



HF500-15

集成高可靠性 MOSFET,
定频多模式反激调节器

描述

HF500-15 是一款内置斜坡补偿的定频电流型调节器。芯片集成了 700V 高雪崩强度的 MOSFET 和多功能的控制器，从而适用于低功率、离线、反激式开关电源。

在中、重载条件下，开关电源以固定频率运行并伴随着频率抖动，这有助于 EMI 测试时，在传导模式下分散能量。在轻载条件下，开关电源会固定峰值电流，并将其开关频率降低到 f_{osc} (min)，由此可在轻载下获得高效率。在非常轻的负载下，稳压器进入突发模式以实现低待机功耗。

全保护功能包括热关断、母线的欠压或过压保护、VCC 欠压锁定(UVLO)、过载保护(OLP)、短路保护(SCP)、输入输出过压保护(OVP)和过热保护(OTP)。

HF500-15 具有基于定时器的故障检测和过功率补偿功能，以确保过载状态时不受输入电压的影响。

HF500-15 采用 SOIC8-7B 封装。

	最大输出功率 ³			
	230Vac±15%		85Vac~265Vac	
	封闭式 适配器 ¹	开放式 ²	封闭式 适配器 ¹	开放式 ²
P_{OUT} (W)	12	15	10	12

注意：

1. 封闭式适配器的最大持续功率是在 50°C 环境温度下测量的。
2. 开放式电源的最大连续功率是在 50°C 环境温度下测量的。
3. 结温会限制最大输出功率。

特性

- 具有高单脉冲雪崩能量的 700V/4.5Ω集成 MOSFET
- 内置斜坡补偿的定频电流模式控制模式运行
- 轻载时频率下降到 f_{osc} (min)
- 突发模式以降低空载损耗
- 降低电磁干扰信号的抖频功能
- 过功率补偿
- 内部高压电流源
- 带迟滞的 VCC 欠压锁定(UVLO)
- 可编程的输入母线过压保护和输出过压保护
- 具有可编程延迟功能的过载保护(OLP)
- TIMER 脚闭锁保护
- 热关机(带迟滞的自动重启)
- 短路保护
- 可编程软启动

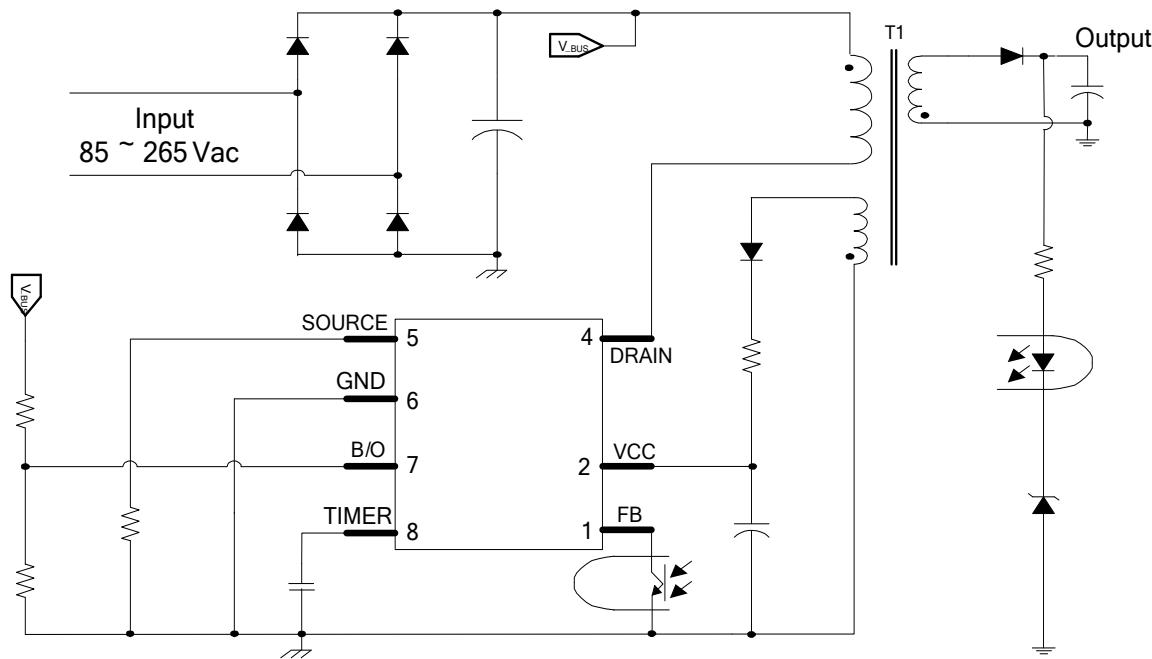
应用

- 家用电器电源
- 机顶盒
- 备用电源和辅助电源

所有 MPS 芯片都保证无铅，无卤素，并且遵守 RoHS 规范。若需查询具体芯片环保等级，请访问 MPS 网站。

“MPS” 和 “The Future of Analog IC Technology” 是 MPS 的注册商标。

典型应用



订购信息

产品序列号*	封装	顶标
HF500GS-15	SOIC8-7B	See Below

*对于编带和卷盘包装，添加后缀-Z (例如：HF500GS-15-Z);

