

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 0.6μA 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

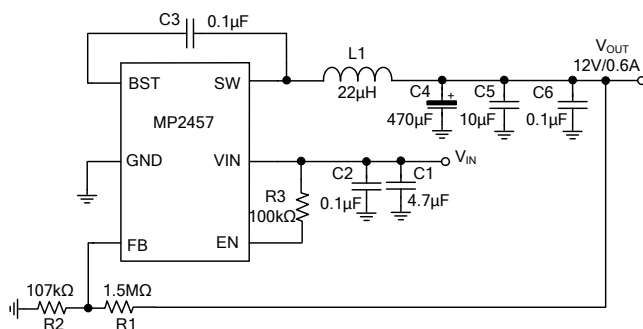
- 满足 0.1% 的输出电压纹波要求
- 低压差模式
- 65μA 工作静态电流
- 轻载模式
- 效率 > 90%
- 专用内部补偿
- 使用陶瓷/电解输出电容器时保持稳定
- 5V 至 36V 宽工作输入电压范围
- 400mΩ/200mΩ 内部功率 MOSFETs
- 2MHz 固定开关频率
- 内部软启动(SS)
- 无需电流检测电阻的精确电流限
- 输出调节范围为 0.8V 至 0.95·V_{IN}
- 符合工业应用温度范围界限
- 采用 TSOT23-6 封装

应用

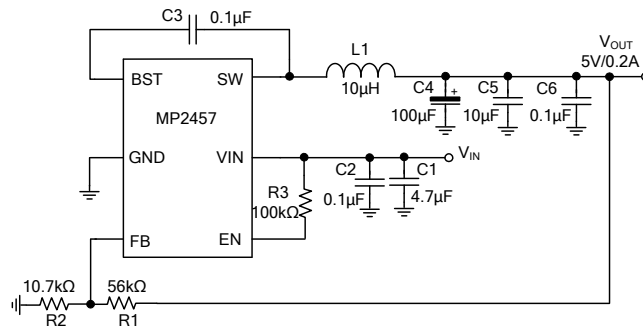
- 功率表
- 汽车后市场电子/汽车零件电子
- 多功能打印机 (MFP)
- 通用消费类电子

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）

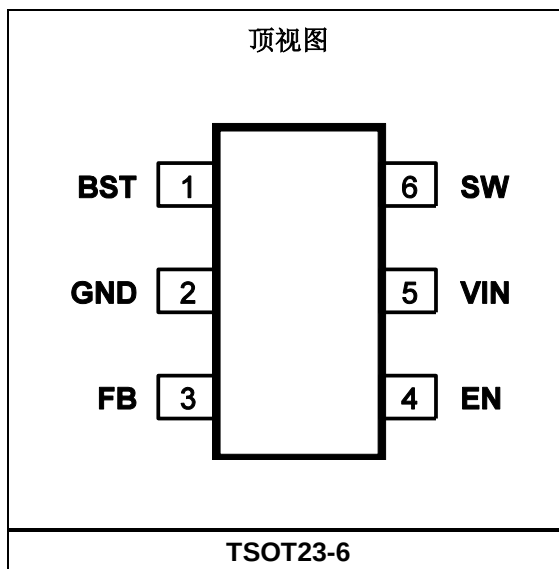
顶标

|AQZY

AQZ: MP2457GJ 产品代码

Y: 年份代码

参考封装



绝对最大额定值⁽¹⁾

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 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) ⁽²⁾	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⁽³⁾

	θ_{JA}	θ_{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 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 $+125^{\circ}C$ ⁽⁴⁾ 条件下测试得出。典型值在 $T_J = +25^{\circ}C$ 条件下测量得出。

