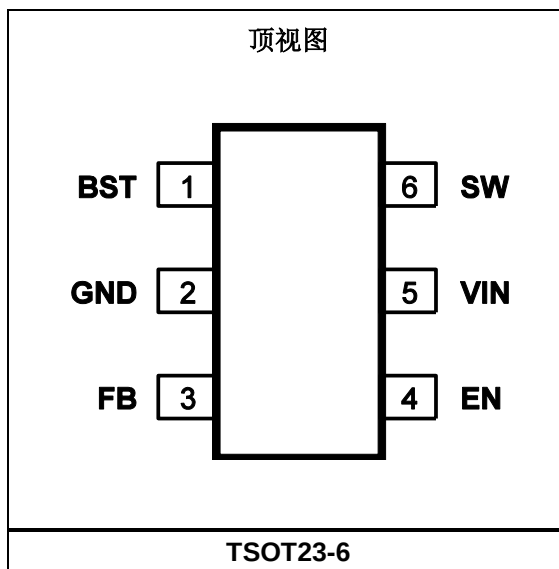
## 顶标

|AQZY

AQZ: MP2457GJ 产品代码

Y: 年份代码

## 参考封装



**绝对最大额定值<sup>(1)</sup>**

|                                                  |                             |
|--------------------------------------------------|-----------------------------|
| 供电电压 ( $V_{IN}$ )                                | -0.3V 至 +40V                |
| 开关电压 ( $V_{SW}$ )                                | -0.3V 至 ( $V_{IN} + 0.3V$ ) |
| BST 至 SW                                         | -0.3 至 +6.0V                |
| 所有其他引脚                                           | -0.3V 至 +6.0V               |
| 连续功耗 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) <sup>(2)</sup> | 1.25W                       |
| 结温                                               | 150°C                       |
| 焊接温度                                             | 260°C                       |
| 存储温度                                             | -65°C 至 +150°C              |

**推荐工作条件**

|                    |                |
|--------------------|----------------|
| 供电电压 ( $V_{IN}$ )  | 5V 至 36V       |
| 输出电压 ( $V_{OUT}$ ) | 可调, 从 0.8V 开始  |
| 工作结温 ( $T_J$ )     | -40°C 至 +125°C |

**热阻<sup>(3)</sup>**

|          | $\theta_{JA}$ | $\theta_{JC}$ |
|----------|---------------|---------------|
| TSOT23-6 | 100           | 55 ... °C/W   |

**注:**

- 1) 超过这些限定值可能会损坏芯片。 $V_{IN}$  值应保证是在  $T_J = +25^\circ\text{C}$  条件下测量得出。
- 2) 最大允许功耗是最大结温  $T_J(\text{MAX})$ 、结温-环境热阻  $\theta_{JA}$  和环境温度  $T_A$  的函数。任何环境温度下允许的最大连续功耗由  $P_D(\text{MAX}) = (T_J(\text{MAX}) - T_A) / \theta_{JA}$  计算。超过最大允许功耗会使芯片温度过高, 导致稳压器进入热关断状态。内部热关断电路保护芯片免受永久性损坏。
- 3) 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  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{EN} = 2V$ ,  $T_J = -40^{\circ}C$  至  $+125^{\circ}C$  <sup>(4)</sup> 条件下测试得出。典型值在  $T_J = +25^{\circ}C$  条件下测量得出。

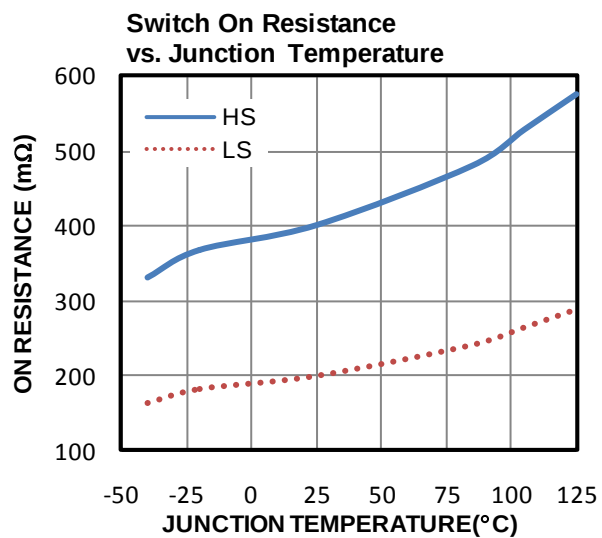
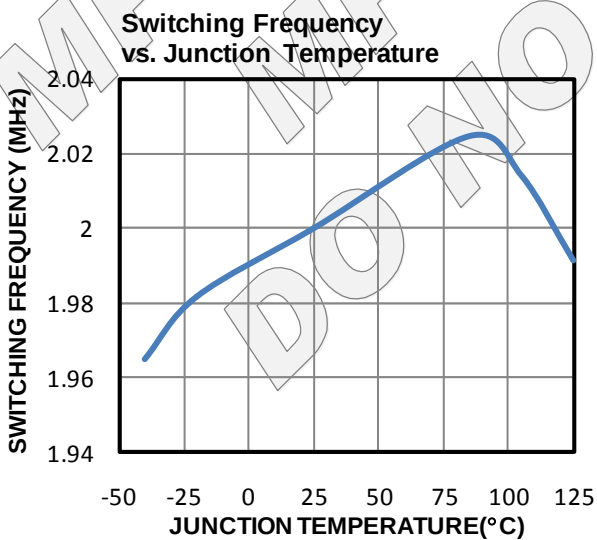
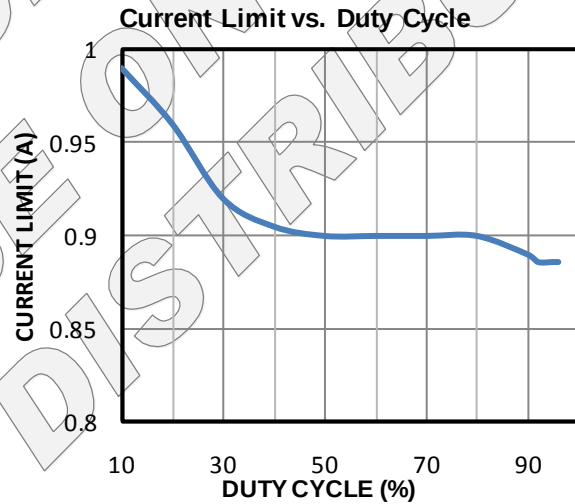
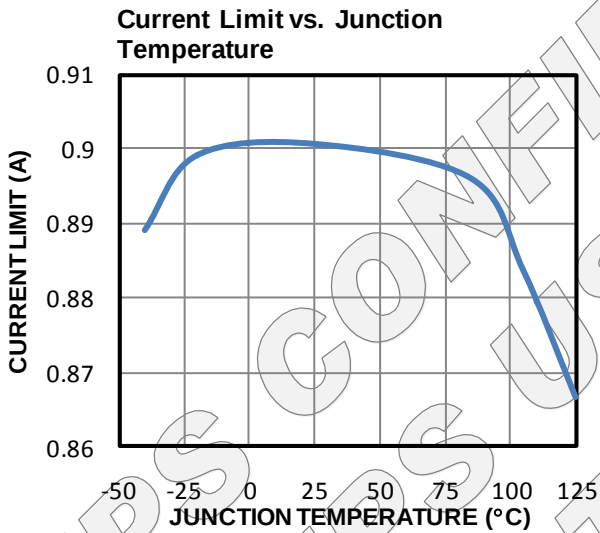
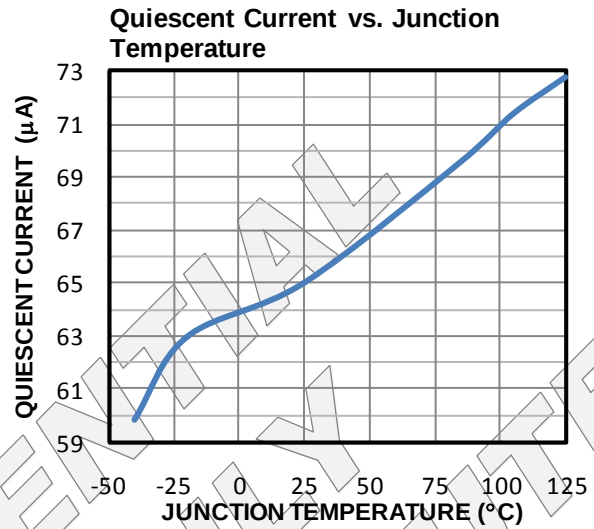
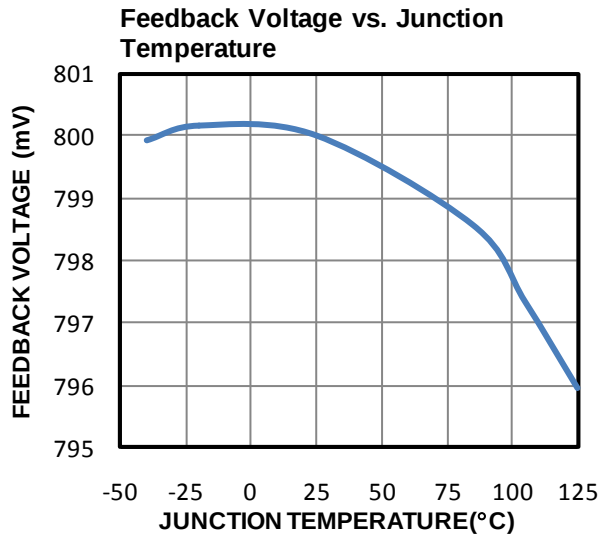
| 参数                    | 符号           | 条件                                     | 最小值   | 典型值  | 最大值   | 单位          |
|-----------------------|--------------|----------------------------------------|-------|------|-------|-------------|
| 反馈电压                  | $V_{FB}$     | $T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$ | 0.78  | 0.8  | 0.82  | V           |
|                       |              | $T_J = +25^{\circ}C$                   | 0.788 | 0.8  | 0.812 |             |
| 反馈偏置电流                |              |                                        |       |      | 0.1   | $\mu A$     |
| 高端开关管内阻               | $R_{ON\_HS}$ | $V_{BST} - V_{SW} = 5V$                |       | 400  | 800   | $m\Omega$   |
| 低端开关管内阻               | $R_{ON\_LS}$ |                                        |       | 200  | 400   | $m\Omega$   |
| 高端开关漏电流               |              | $V_{EN} = 0V$ , $V_{SW} = 0V$          |       |      | 1     | $\mu A$     |
| 低端开关漏电流               |              |                                        |       |      | 1     | $\mu A$     |
| 电流限值                  | $I_{LIM}$    |                                        | 0.7   | 0.9  | 1.1   | A           |
| $V_{IN}$ UVLO 上升阈值    |              |                                        | 4.35  | 4.6  | 4.85  | V           |
| $V_{IN}$ UVLO 下降阈值    |              |                                        | 3.65  | 3.9  | 4.15  | V           |
| $V_{IN}$ UVLO 迟滞      |              |                                        |       | 0.7  |       | V           |
| 软启动时间                 |              | $V_{FB}$ 从 10% 至 90%                   |       | 0.5  | 1     | ms          |
| 振荡器频率                 | $f_{SW}$     |                                        | 1.6   | 2    | 2.4   | MHz         |
| 最小开启时间 <sup>(5)</sup> | $t_{ON}$     |                                        |       | 100  |       | ns          |
| 关断供电电流                | $I_S$        | $V_{EN} < 0.3V$                        |       | 0.6  | 1.5   | $\mu A$     |
| 静态供电电流                | $I_Q$        | 空载, $V_{FB} = 0.83V$ , 无开关动作           |       | 65   | 80    | $\mu A$     |
| 过温保护 <sup>(5)</sup>   |              |                                        |       | 175  |       | $^{\circ}C$ |
| 过温保护迟滞 <sup>(5)</sup> |              |                                        |       | 30   |       | $^{\circ}C$ |
| 使能上升阈值                | $V_{IH}$     | 由低到高                                   | 1.62  | 1.8  | 1.98  | V           |
| 使能下降阈值                |              |                                        | 1.395 | 1.55 | 1.705 | V           |
| 使能阈值迟滞                |              |                                        |       | 250  |       | mV          |