顶标

HF500-15
LLLLLLLL
MPSYWW

HF500-15: 产品代码

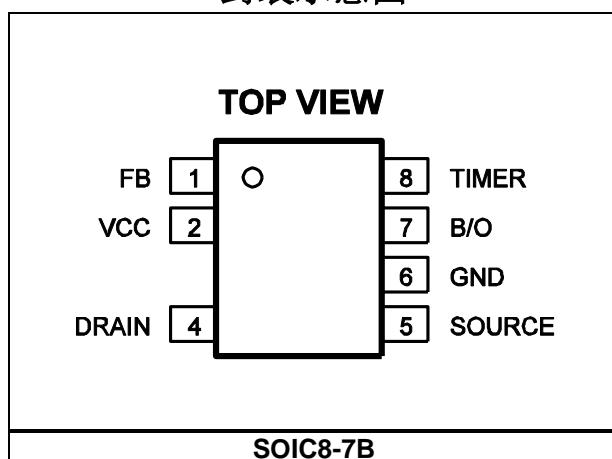
LLLLLLLL: 批次号

MPS: 公司代码

Y: 年份代码

WW: 周代码

封装示意图



极限参数 (绝对最大额定值) ⁽¹⁾

漏极击穿电压	-0.3V 到 700V
V _{CC} 到 GND	-0.3V 到 30V
FB, TIMER, SOURCE, B/O 到 GND	-0.3V 到 7V
连续功耗 ($T_A = +25^\circ\text{C}$) ⁽²⁾	1.5W
结温	150°C
铅温	260°C
存储温度	-60°C 到 +150°C
人体模型防静电能力 (除漏极外的所有引脚)	4.0kV
机器模型防静电能力	200V
脉冲漏极电流	2.38A ⁽³⁾
单脉冲雪崩能量	50mJ ⁽⁴⁾

推荐工作条件 ⁽⁵⁾

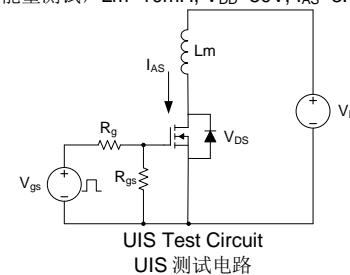
工作结温	-40°C 到 +125°C
工作 V _{CC} 范围	12.5V 到 24V

热阻 ⁽⁶⁾ θ_{JA} θ_{JC}

SOIC8-7B 85 40... °C/W

NOTES:

- 1) 超过这些额定值可能会损坏芯片。
- 2) 最大允许功耗是最大结温 T_J (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 (MAX) = $(T_J$ (MAX)- T_A)/ θ_{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机状态。内部热关断电路保护芯片免受永久性损坏。
- 3) 脉冲漏极电流测试, $T_p \leq 300 \mu\text{s}$, $D_p \leq 2\%$, 封装受限。
- 4) 单脉冲雪崩能量测试, $L_m=10\text{mH}$, $V_{DD}=50\text{V}$, $I_{AS}=3.16\text{A}$.



5) 芯片不能保证在其他条件下运行。

6) 上述数据在 JESD51-7、4 层 PCB 上测量所得。

电气特性

除非另外说明, 这些典型值都是在 $V_{CC}=16V$, $T_J = -40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$ 条件下测试得出的。

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
启动电流 (漏极)						
漏极供电电流	I_{DRAIN_0}	$V_{CC} = 0V$, $V_{DRAIN} = 120V/400V$	1.4	3.6	6.2	mA
	I_{DRAIN_11}	$V_{CC} = 11V$, $V_{DRAIN} = 120V/400V$	1.4	5	7.9	
漏极漏电流	I_{LK}	$V_{CC} = 10V$, $V_{DRAIN} = 400V$		4.5	10.5	μA
击穿电压	V_{BR}	$T_J = 25^{\circ}C$	700			V
内部 MOSFET (漏极)						
导通电阻	R_{DS_ON}	$V_{CC} = 10.5V$, $I_D = 0.1A$, $T_J = 25^{\circ}C$		4.5	6.5	Ω
供电电压管理 (VCC)						
调节器停止供电时 VCC 电平 (上升)	V_{CCOFF}		11	12	13	V
调节器停止供电时 VCC 电平 (下降)	V_{CCUVLO}		6	7	8	V
VCC 欠压锁定迟滞	$V_{CCOFF} - V_{CCUVLO}$		4	4.8		V
保护后 VCC 重新充电幅值	V_{CCPRO}		4.7	5.3	5.9	V
锁定结束时的 VCC 下降幅值	$V_{CCLATCH}$			2.5		V
内部芯片损耗	I_{CC}	$V_{FB} = 3V$, $V_{CC} = 12V$		0.9	1.2	mA
锁定时内部芯片损耗	$I_{CCLATCH}$	$V_{CC} = 12V$, $T_J = 25^{\circ}C$		700	900	μA
VCC 的电压值(上限), 其中稳压器锁闭(OVP)	V_{OVP}		25	27	29	V
过压保护比较器上的消隐持续时间	T_{OVP}			60		ms
晶振						
晶振频率	f_{osc}	$V_{FB} > 1.85V$, $T_J = 25^{\circ}C$	62	65	68	kHz
抖频幅度(以 f_{osc} 百分比表示)	A_{jitter}	$V_{FB} > 1.85V$, $T_J = 25^{\circ}C$	± 5	± 6.5	± 8	%
抖频进入电平	V_{FB_JITTER}				1.95	V
抖频调节时间	T_{jitter}	$C_{TIMER} = 47nF$		3.7		ms