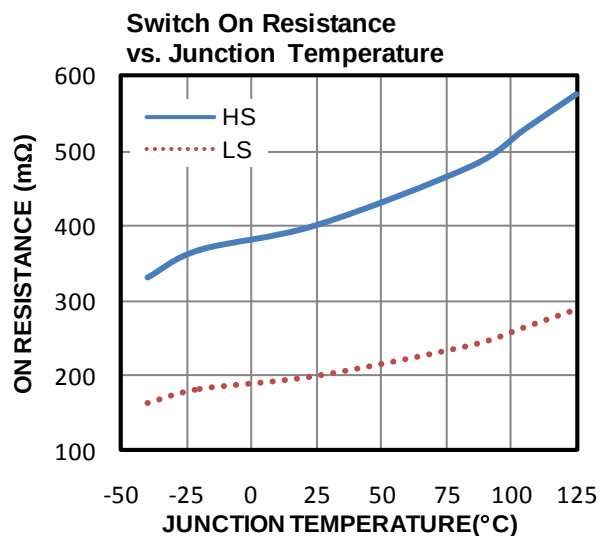
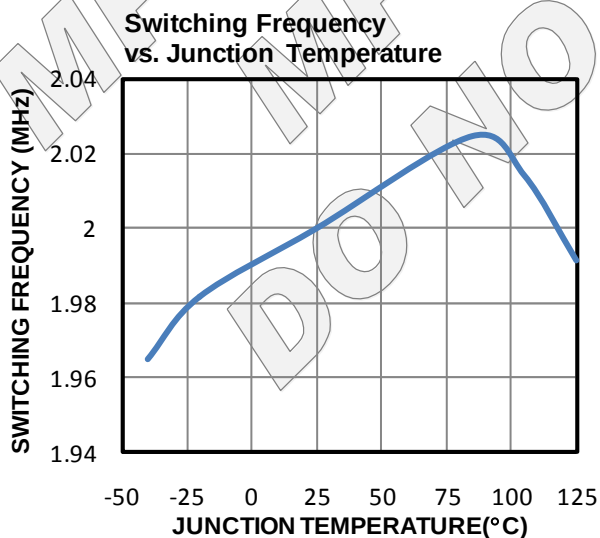
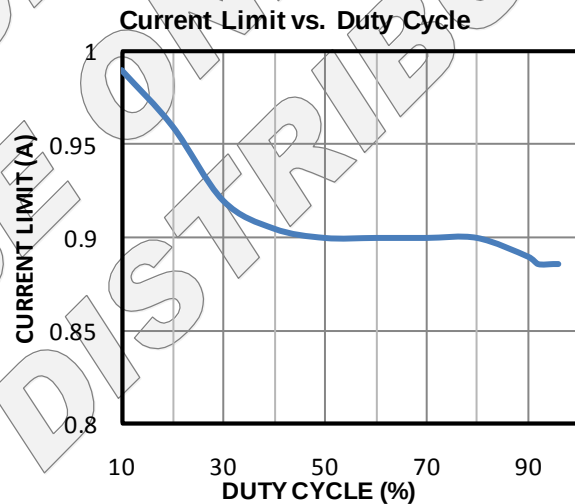
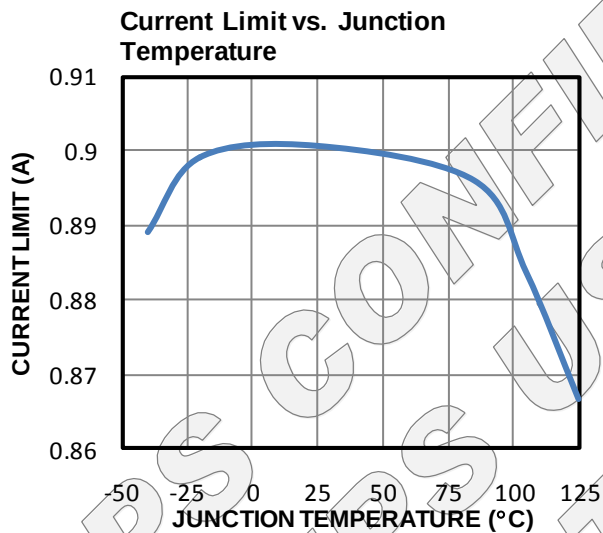
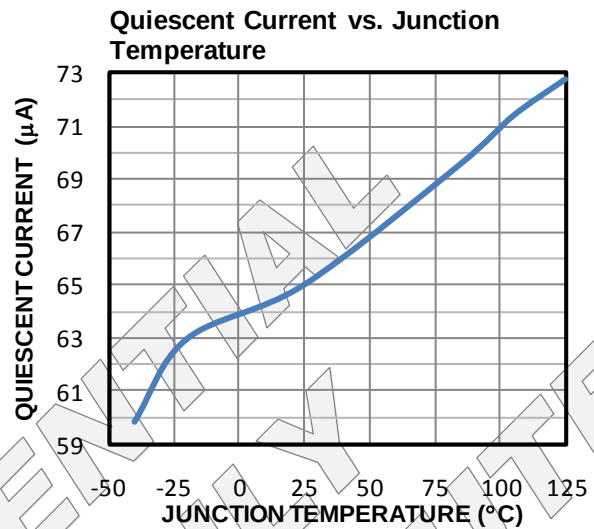
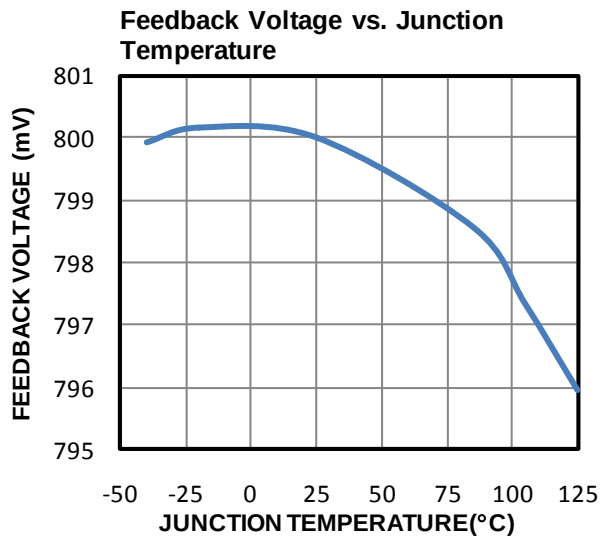
参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
反馈电压	V_{FB}	$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	0.78	0.8	0.82	V
		$T_J = +25^{\circ}C$	0.788	0.8	0.812	
反馈偏置电流					0.1	μA
高端开关管内阻	R_{ON_HS}	$V_{BST} - V_{SW} = 5V$		400	800	$m\Omega$
低端开关管内阻	R_{ON_LS}			200	400	$m\Omega$
高端开关漏电流		$V_{EN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$			1	μA
低端开关漏电流					1	μA
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 ⁽⁵⁾	t_{ON}			100		ns
关断供电电流	I_S	$V_{EN} < 0.3V$		0.6	1.5	μA
静态供电电流	I_Q	空载, $V_{FB} = 0.83V$, 无开关动作		65	80	μA
过温保护 ⁽⁵⁾				175		$^{\circ}C$
过温保护迟滞 ⁽⁵⁾				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:

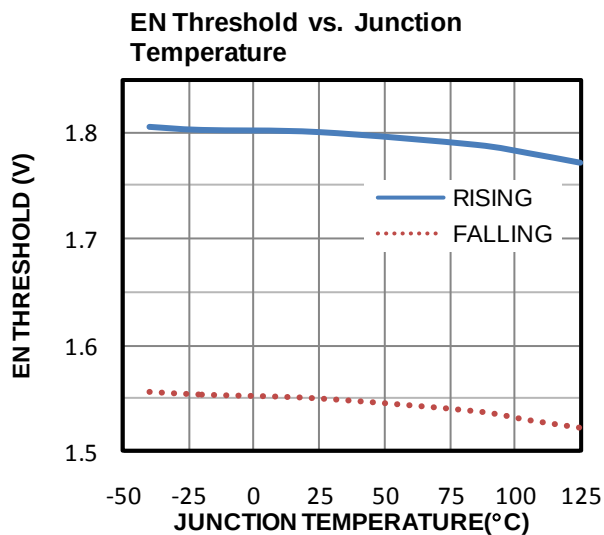
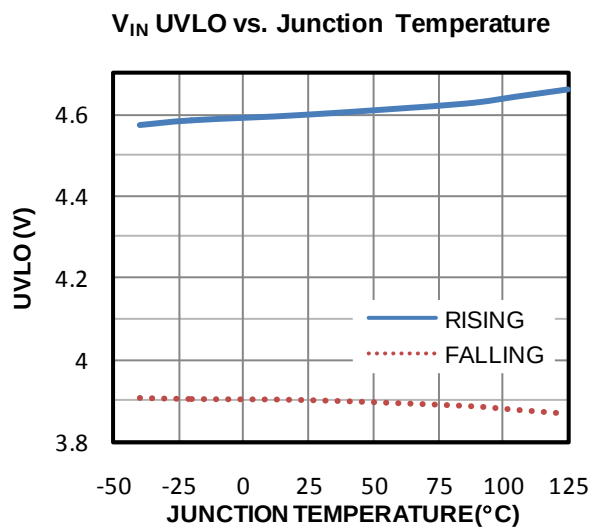
4) 未经生产批量检验，由全温相关性保证。