注:

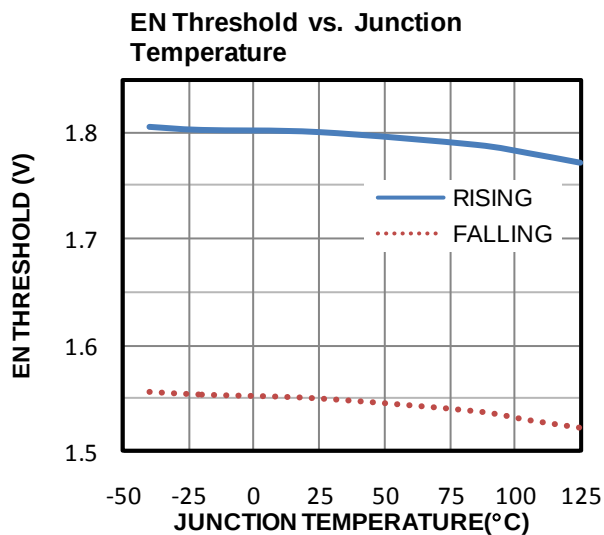
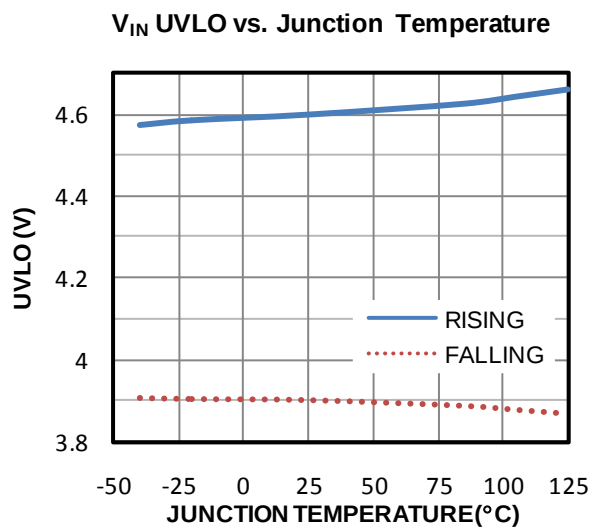
4) 未经生产批量检验，由全温相关性保证。