电气特性 (续表)

除非另外说明, 这些典型值是在 $V_{CC}=16V$, $T_J = -40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$ 条件下测试得出的。

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
保护措施 (B/O)						
B/O 上母线过压保护阈值电压	V_{B/O_IN}	$V_{B/O}$ increasing	0.95	1	1.05	V
B/O 上母线欠压保护阈值电压	V_{B/O_OUT}	$V_{B/O}$ decreasing	0.85	0.9	0.95	V
母线欠压/过压保护迟滞	$\Delta V_{B/O}$		0.065	0.1	0.14	V
线路周期丢失的定时器时间	$T_{B/O}$	$C_{TIMER} = 47nF$	34	55		ms
输入的过电压保护电压阈值	$OVP_{B/O}$		4.2	4.5	4.8	V
输入的过电压保护延长时间	$T_{OVPB/O}$			90		μs
在 B / O 管脚上禁用 B / O 和输入 OVP 功能的电压阀值	V_{DIS}		5.4	6	6.6	V
B / O 上的钳位电压	V_{B/O_Clamp}		7			V
输入阻抗	$R_{B/O}$		1.2			$M\Omega$
电流检测 (源极)						
电流极限点	V_{ILIM}		0.93	1	1.07	V
短路电流保护点	V_{SCP}		1.3	1.5	1.7	V
频率折返期间的电流限制	V_{FOLD}	$V_{FB} = 1.85V$	0.63	0.68	0.73	V
进入突发模式的电流限值	V_{IBURL}	$V_{FB} = 0.7V$		0.1		V
退出突发模式的电流限值	V_{IBURH}	$V_{FB} = 0.8V$		0.13		V
V_{ILIM} 前沿消隐时间	T_{LEB1}			350		ns
V_{SCP} 前沿消隐时间	T_{LEB2}			270		ns
斜波补偿的坡度	S_{RAMP}		18	25	31	$mV/\mu s$
反馈 (FB)						
内部上拉电阻	R_{FB}	$T_J = 25^{\circ}C$	12	13.5	15	$k\Omega$
内部上拉电压	V_{DD}			4.3		V
V_{FB} 到内部电流设定点分频比	K_{FB1}	$V_{FB} = 2V$	2.5	2.8	3.1	
V_{FB} 到电流设定点分频比	K_{FB2}	$V_{FB} = 3V$	2.8	3.1	3.4	
FB 电平 (减小时) 稳压器进入突发模式	V_{BURL}		0.63	0.7	0.77	V
FB 电平 (增加时) 稳压器退出突发模式	V_{BURH}		0.72	0.8	0.88	V

电气特性 (续表)