5) 未经生产批量检验，由实验测试特性推断得出。

典型特性

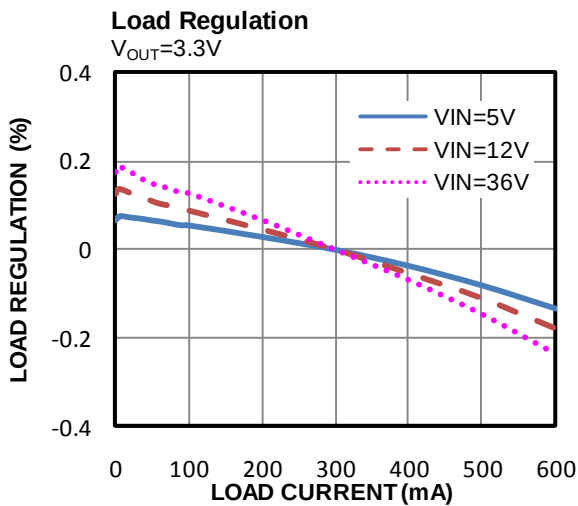
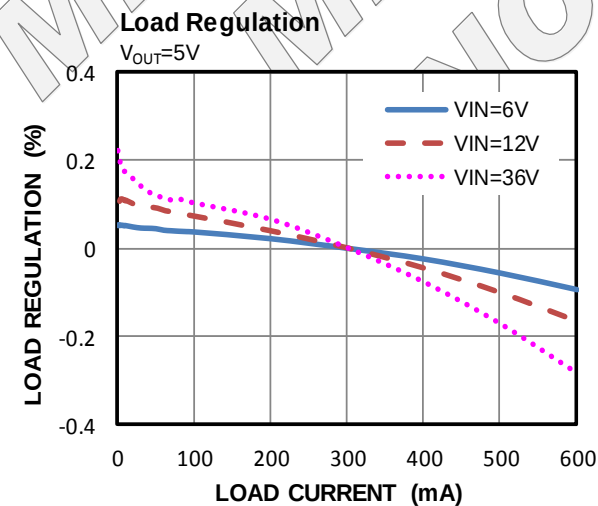
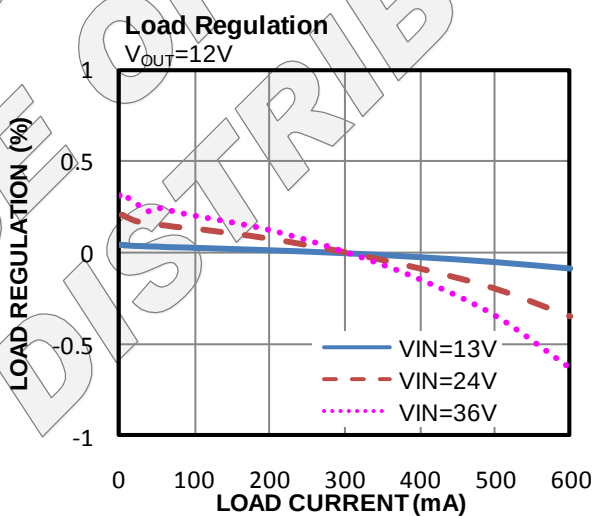
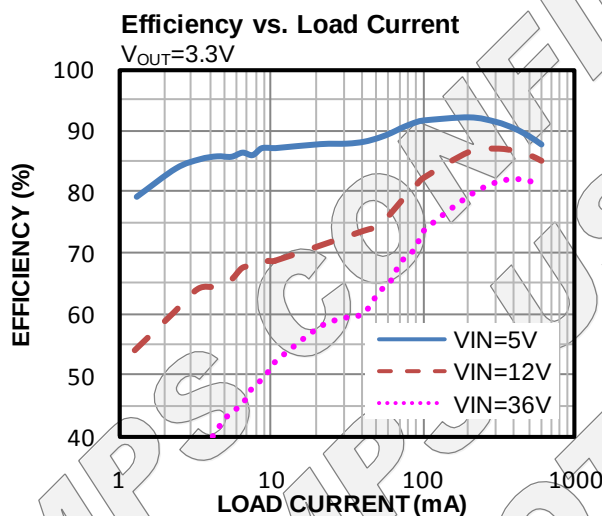
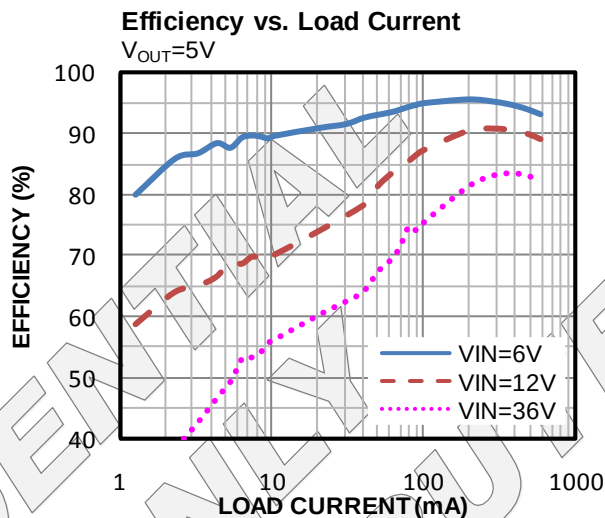
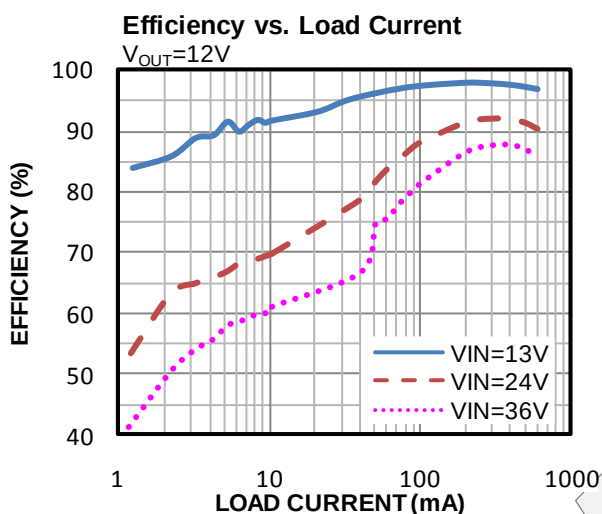