5) 未经生产批量检验，由实验测试特性推断得出。

## 典型特性

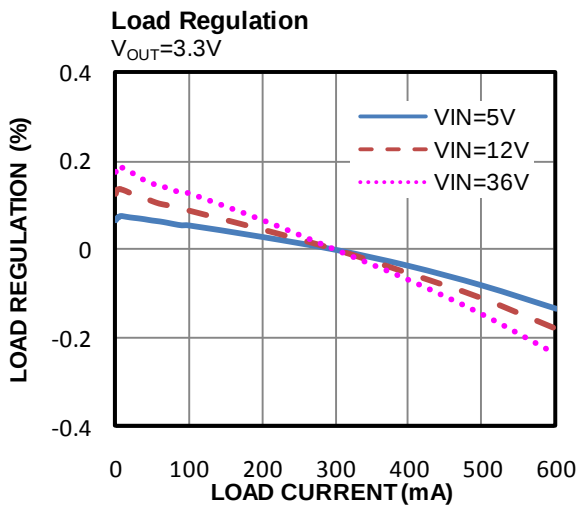
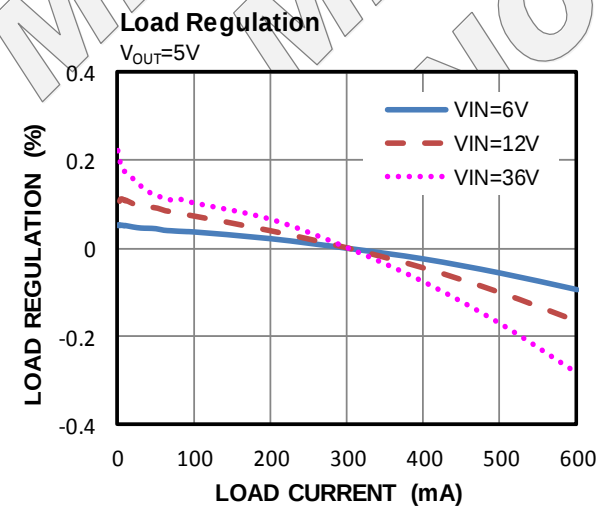
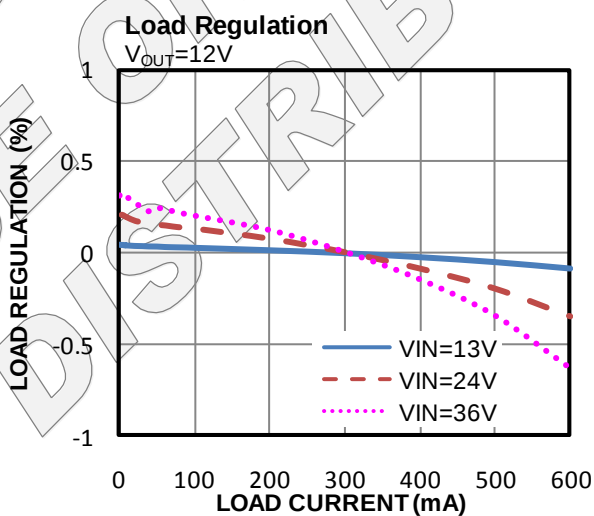
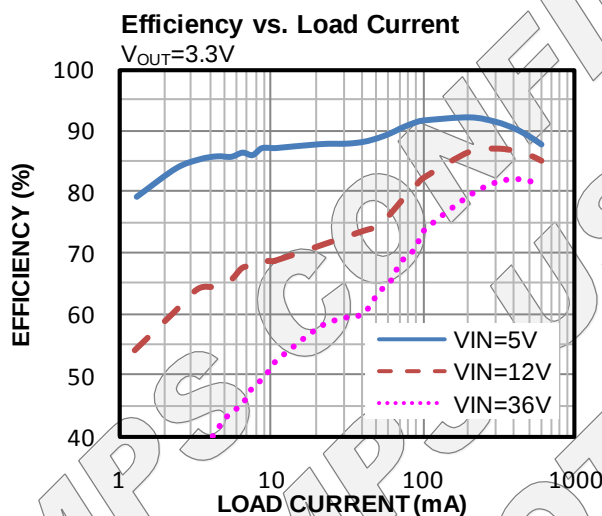
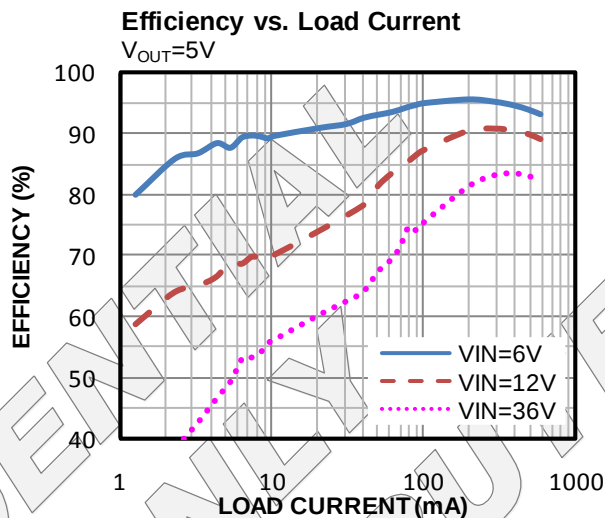
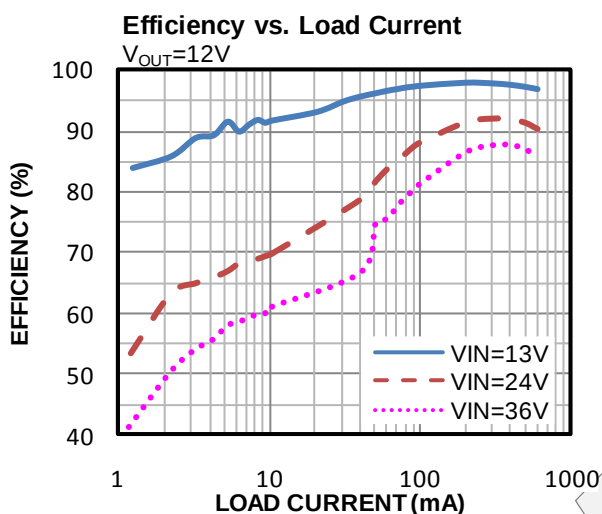


典型特性 (续表)



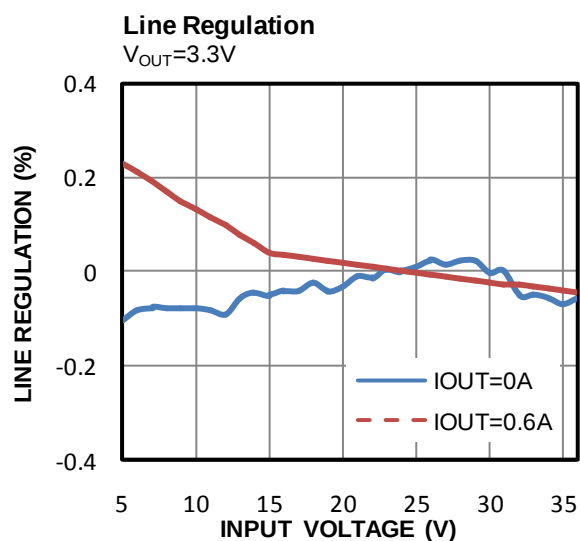
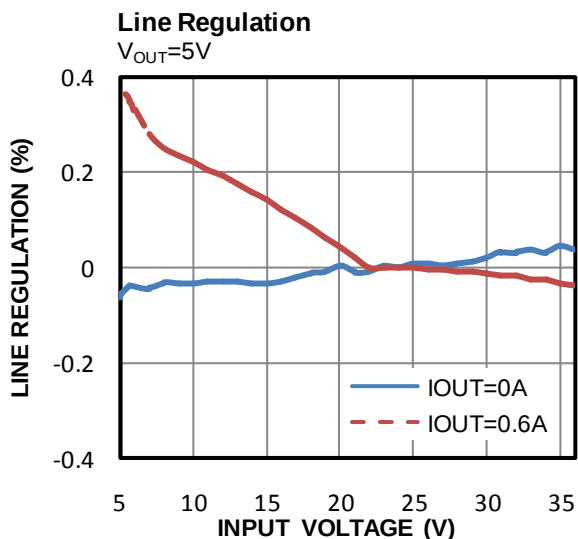
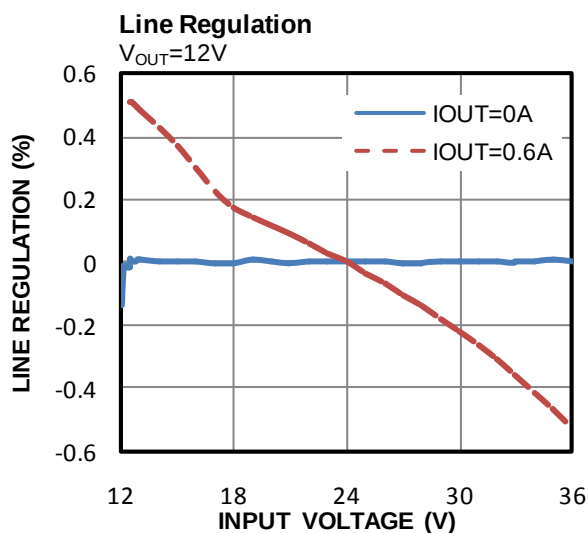
## 典型性能特性

除非另外说明,以下皆在  $V_{IN} = 24V$ ,  $V_{OUT} = 12V$ ,  $C1 = 4.7\mu F$ ,  $C5 = 10\mu F$ ,  $C4 = 470\mu F$ ,  $L1 = 22\mu H$ , 和  $T_A = +25^\circ C$  条件下测试得出。



## 典型性能特性 (续表)

除非另外说明,以下皆在  $V_{IN} = 24V$ ,  $V_{OUT} = 12V$ ,  $C1 = 4.7\mu F$ ,  $C5 = 10\mu F$ ,  $C4 = 470\mu F$ ,  $L1 = 22\mu H$ , 和  $T_A = +25^\circ C$  条件下测试得出。

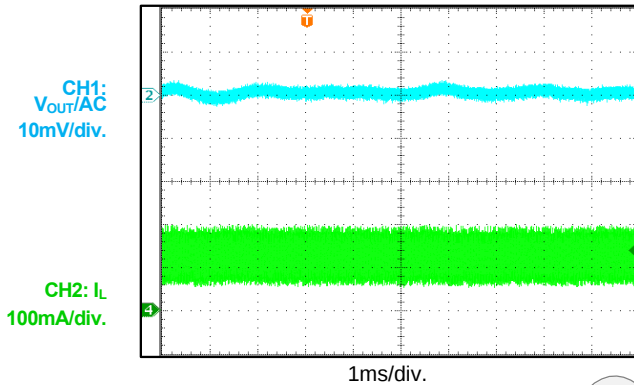


## 典型性能特性 (续表)

除非另外说明,以下皆在  $V_{IN} = 24V$ ,  $V_{OUT} = 12V$ ,  $C1 = 4.7\mu F$ ,  $C5 = 10\mu F$ ,  $C4 = 470\mu F$ ,  $L1 = 22\mu H$ , 和  $T_A = +25^\circ C$  条件下测试得出。