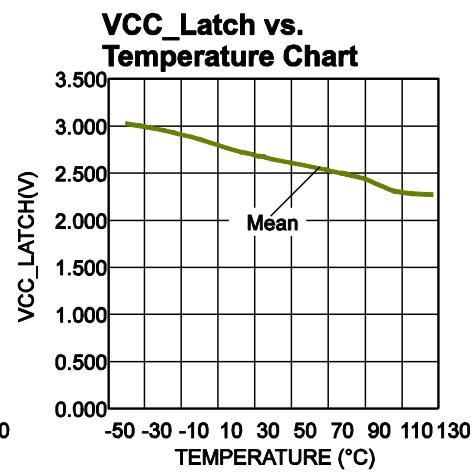
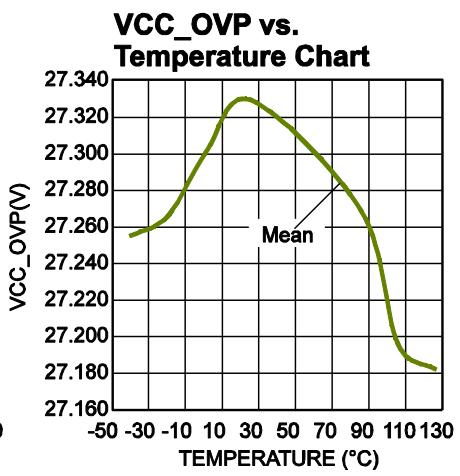
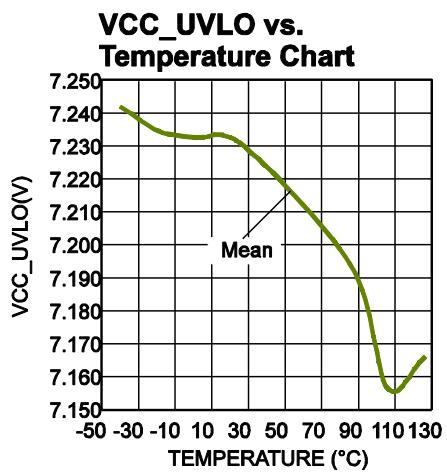
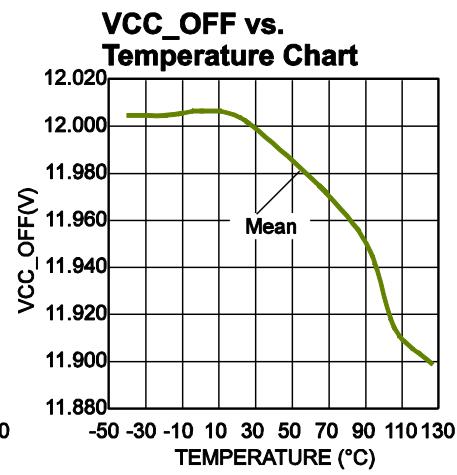
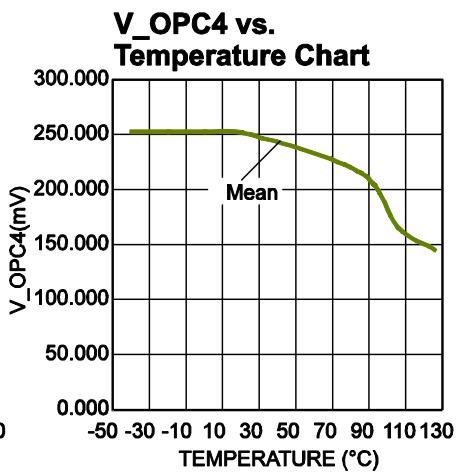
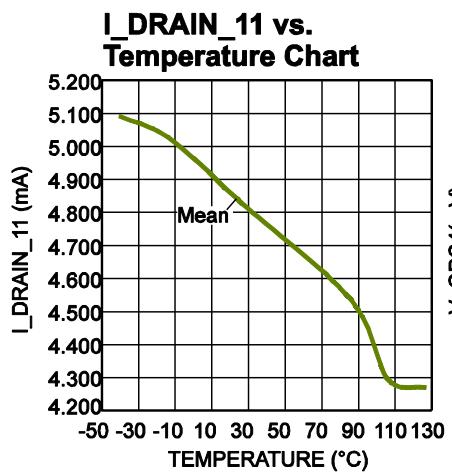
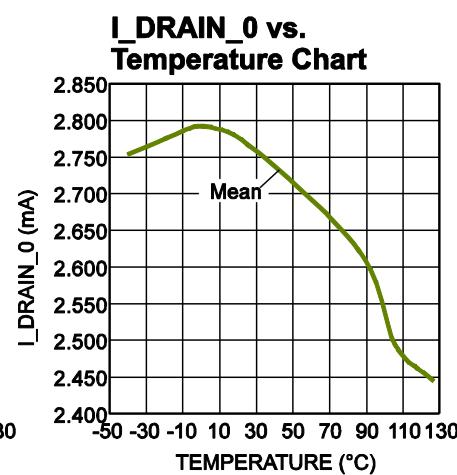
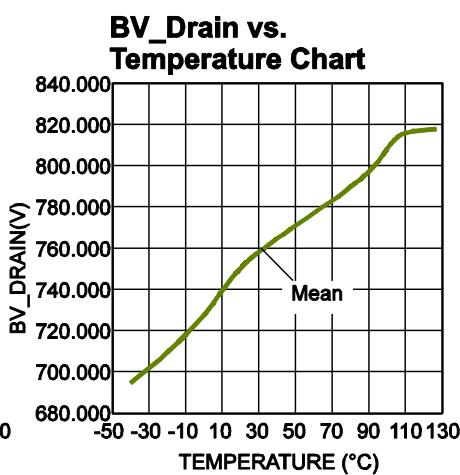
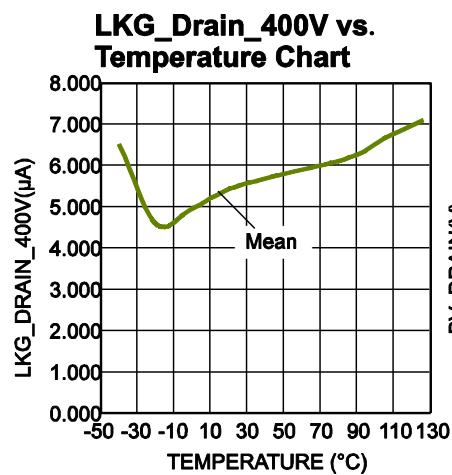
除非另外说明, 这些典型值都是在 $V_{CC}=16V$, $T_J = -40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$ 条件下测试得出的