典型特性 (续表)



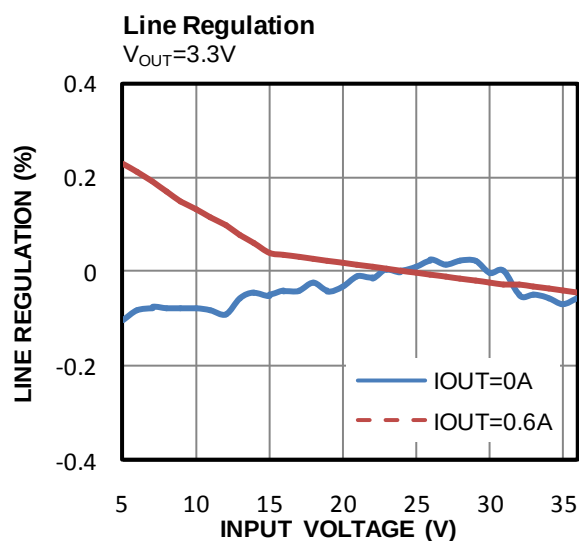
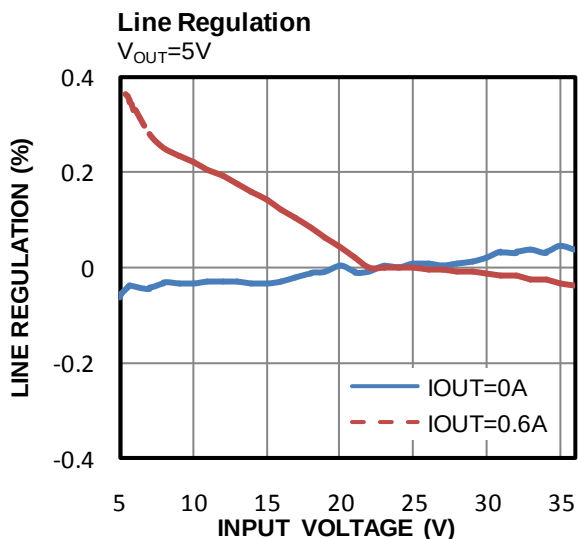
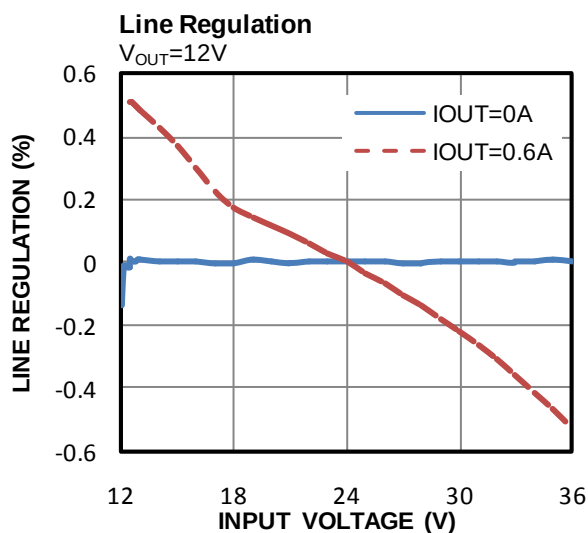
典型性能特性

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。

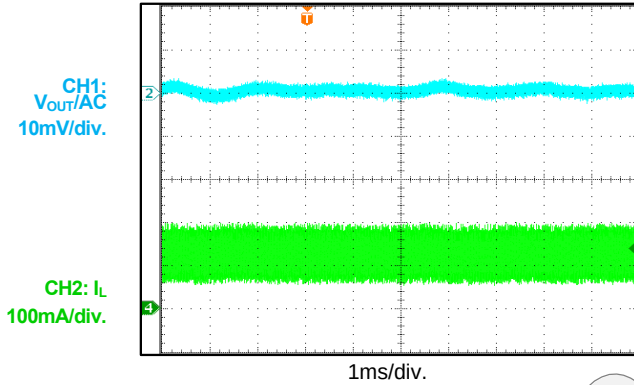


典型性能特性 (续表)