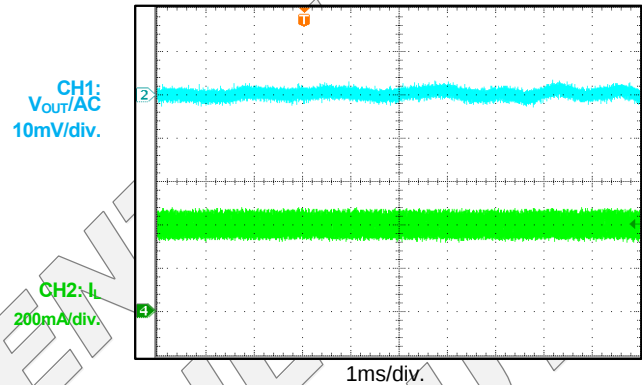
### Output Voltage Ripple

$I_{OUT} = 0.125A$



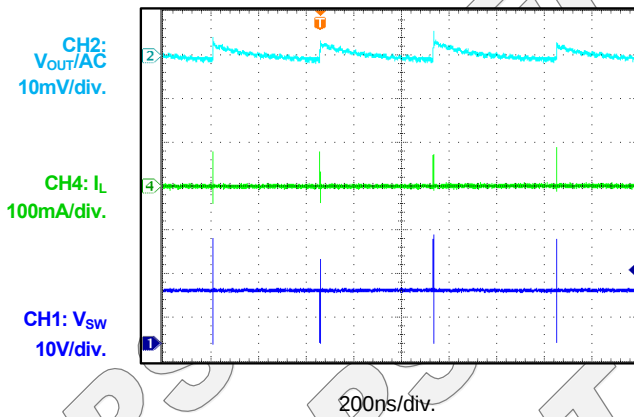
### Output Voltage Ripple

$I_{OUT} = 0.4A$



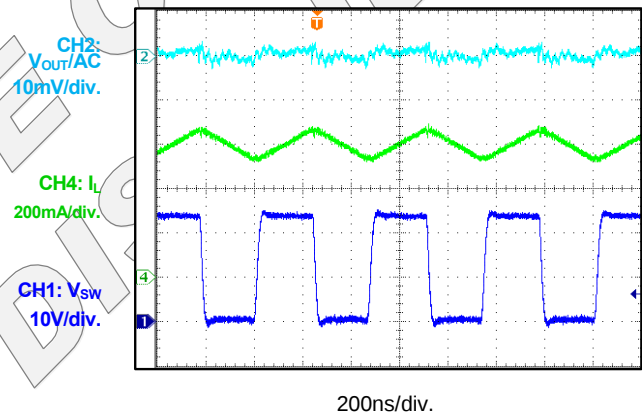
### Steady State

$I_{OUT} = 0A$



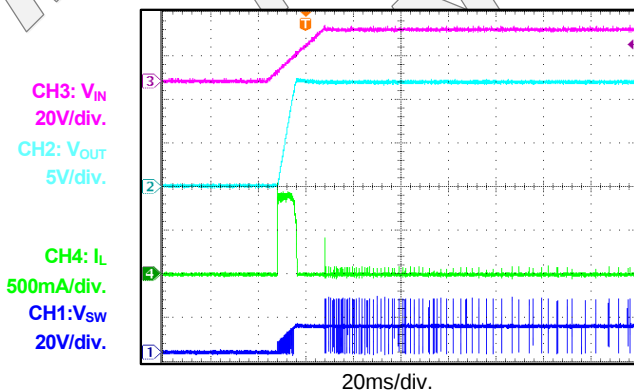
### Steady State

$I_{OUT} = 0.6A$



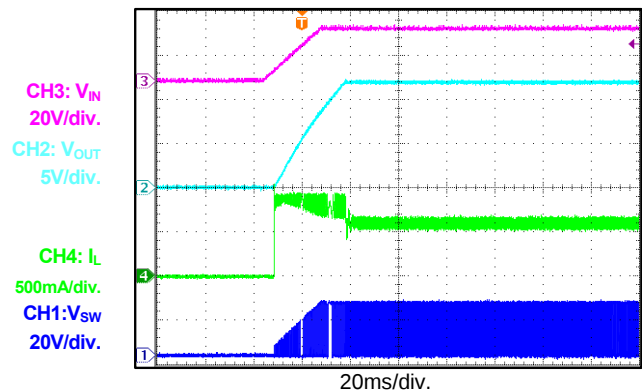
### Start-Up through $V_{IN}$

$I_{OUT} = 0A$



### Start-Up through $V_{IN}$

$I_{OUT} = 0.6A$



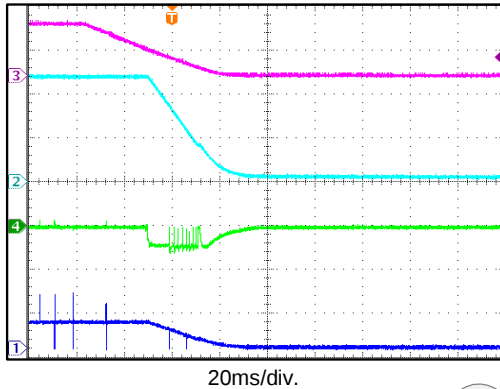
## 典型性能特性 (续表)

除非另外说明,以下皆在  $V_{IN} = 24V$ ,  $V_{OUT} = 12V$ ,  $C1 = 4.7\mu F$ ,  $C5 = 10\mu F$ ,  $C4 = 470\mu F$ ,  $L1 = 22\mu H$ , 和  $T_A = +25^\circ C$  条件下测试得出。

### Shutdown through $V_{IN}$

$I_{OUT} = 0A$

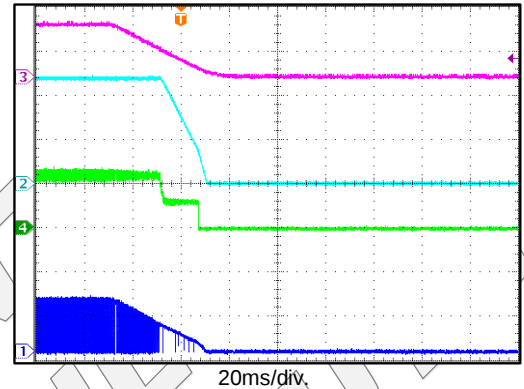
CH3:  $V_{IN}$   
20V/div.  
CH2:  $V_{OUT}$   
5V/div.  
CH4:  $I_L$   
500mA/div.  
CH1:  $V_{SW}$   
20V/div.



### Shutdown through $V_{IN}$

$I_{OUT} = 0.6A$

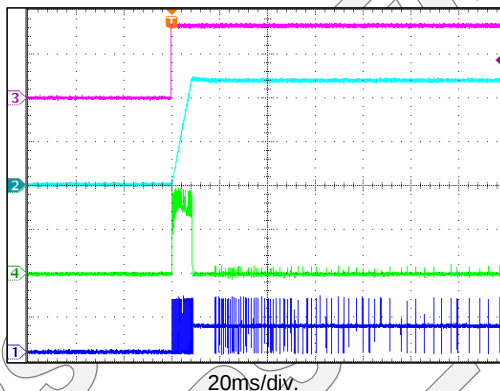
CH3:  $V_{IN}$   
20V/div.  
CH2:  $V_{OUT}$   
5V/div.  
CH4:  $I_L$   
500mA/div.  
CH1:  $V_{SW}$   
20V/div.



### Start-Up through EN

$I_{OUT} = 0A$

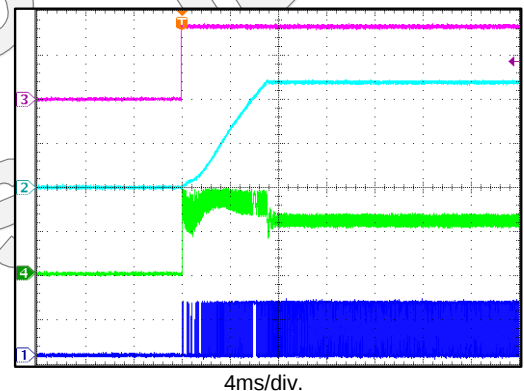
CH3:  $V_{IN}$   
2V/div.  
CH2:  $V_{OUT}$   
5V/div.  
CH4:  $I_L$   
500mA/div.  
CH1:  $V_{SW}$   
20V/div.



### Start-Up through EN

$I_{OUT} = 0.6A$

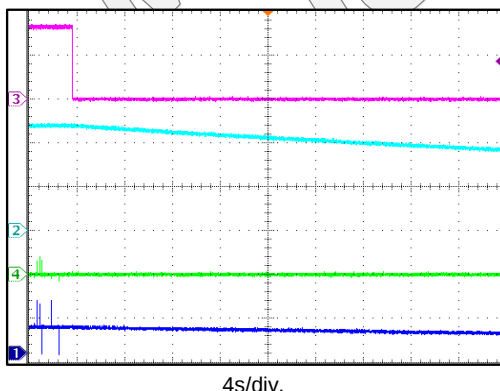
CH3:  $V_{IN}$   
2V/div.  
CH2:  $V_{OUT}$   
5V/div.  
CH4:  $I_L$   
500mA/div.  
CH1:  $V_{SW}$   
20V/div.