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
过载保护 (FB)						
在特定时间之后稳压器进入过载保护 (OLP) 的 FB 电平	V_{OLP}			3.7		V
当 FB 达到保护点到过载保护作用的持续时间	T_{OLP}	$C_{TIMER} = 47nF$	32			ms
过功率补偿 (B/O)						
补偿电压	V_{OPC}	$V_{B/O} = 1.1V$, $V_{FB}=2.5V$, $T_J = 25^{\circ}C$		0		mV
		$V_{B/O} = 1.3V$, $V_{FB}=2.5V$, $T_J = 25^{\circ}C$		19		
		$V_{B/O} = 2.9V$, $V_{FB}=2.5V$, $T_J = 25^{\circ}C$	153	200	247	
		$V_{B/O} = 3.5V$, $V_{FB}=2.5V$, $T_J = 25^{\circ}C$	205	270	335	
		$V_{B/O} > V_{DIS}$, $T_J = 25^{\circ}C$		0		
补偿消除时的 FB 电压 (下限值)	$V_{OPC(OFF)}$		0.55			V
补偿完全施加时的 FB 电压 (上限值)	$V_{OPC(ON)}$				2.5	V
频率折返						
频率折返开始时的 FB 电压 (下限)	$V_{FB(FOLD)}$			1.8		V