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。

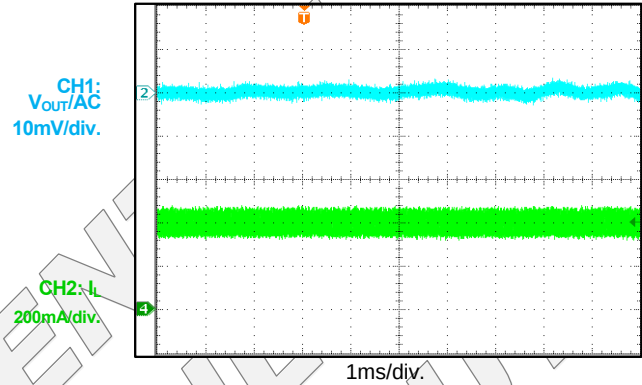
Output Voltage Ripple

$I_{OUT} = 0.125A$



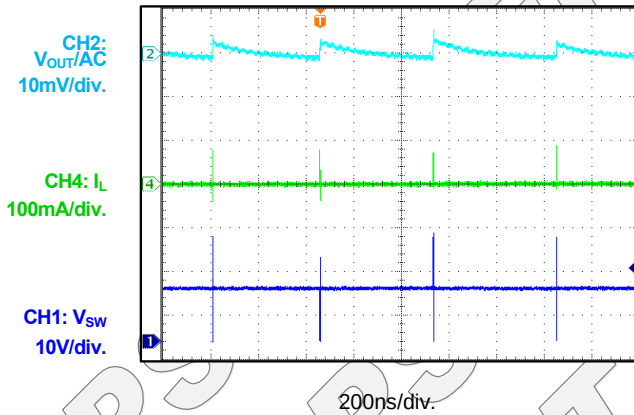
Output Voltage Ripple

$I_{OUT} = 0.4A$



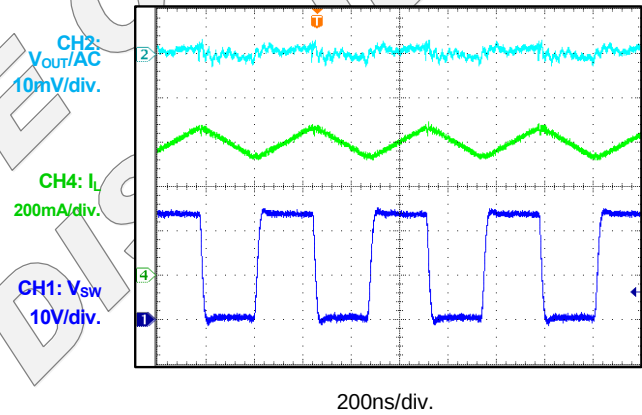
Steady State

$I_{OUT} = 0A$



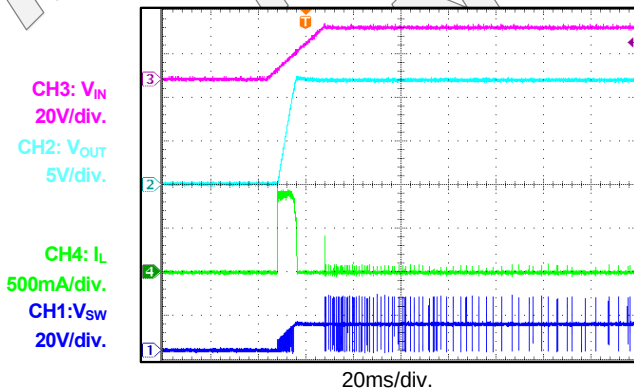
Steady State

$I_{OUT} = 0.6A$



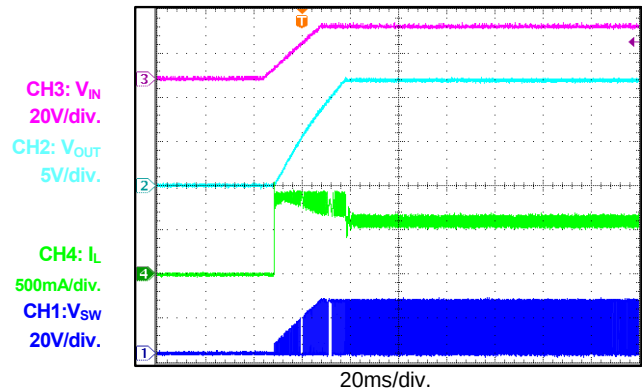
Start-Up through V_{IN}

$I_{OUT} = 0A$



Start-Up through V_{IN}

$I_{OUT} = 0.6A$



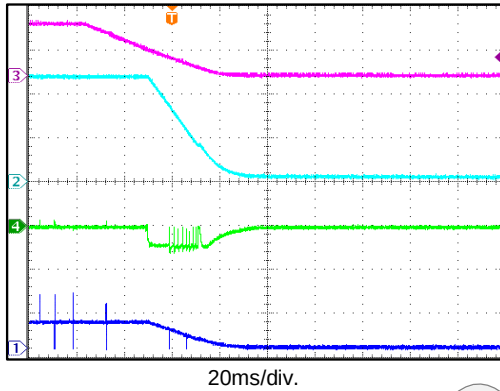
典型性能特性 (续表)

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}

$I_{OUT} = 0A$

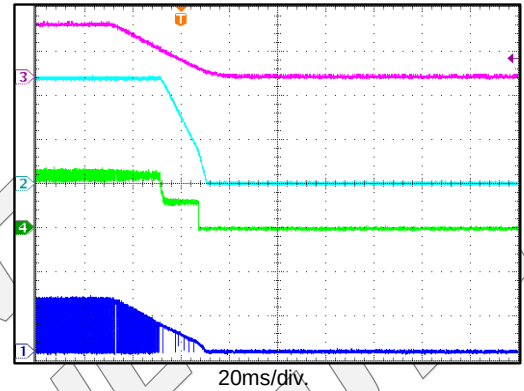
CH3: V_{IN}
20V/div.
CH2: V_{OUT}
5V/div.
CH4: I_L
500mA/div.
CH1: V_{SW}
20V/div.



Shutdown through V_{IN}

$I_{OUT} = 0.6A$

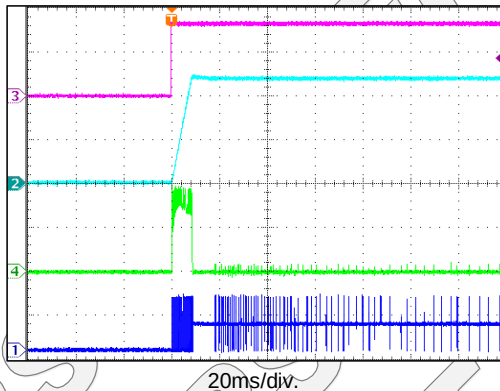
CH3: V_{IN}
20V/div.
CH2: V_{OUT}
5V/div.
CH4: I_L
500mA/div.
CH1: V_{SW}
20V/div.



Start-Up through EN

$I_{OUT} = 0A$

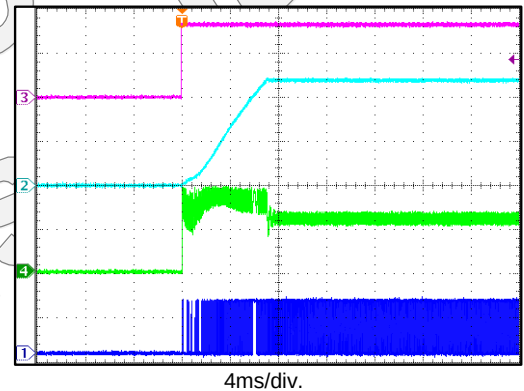
CH3: V_{IN}
2V/div.
CH2: V_{OUT}
5V/div.
CH4: I_L
500mA/div.
CH1: V_{SW}
20V/div.