### Shutdown through EN

$I_{OUT} = 0A$

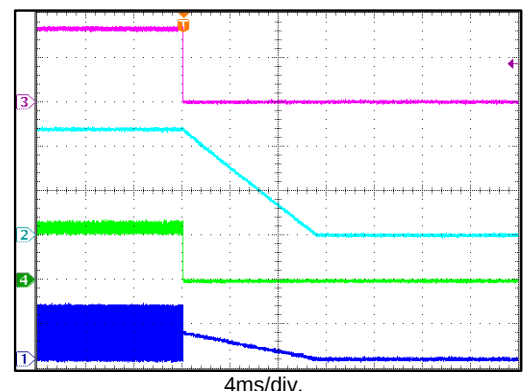
CH3:  $V_{EN}$   
2V/div.  
CH2:  $V_{OUT}$   
5V/div.  
CH4:  $I_L$   
500mA/div.  
CH1:  $V_{SW}$   
20V/div.



### Shutdown through EN

$I_{OUT} = 0.6A$

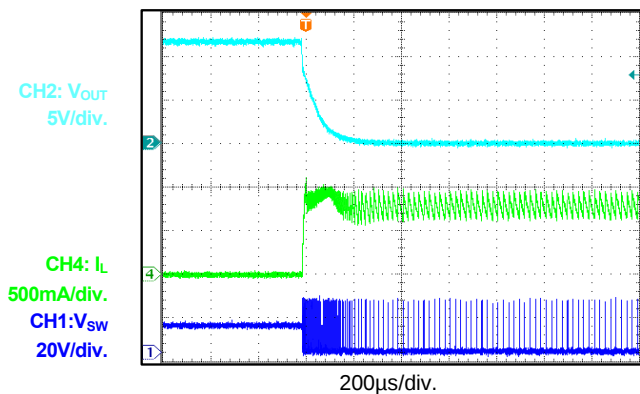
CH3:  $V_{EN}$   
2V/div.  
CH2:  $V_{OUT}$   
5V/div.  
CH4:  $I_L$   
500mA/div.  
CH1:  $V_{SW}$   
20V/div.



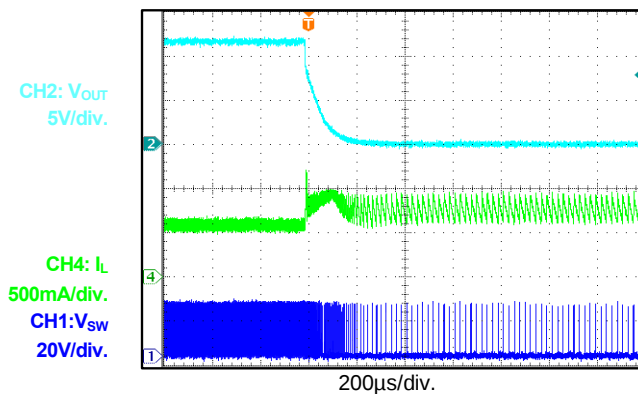
## 典型性能特性 (续表)

除非另外说明, 以下皆在  $V_{IN} = 24V$ ,  $V_{OUT} = 12V$ ,  $C1 = 4.7\mu F$ ,  $C5 = 10\mu F$ ,  $C4 = 470\mu F$ ,  $L1 = 22\mu H$ , 和  $T_A = +25^\circ C$  条件下测试得出。

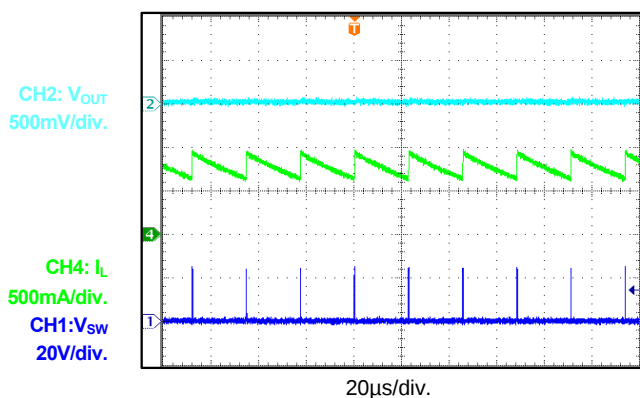
## SCP Entry

 $I_{OUT} = 0A$  to Short Circuit

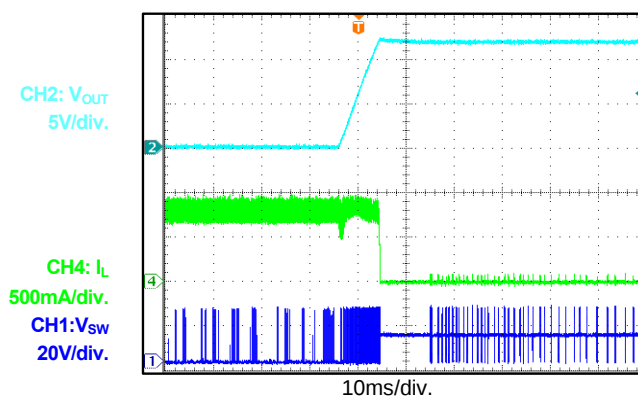
## SCP Entry

 $I_{OUT} = 0.6A$  to Short Circuit

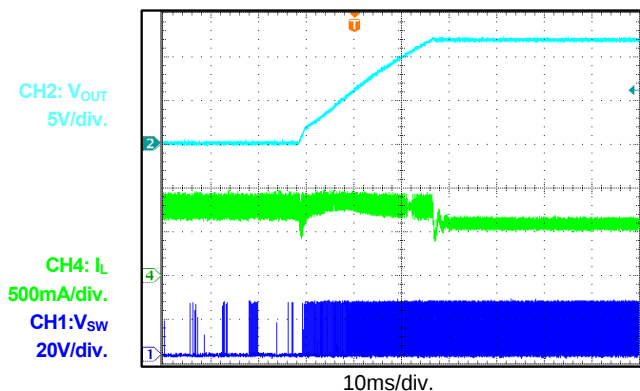
## SCP Steady State



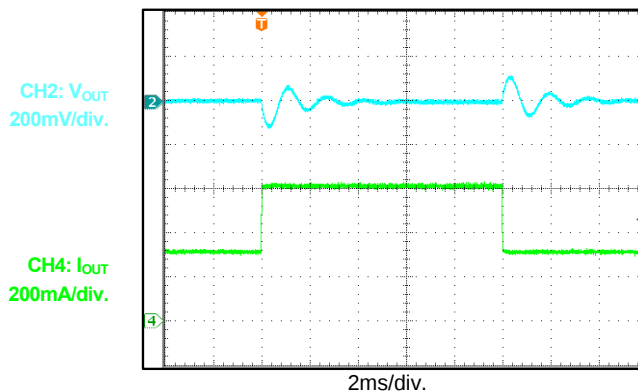
## SCP Recovery

Short Circuit to  $I_{OUT} = 0A$ 

## SCP Recovery

Short Circuit to  $I_{OUT} = 0.6A$ 

## Load Transient

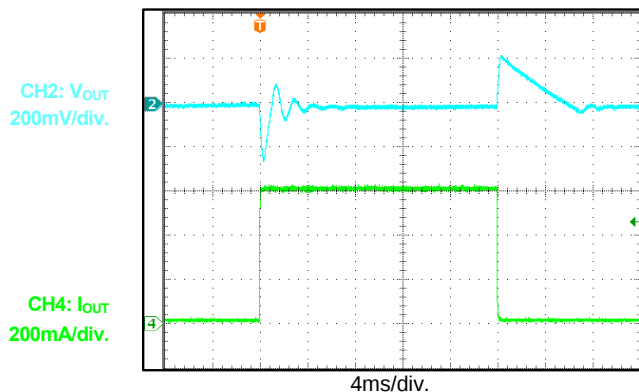
 $I_{OUT} = 0.3A \leftrightarrow 0.6A, 1.6A/\mu s$ 

## 典型性能特性 (续表)

除非另外说明, 以下皆在  $V_{IN} = 24V$ ,  $V_{OUT} = 12V$ ,  $C1 = 4.7\mu F$ ,  $C5 = 10\mu F$ ,  $C4 = 470\mu F$ ,  $L1 = 22\mu H$ , 和  $T_A = +25^\circ C$  条件下测试得出。