最小开关频率	$f_{OSC(min)}$	$T_J = 25^{\circ}C$	20.5	25	30	kHz
频率折返结束时的 FB 电压 (下限)	$V_{FB(FOLDE)}$			1		V
闭锁输入 (集成在定时器中)						
稳压器被锁定的下限阈值	$V_{TIMER(LATCH)}$		0.7	1	1.2	V
闭锁检测时的消隐时间	T_{LATCH}			42		μs
热关断						
热关断阈值	T_{TSD}			150		$^{\circ}C$
热关断迟滞	$T_{TSD(HYS)}$			25		$^{\circ}C$

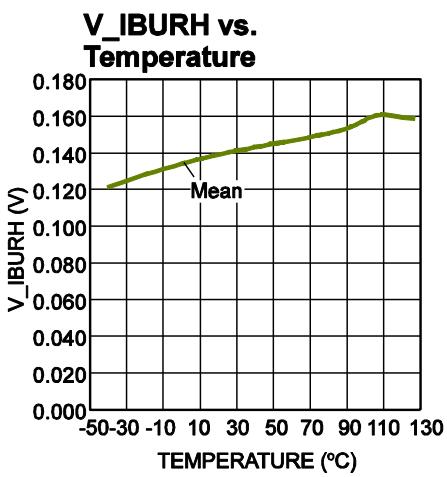
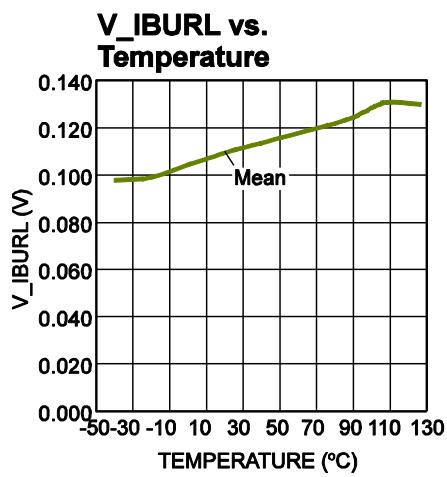
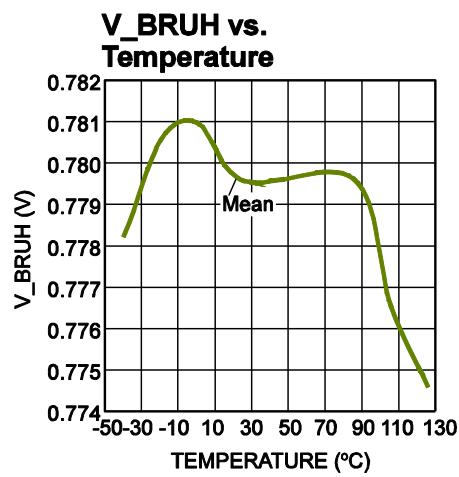
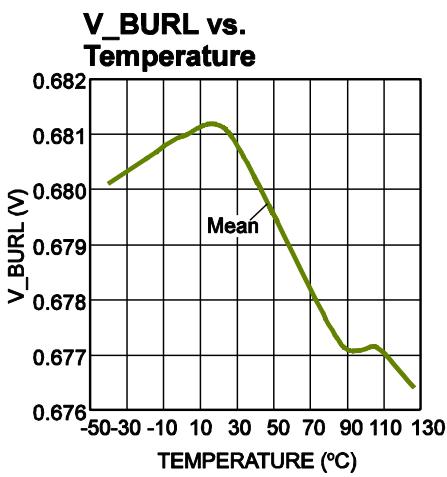
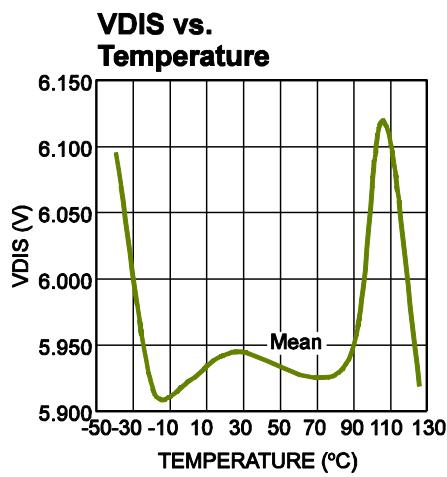
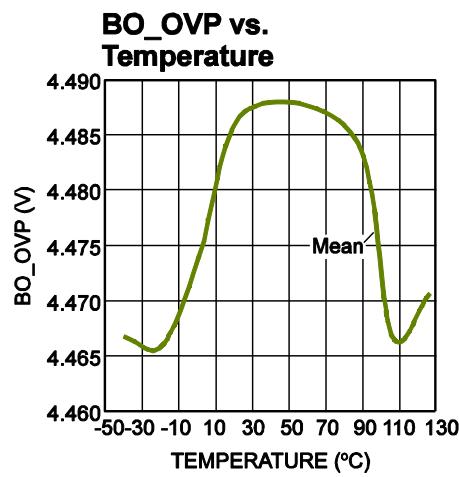
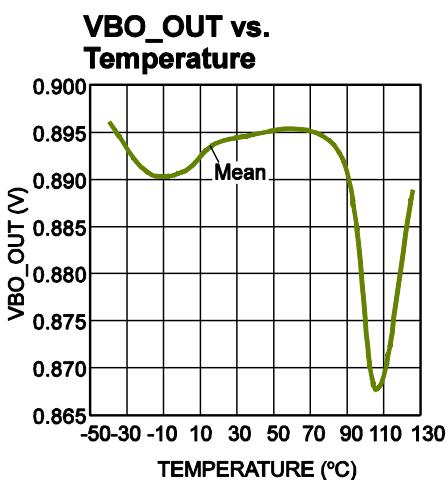
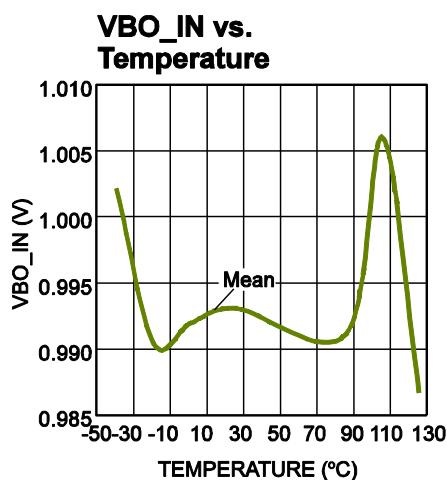
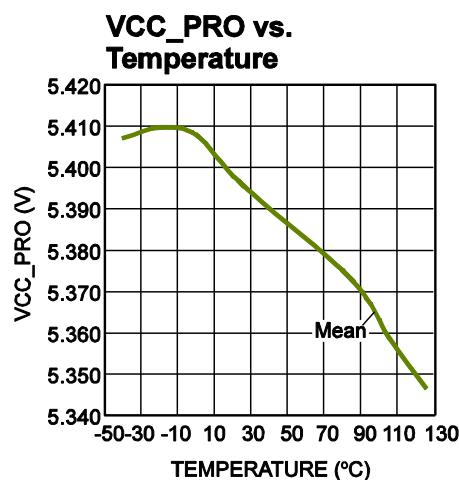
引脚功能