Start-Up through EN

$I_{OUT} = 0.6A$

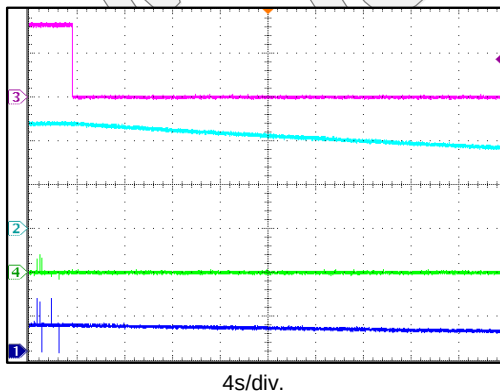
CH3: V_{IN}
2V/div.
CH2: V_{OUT}
5V/div.
CH4: I_L
500mA/div.
CH1: V_{SW}
20V/div.



Shutdown through EN

$I_{OUT} = 0A$

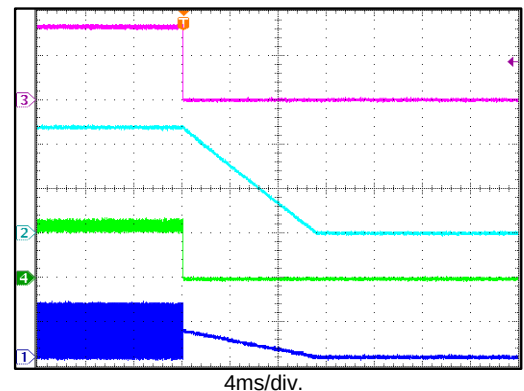
CH3: V_{EN}
2V/div.
CH2: V_{OUT}
5V/div.
CH4: I_L
500mA/div.
CH1: V_{SW}
20V/div.



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.

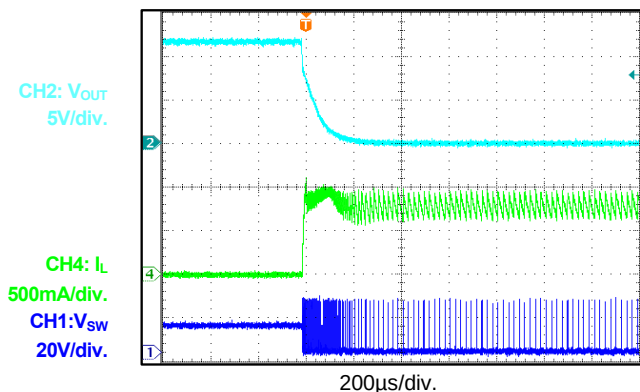


典型性能特性 (续表)