## Load Transient

$I_{OUT} = 10mA \leftrightarrow 0.6A, 1.6A/\mu s$



## PIN FUNCTIONS 引脚功能

| 引脚 # | 名称  | 描述                                                                    |
|------|-----|-----------------------------------------------------------------------|
| 1    | BST | 自举。给内部上管 MOSFET 驱动供电。连接一个电容在 BST 和 SW 之间。                             |
| 2    | GND | 接地。尽可能靠近接地引脚连接一个输出电容器，避免在高频电流开关线路附近铺设 GND。                            |
| 3    | FB  | 反馈。误差放大器的输入。将 FB 连接至输出和 GND 之间的外接电阻分压器处。将 FB 与内部 0.8V 参考电压相比较，设置调节电压。 |
| 4    | EN  | 使能输入。将 EN 引脚拉低至指定阈值下，关断芯片。将 EN 拉高至指定阈值以上启动芯片。浮空 EN 引脚关断芯片。            |
| 5    | VIN | 输入电源。VIN 给内部所有电路供电，包括 BST 调节器和上管开关驱动。为降低开关电压尖峰，需在靠近 VIN 引脚放置接地去耦电容。   |
| 6    | SW  | 开关节点。SW 为上管开关的输出。                                                     |

# 功能框图

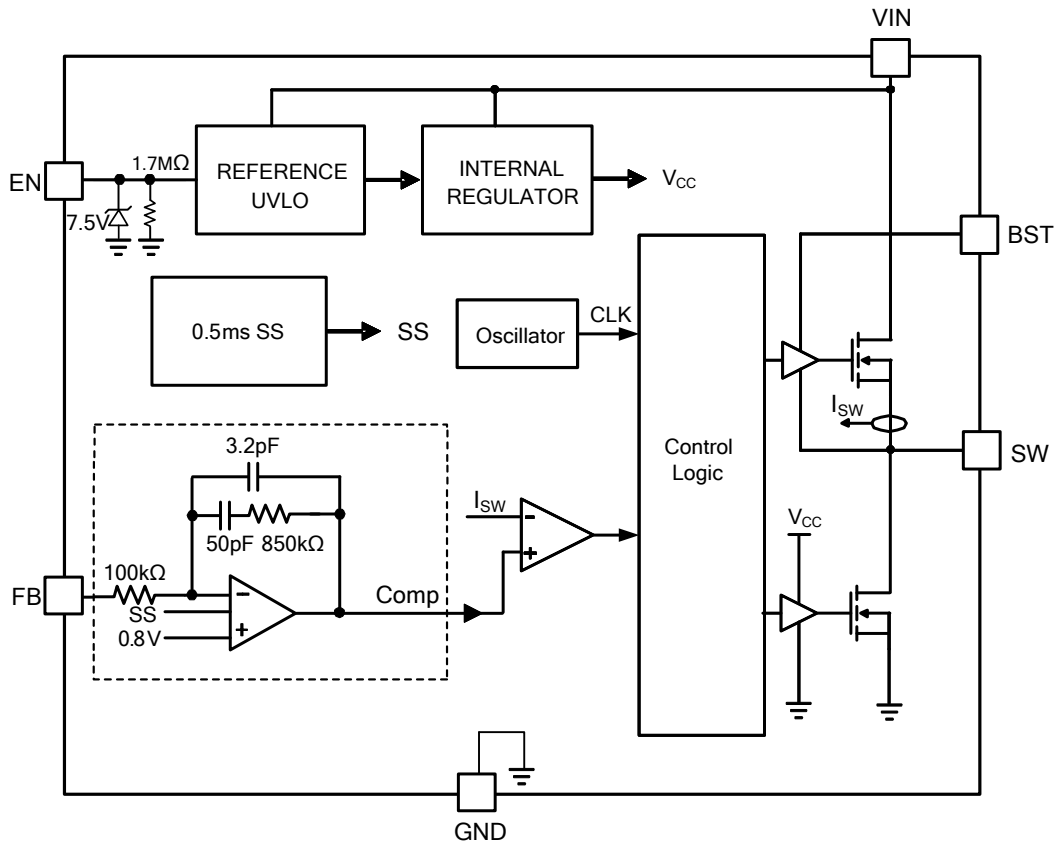


图 1: 功能框图

## 运行原理

MP2457 是一款集成了高低端功率 MOSFET 的 2MHz 同步降压开关稳压器。MP2457 采用电流模式控制，内部补偿，能够高效率提供高达 0.6A 的输出电流，并且具有宽输入电压范围、内部软启动控制和精确电流限的特性。其非常低的工作静态电流允许其使用在电池供电的应用中。

### 脉宽调制 (PWM) 控制

在中高输出电流条件下，MP2457 通过固定频率、峰值电流控制模式来调节输出电压。

脉宽调制 (PWM) 的一个周期开始于内部时钟信号使高侧 MOSFET (HS-FET) 开通时。HS-FET 保持导通直至其电流达到由 COMP 电压 ( $V_{COMP}$ ) 设定的值。在 HS-FET 关断后，低侧 MOSFET (LS-FET) 开通，此时电感电流从 LS-FET 流过。

为避免电流直通，插入一个死区时间以防止 HS-FET 和 LS-FET 同时导通。对于每个开关周期中导通和关断，HS-FET 都有最小导通和关断时间限制。

为了防止电感电流和输出电压失控，当内部检测到 HS-FET 为最小导通时间时，开关频率将会折叠。

当 PWM 信号变低时，HS-FET 关断并且在下一个周期开始之前保持关断至少 160ns。如果在一个 PWM 周期内 HS-FET 中的电流没有达到 COMP 设定的值，则 HS-FET 保持导通不会关断。

### 脉冲跳跃模式 (PSM)

在轻载条件下，MP2457 进入脉冲跳跃模式 (PSM)，以提高效率。当  $V_{COMP}$  降至低于内部休眠阈值时，PSM 调制触发，从而产生一个暂停命令用来屏蔽产生开通信号的时钟脉冲，故功率 MOSFET 不会被导通，从而降低了栅极驱动和开关损耗。暂停命令使整个芯片进入睡眠模式，消耗非常低的静态电流，进一步提高轻载效率。

当  $V_{COMP}$  高于睡眠阈值时，暂停信号复位，芯片回到正常 PWM 工作模式。每当暂停命令从低到高改变状态时，PWM 信号都会立即变高，并导通功率 MOSFET。

### 误差放大器 (EA)

误差放大器由一个内部 OP-AMP 和一个 R-C 反馈网络组成，其中 R-C 反馈网络连接在其输出节点（内部 COMP 节点）和负极输入节点 (FB) 之间。

当 FB 电压 ( $V_{FB}$ ) 降至低于内部参考电压 ( $V_{REF}$ ) 时，COMP 输出随之被 OP-AMP 驱动的更高，从而产生更高的开关峰值电流输出，因此更多的能量被传递到输出。反之亦然，当  $V_{FB}$  升高于  $V_{REF}$ ，开关峰值电流输出降低。

将 FB 连接到  $V_{OUT}$  和 GND 之间的分压器分接头，该分压器由  $R_1$  和  $R_2$  组成。其中  $R_1$  还和内部补偿 R-C 网络组成控制环路并控制环路的增益。

### 内部稳压器

大多数内部电路由 2.6V 内部稳压器供电。该稳压器由  $V_{IN}$  输入供电，并在全  $V_{IN}$  范围内工作。当  $V_{IN}$  大于 3.0V 时，稳压器的输出处于完整调制状态。当  $V_{IN}$  低于 3.0V 时，输出降级。

### 使能 (EN) 控制

MP2457 含有一个专用使能控制引脚 (EN)。当  $V_{IN}$  高于其阈值时，EN (逻辑高有效) 可以启用和禁用芯片。其下降阈值为 1.55 V，上升阈值为 1.8V。EN 与 GND 之间的内部 1.7M $\Omega$  电阻允许 EN 浮空以关断芯片。

当 EN 被拉至 0V 时，芯片进入最低关断电流模式。当 EN 高于 0V 却低于上升阈值时，芯片仍然处于关断模式，但关断电流略有增加。

内部使用一个 7.5V 串行齐纳二极管，钳位 EN。EN 输入通过上拉电阻连接到  $V_{IN}$ ，EN 输入电流需限制在 100 $\mu$ A 之内。例如，当  $V_{IN}$  连接了 12V 电源，则  $R_{PULLUP} \geq (12V - 7.5V) \div 100\mu A = 45k\Omega$ 。

在没有上拉电阻的情况下直接将 EN 连接到电压源，需要将电压源的幅度限制为  $\leq 6V$ ，以防止损坏对齐纳二极管。

## 欠压锁定 (UVLO)

欠压锁定 (UVLO) 在芯片电源工作电压不足时, 用来保护芯片。UVLO 上升阈值大约为 4.6V, 而其下降阈值为 3.9V。

## 内部软启动 (SS)

参考型软启动 (SS) 可以防止启动时变换器输出电压过冲。当芯片启动时, 内部电路生成的软启动电压 ( $V_{SS}$ ) 在软启动 (SS) 期间从 0V 缓慢上升。当  $V_{SS}$  低于  $V_{REF}$  时,  $V_{SS}$  将代替  $V_{REF}$  作为误差放大器参考值。