引脚	名称	描述
1	FB	反馈。一个下拉式光电耦合器控制输出调节量。
2	VCC	芯片的电源。如果VCC电压值上升超过过压保护电压阈值 V_{OVP} ，则VCC进入过压保护。
4	DRAIN	内部 MOSFET 的漏极。输入启动，高压电流源。
5	SOURCE	内部 MOSFET 的源极。输入主电流检测信号。
6	GND	地
7	B/O	母线欠电压/过电压保护，输入OVP和过功率补偿检测。通过检测B / O母线欠电压/过电压保护输入OVP和过功率补偿。当B / O被拉到高于 V_{DIS} 时，所有功能都被禁用。
8	TIMER	TIMER 结合了软启动，抖频和OLP的定时器功能以及掉电保护功能。通过拉低 TIMER 来锁定IC。它允许外部OVP和OTP检测。

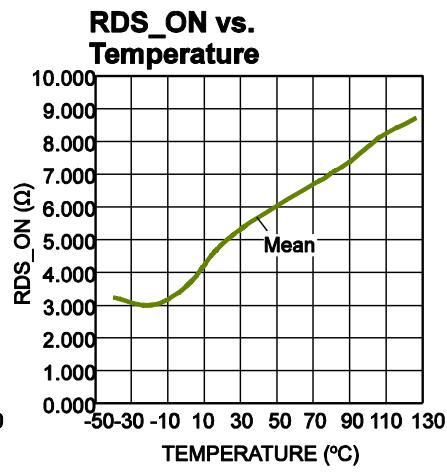
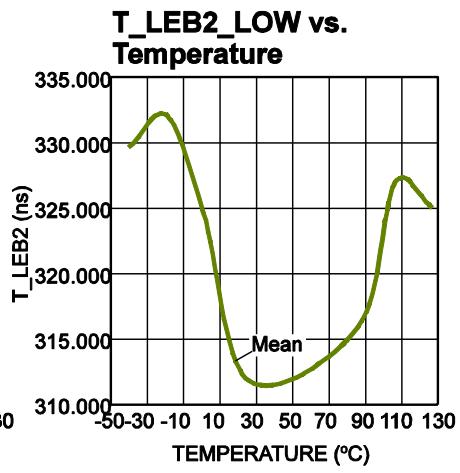
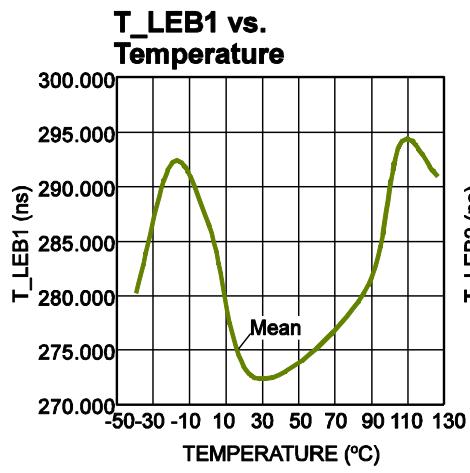
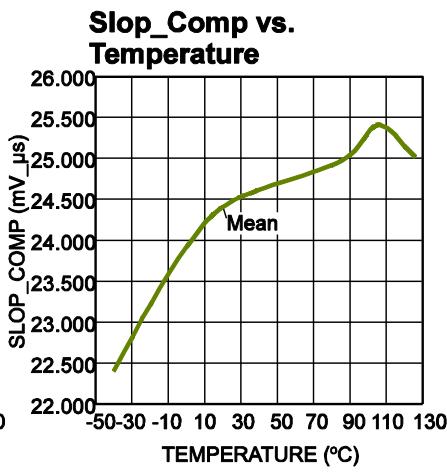
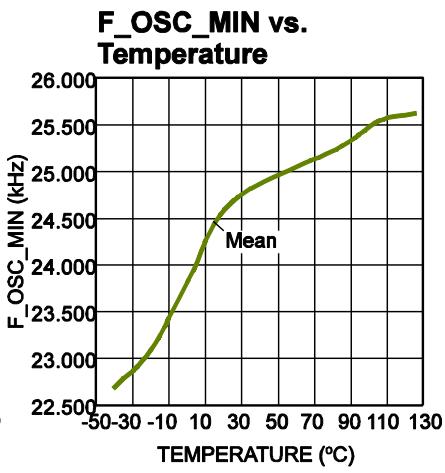
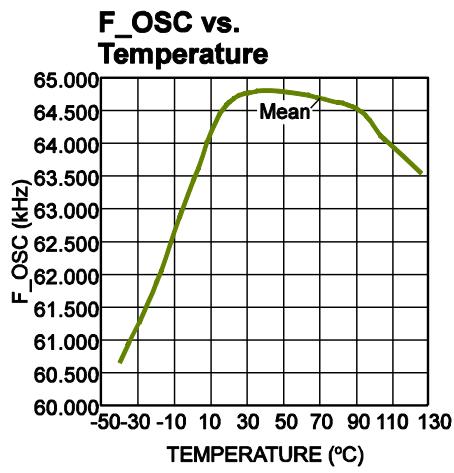
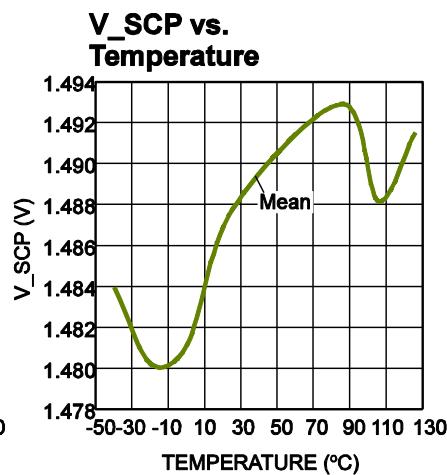
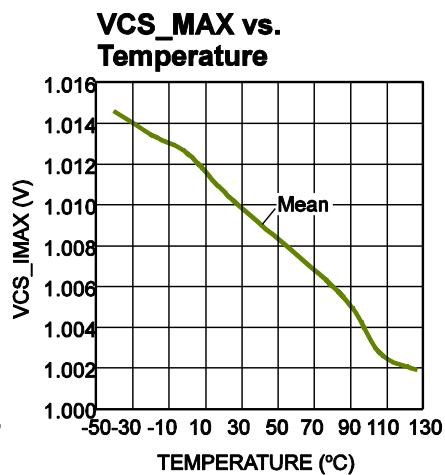
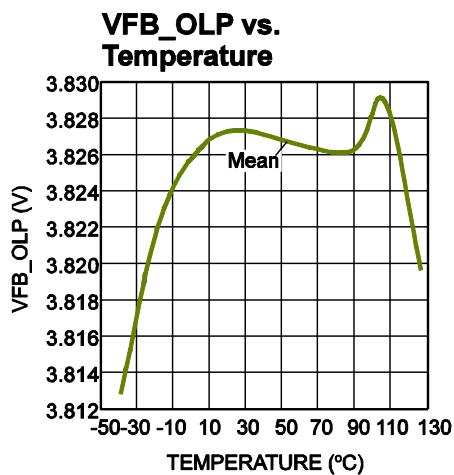
典型特性



典型特性 (续表)



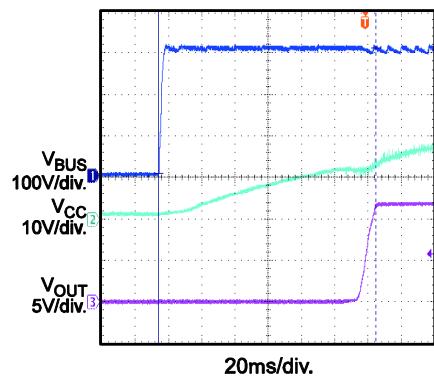
典型特性 (续表)