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。

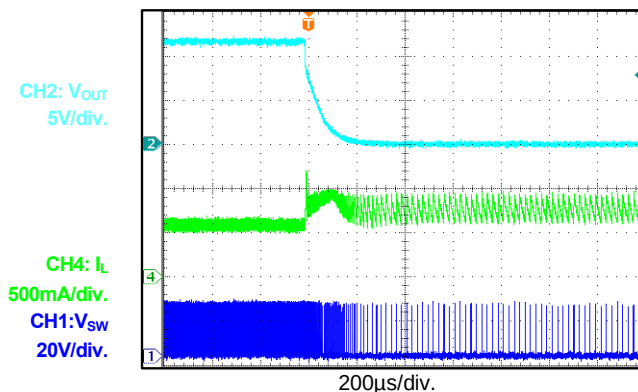
SCP Entry

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

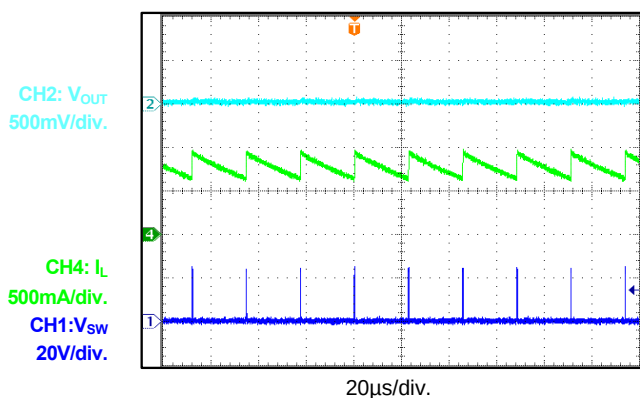


SCP Entry

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

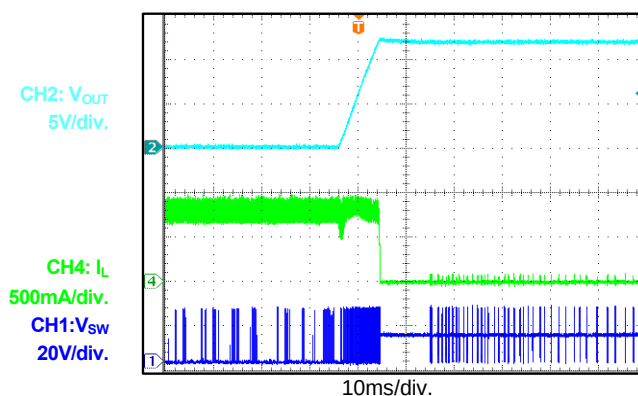


SCP Steady State



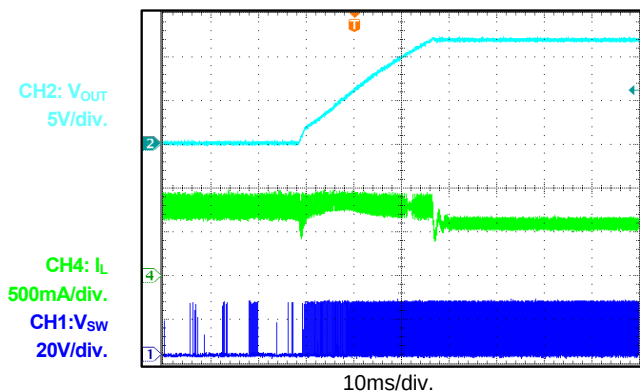
SCP Recovery

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



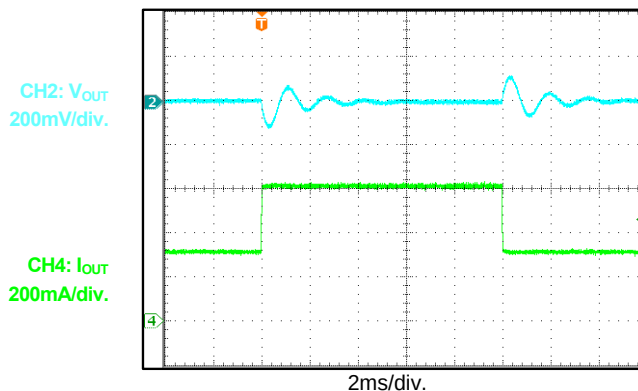
SCP Recovery

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



Load Transient

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

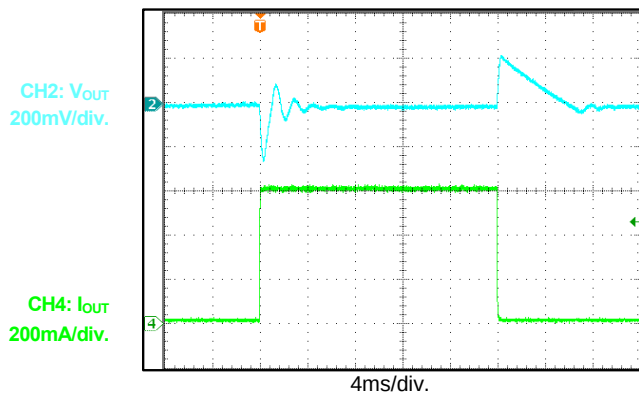


典型性能特性 (续表)

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

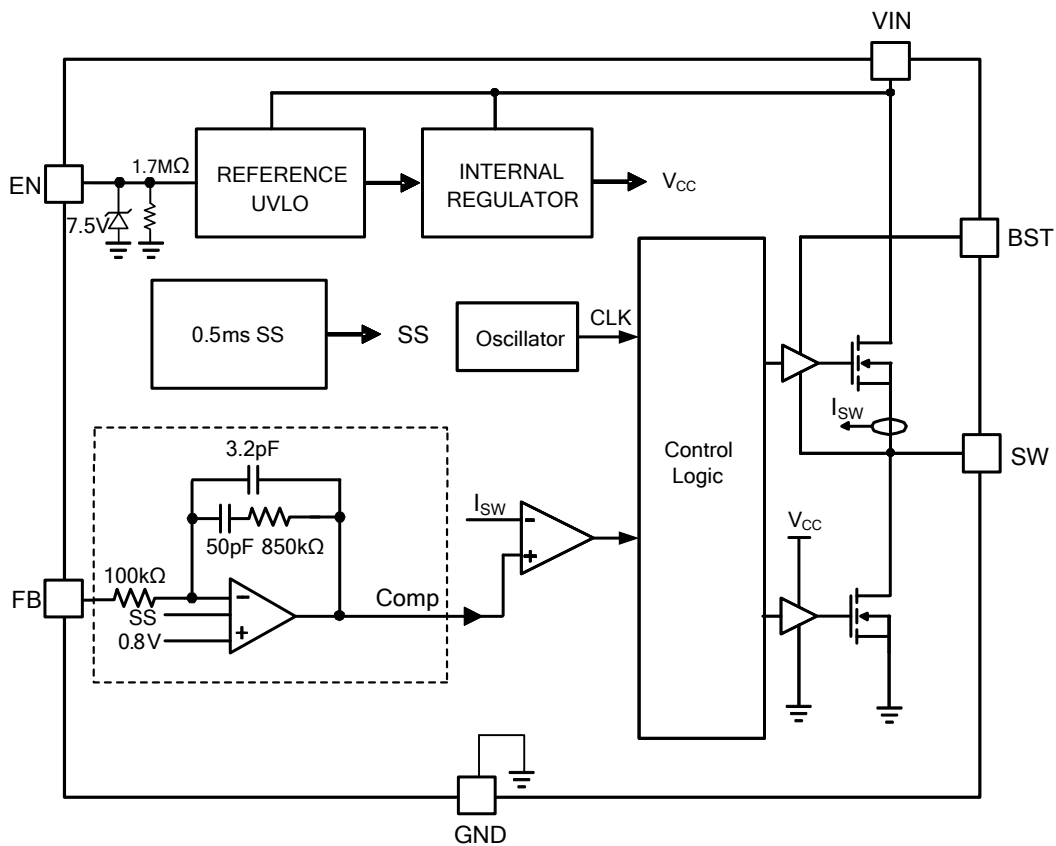


图 1: 功能框图

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 Ω 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 μ 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 μ 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 μ 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 μ 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：

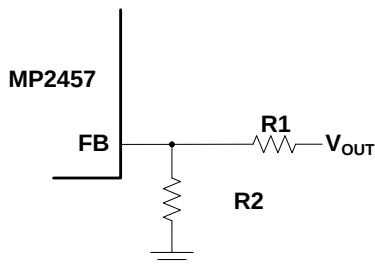


图 2: 使用 FB 电阻分压器来设置 V_{OUT}

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， ΔI_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560 μF , 且室温下的 R_{ESR} 应大于70m Ω 。

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560 μF , 且 R_{ESR} 应大于70m Ω 。

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10 μH 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。