$V_{SS}$  最大值近似等于  $V_{FB}$ , 故如果  $V_{FB}$  下降,  $V_{SS}$  的最大值也会下降。该功能设计用于短路恢复。一旦短路故障排除,  $V_{SS}$  会缓慢上升, 以防止输出电压过冲。

## 过温保护

过温保护在工作温度过高时, 用来保护芯片。当硅晶体温度高于温度保护上限阈值时, 整个芯片关断。当温度低于温度保护下限阈值时, 芯片重新启动。

## 自举驱动电路

高端悬浮功率 MOSFET 的驱动需要一个外部自举电容充电。此驱动电路自带欠压锁定功能 (UVLO)。UVLO 上升阈值约为 2.4V, 迟滞约为 300mV。UVLO 期间,  $V_{SS}$  电压置零。当 UVLO 排除后, 控制器进入软启动过程。

自举电容由内部专门的自举调节器供电并控制在大约 5V。当 BST 和 SW 节点之间的电压低于其调节值时, 连接在  $V_{IN}$  和 BST 之间的 PMOS 晶体管导通。充电电流路径从  $V_{IN}$  到 BST 再到 SW。外部电路应提供足够的电压净空, 以便于充电。

## 电流比较器和电流限值

使用电流检测 MOSFET 来检测功率 MOSFET 电流。将检测到的电流输出到高速电流比较器用于电流模式控制。当功率 MOSFET 导通时, 比较器首先被消隐以降低噪音, 随后, 比较器将开关电流与  $V_{COMP}$  进行比较。

当检测电流值高于  $V_{COMP}$  时, 比较器输出低电平, 关断功率 MOSFET。功率 MOSFET 的最大电流在内部逐周期受限制。同时开关频率折叠以防止启动时或短路时电感电流过冲。

## 低压差工作

为改善压差特性, MP2457 的占空比几乎可以达到 100%。在一个 PWM 周期内, 当 HS-FET 中的电流未达到 COMP 设定值时, HS-FET 保持导通以避免关断操作。HS-FET 最长可保持导通 15 $\mu$ s, 然后关闭至少 160ns。

低压差工作时, 为防止 BST 到 SW 之间的电压下降太低, 电流比较器进入速度降级的省电模式。当 HS-FET 导通时间超过 2 $\mu$ s 时, 便可减少自举电容器电流消耗。因此, 自举电容器两端的电压可以保持在高电平 (接近 5V)。

## 启动和关断

如果  $V_{IN}$  和  $V_{EN}$  都高于各自的阈值, 则芯片启动。基准模块首先启动, 产生稳定的参考电压和电流, 然后启用内部调节器。调节器为其余电路提供稳定的电源。

当内部电源上升时, 内部计时器保持功率 MOSFET 关闭约 50 $\mu$ s, 消隐启动噪音。当内部软启动模块启动时, 首先保持其 SS 为低电平输出, 以确保其余电路准备就绪, 然后缓慢上升。

三种情况会关断芯片：EN低， $V_{IN}$ 低，过温保护。在关断过程中，首先阻断信号环路以避免触发故障。然后下拉COMP电压和内部电源。浮空驱动不受此关断命令的影响，但其充电回路被禁用。

## 应用信息

### 设置输出电压

使用一个电阻分压器（见图2）来设置MP2457的输出电压：

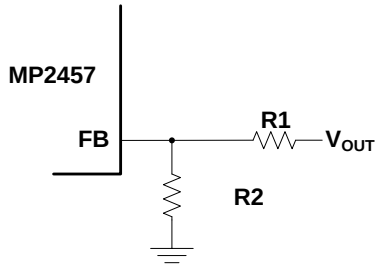


图 2: 使用 FB 电阻分压器来设置  $V_{OUT}$

根据公式（1）计算输出电压：

$$V_{OUT} = V_{FB} \frac{(R1+R2)}{R2} \quad (1)$$

反馈电阻（R1）同时也和内部补偿网络一起设置了反馈环路的带宽。

用于12V输出电源应用时，R1选在1.5MΩ左右，以便获得最佳稳定性和瞬态响应。用于5V输出电源应用时，R1 设为56kΩ。然后通过公式（2）计算出R2值：

$$R2 = \frac{R1}{\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1} \quad (2)$$

表 1 列出了常见输出电压的推荐反馈电阻值。

表 1: 电阻选项 vs. 输出电压设置

| $V_{OUT}$ | R1         | R2          |
|-----------|------------|-------------|
| 5V        | 56kΩ (1%)  | 10.7kΩ (1%) |
| 12V       | 1.5MΩ (1%) | 107kΩ (1%)  |

### 选择电感

电感在开关输入电压的驱动下向负载提供恒定的电流。电感值较大会降低纹波电流，从而降低输出纹波电压。同样，较大的电感值也具有更大的尺寸、更高的串联电阻和更低的饱和电流。

选择感值时，要满足电感电流纹波峰-峰值约为最大负载电流的30%，同时峰值电感电流低于最大开关电流限。电感值可以根据以下公式（3）计算得出：

$$L1 = \frac{V_{OUT}}{f_s \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (3)$$

其中， $V_{OUT}$ 为输出电压， $V_{IN}$ 为输入电压， $f_s$ 为开关频率， $\Delta I_L$ 为电感纹波电流峰-峰值。

选择一款在最大电感峰值电流下不会饱和的电感器。峰值电感电流根据以下公式（4）计算得出：

$$I_{LP} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_s \times L1} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (4)$$

其中 $I_{LOAD}$ 为负载电流。

此外，电感值会影响MP2457启动时的负载能力。当输出电压开始上升后， $f_s$ 最小将折回几十kHz。基于公式（4），较小的L1或更低的 $f_s$ 导致更高的 $I_{LP}$ 。

因此，如果选择小电感值（例如：5V输出电源应用中的10μH电感），当MP2457以>250mA的恒定电流负载启动时，限流保护将会触发，此时输出电压无法设置。

在这种情况下，对于>250mA且带10μH电感的恒流负载，MP2457必须首先以<250mA的负载启动，然后才增加电流负载。但是，如果负载是电阻性的，MP2457能足够输出一个>250mA的负载。

### 选择输入电容器

输入电容器（C1）可采用电解、钽或陶瓷电容。当采用电解或钽电容器时，尽量靠近IC放置一颗品质优良的小陶瓷电容器（C2）（例如0.1μF）。当采用陶瓷电容器时，确保其具有足够的电容以提供足够的电荷，以防止输入时产生过多的电压纹波。

由电容引起的输入电压纹波可以根据以下公式 (5) 估算出:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_s \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (5)$$

### 选择输出电容器

输出电容器 (C4) 用来维持直流输出电压。推荐使用陶瓷、钽或低ESR电解电容器。低ESR电容器能保持低输出电压纹波。输出电压纹波可以根据以下公式 (6) 来估算:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C4}\right) \quad (6)$$

其中L为电感值,  $R_{ESR}$ 为输出电容的等效串联电阻 (ESR) 值。

如果是陶瓷电容器, 开关频率处的阻抗主要由电容来决定。输出电压纹波主要由电容值产生。为简化计算, 可以通过以下公式 (7) 估算出输出电压纹波:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_s^2 \times L \times C4} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (7)$$

如果是钽或电解电容器, ESR决定了开关频率处的阻抗。为简化计算, 输出电压纹波可以根据公式 (8) 来估算:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR} \quad (8)$$

输出电容器的特性也会影响调节系统的稳定性。

在功率表应用中, 输出电容器通常为大容值的电解电容器, 其 $R_{ESR}$ 和容值随温度特性较差。

这种较大的温度特性变化改变了系统的反馈回路, 使得系统很难在整个工作温度下保持环路的稳定性, 特别是 MP2457 处于深度低压差模式 ( $V_{IN}-V_{OUT}<1V$ ) 时。

建议电解电容器的电容值应小于560μF, 且室温下的 $R_{ESR}$ 应大于70mΩ。

### 补偿元件

补偿设计的目的是使变换器传递函数获得理想的控制环路。较低的穿越频率会带来较慢的输入电压和负载瞬态响应, 而较高的穿越频率可能会引起系统不稳定。

通常, 穿越频率设置大约为开关频率的十分之一。如果使用电解电容器, 环路带宽不高于ESR零点频率 ( $f_{ESR}$ ) 的1/4。 $f_{ESR}$ 由公式 (9) 计算得出:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times C4 \times R_{ESR}} \quad (9)$$