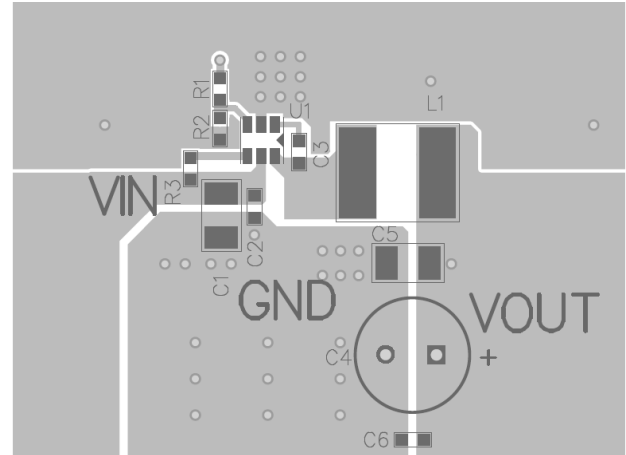
短路应用限制

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。

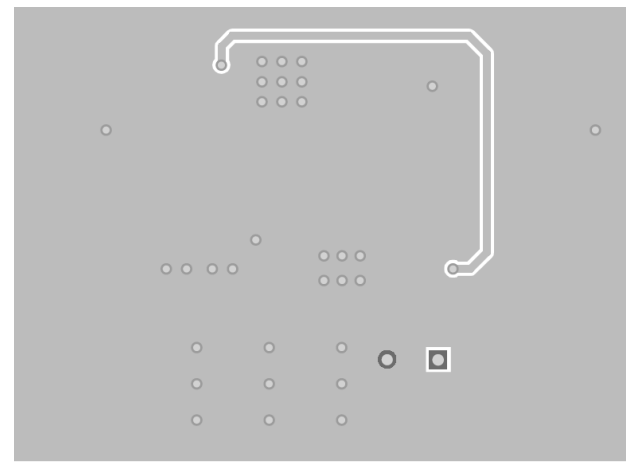
PCB 布局参考

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 _{OUT}	Load	R1	R2	L1	C3	C4	
						Capacitance	R _{ESR}
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

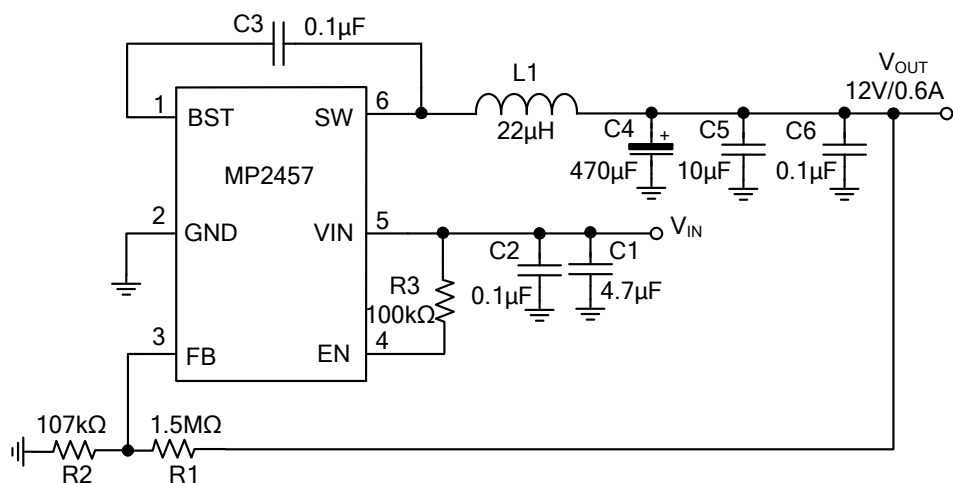


图4: 12V 输出电压

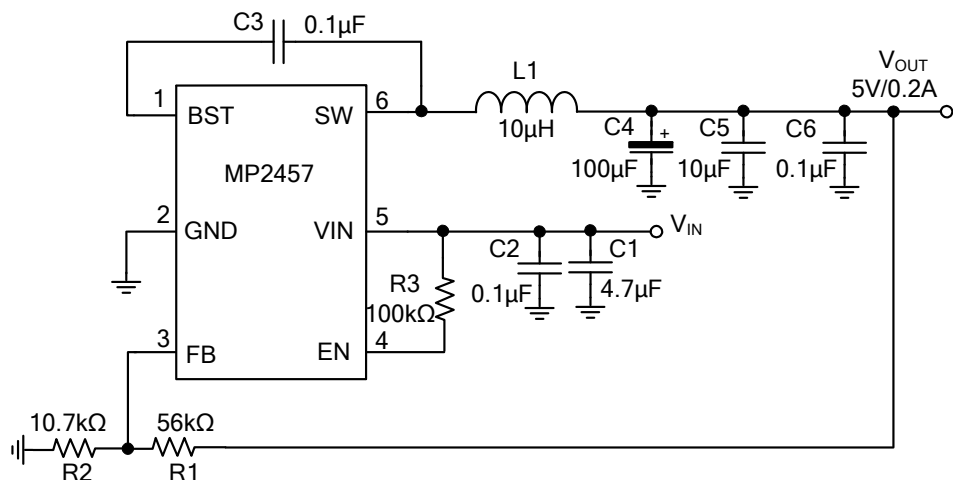
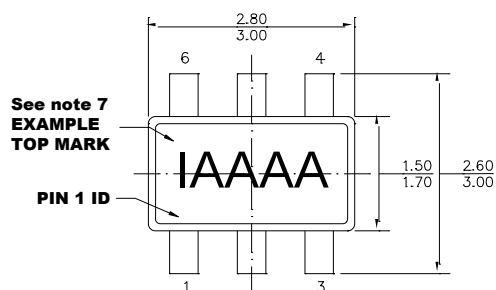


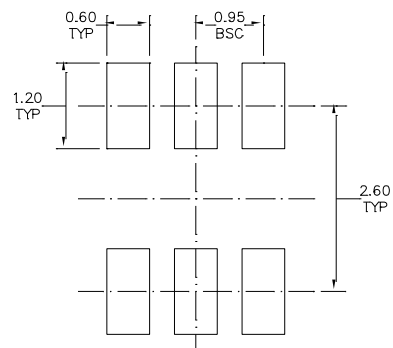
图5: 5V 输出电压

封装信息

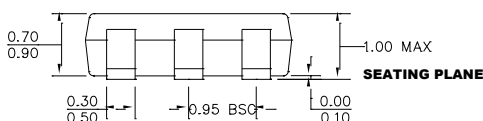
TSOT23-6



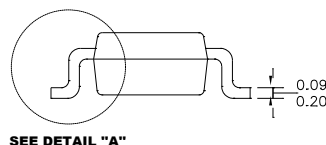
TOP VIEW



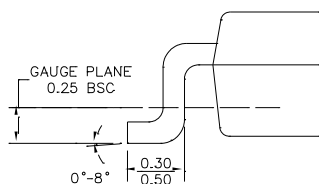
RECOMMENDED LAND PATTERN



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-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。