### 高占空比应用限制

为了提高低压差性能, 当 $V_{IN}$ 接近 $V_{OUT}$ 时, 开关频率相应降低, MP2457的占空比会非常接近100%。

然而, 当MP2457处于深度低压差模式时 ( $V_{IN} - V_{OUT} < 1V$ ), 在反馈回路的带宽内会出现一个额外的极点。

这个额外的极点减少了环路相位裕量, 造成一些不稳定, 从而增加输出电压纹波。

在12V输出电源应用中, 最小 $V_{IN}$ 应高于12.8V。建议输出电解电容值小于560μF, 且 $R_{ESR}$ 应大于70mΩ。

如果 $V_{IN}$ 降至低于 $V_{OUT}$ , 则 $V_{COMP}$ 会升高钳位。由于 $V_{COMP}$ 需要时间从高钳位恢复至低电位, 当 $V_{IN}$ 快速升至高于 $V_{OUT}$ 时, 输出电压过冲。

为了防止低压差模式下的电流限制降得太低, 导致了当电感值较小时MP2457的斜坡补偿不足。例如, 在5V输出电源应用中如果使用10μH的电感, 则MP2457可能会出现 $V_{IN}$ 会徘徊在7V左右的不稳定状况。为了避免这种不稳定性, 应使用高值电感。

表2展示了12V和5V输出电源应用的元器件选择指南。

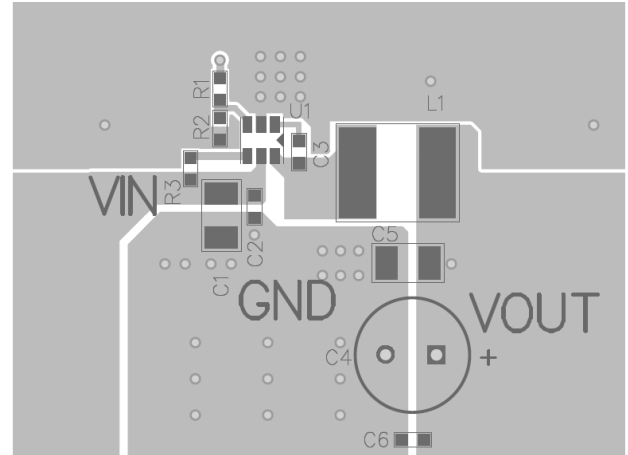
## 短路应用限制

MP2457的短路保护（SCP）通过在故障发生时按比例降低频率的方式实现。但是，SCP只能保证在  $V_{IN} \leq 25V$  有效。当  $V_{IN} > 25V$  时，由于电流限环路的低响应速度，以某一特定转速速度进入SCP时，电感电流有过冲的风险。

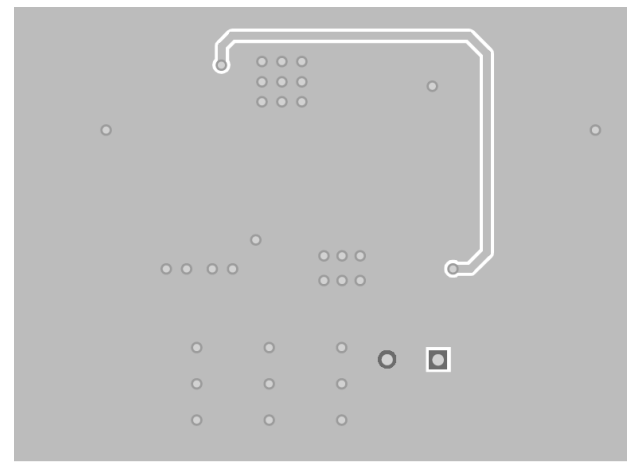
## PCB 布局参考

PCB布局需考虑高频噪声以限制SW节点的电压尖峰和EMI噪声。为获得最佳效果，请参考图3并遵循以下建议。

1. 保持输入去耦电容器、VIN、SW和 PGND的走线尽可能的短而宽。
2. 无源元件尽可能靠近芯片放置。
3. 反馈线路应远离电感和有噪声的功率走线。如有可能，在PCB上电感所在层的对面敷设反馈线路，用接地层隔开。
4. 在散热焊盘下方添加热过孔网格，提高散热能力。
5. 使用小的过孔（孔直径为15mil），方便电镀时填充过孔，防止与较大过孔相联的回流过程中渗锡。
6. 热过孔的间距（中心点之间的距离）大约为40mil。



丝印层和顶层



底层

图3：推荐的PCB布局

表 2：元器件选择参考

| V <sub>OUT</sub> | Load  | R1         | R2          | L1   | C3   | C4          |                  |
|------------------|-------|------------|-------------|------|------|-------------|------------------|
|                  |       |            |             |      |      | Capacitance | R <sub>ESR</sub> |
| 5V               | 200mA | 56kΩ (1%)  | 10.7kΩ (1%) | 10μH | 10μF | 100μF       | >70mΩ            |
|                  | 600mA | 56kΩ (1%)  | 10.7kΩ (1%) | 22μH | 10μF | 100μF       | >70mΩ            |
| 12V              | 600mA | 1.5MΩ (1%) | 107kΩ (1%)  | 22μH | 10μF | 470μF       | >70mΩ            |

## 典型应用电路

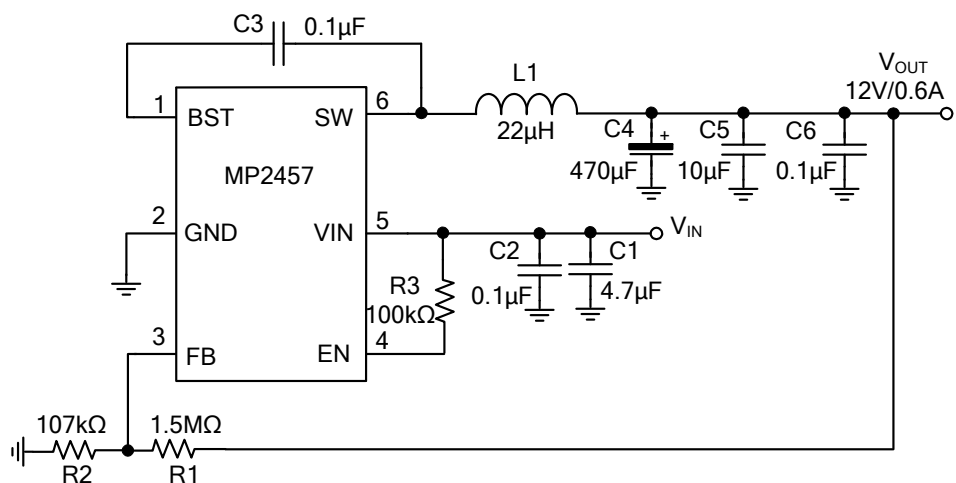


图4: 12V 输出电压

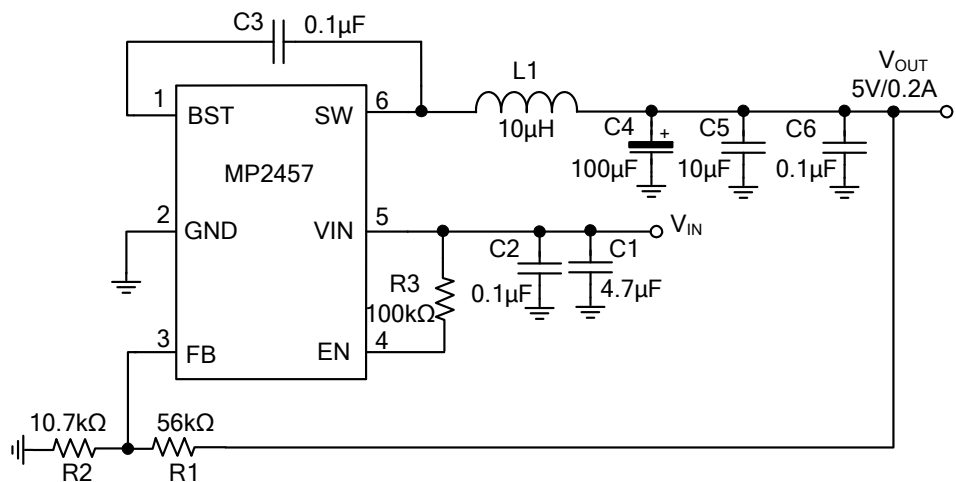


图5: 5V 输出电压

## TSOT23-6



**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-193, VARIATION AB.
- 6) DRAWING IS NOT TO SCALE.
- 7) PIN 1 IS LOWER LEFT PIN WHEN READING TOP MARK FROM LEFT TO RIGHT, (SEE EXAMPLE TOP MARK)

**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。