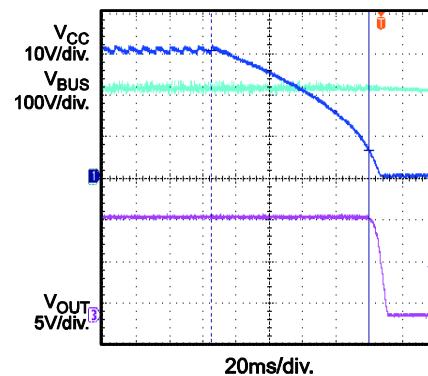
典型的性能曲线

除非另外说明, 以下皆在 $V_{IN} = 230V_{AC}$, $V_{OUT} = 12V$, $I_{OUT} = 1A$ 条件下测试

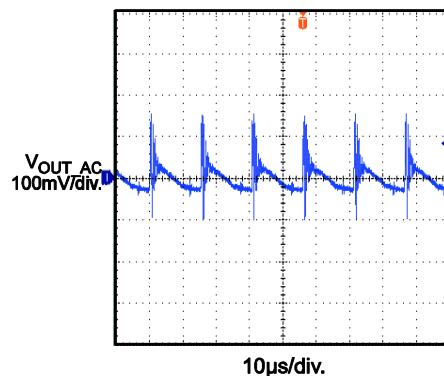
Input Power On



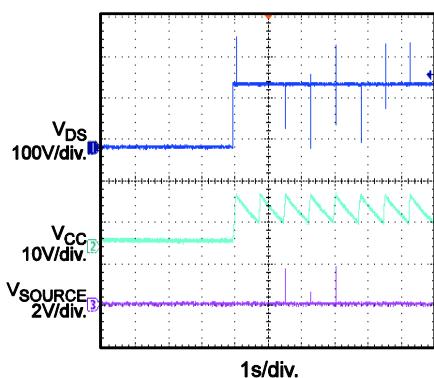
Input Power Off



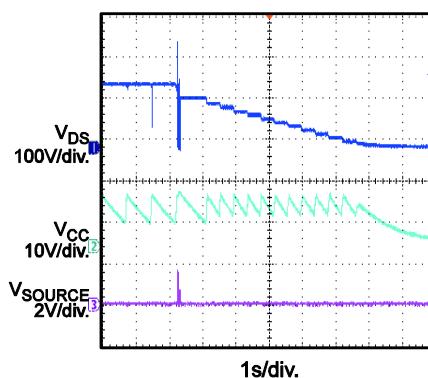
Output Ripple



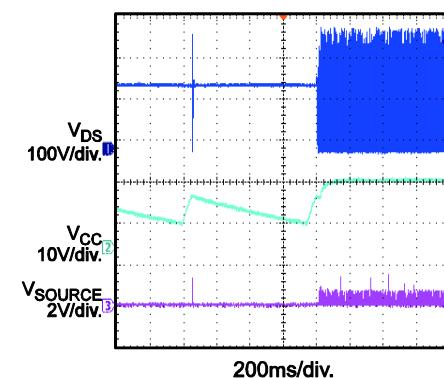
SCP Power On

 $V_{IN} = 115V_{AC}$ 

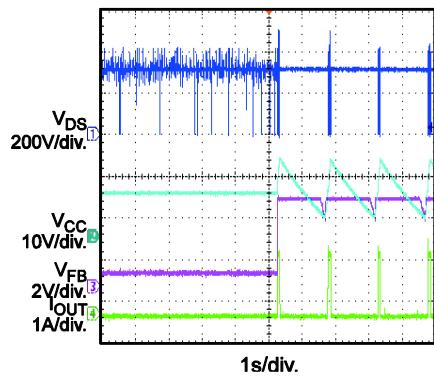
SCP Power Off

 $V_{IN} = 115V_{AC}$ 

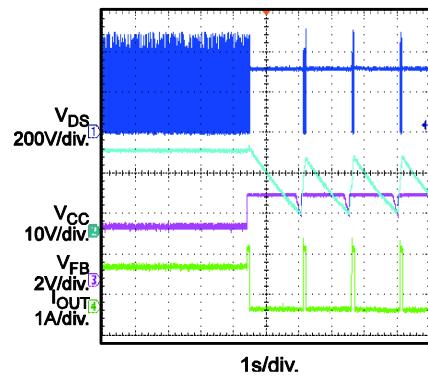
SCP Release

 $V_{IN} = 115V_{AC}$ 

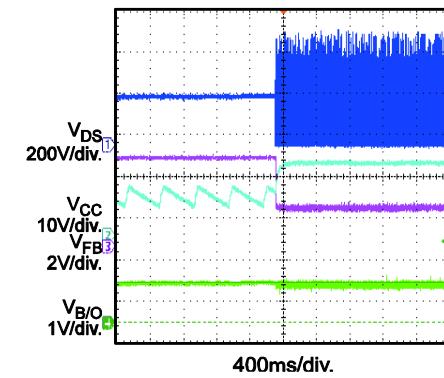
OLP Entry, No Load



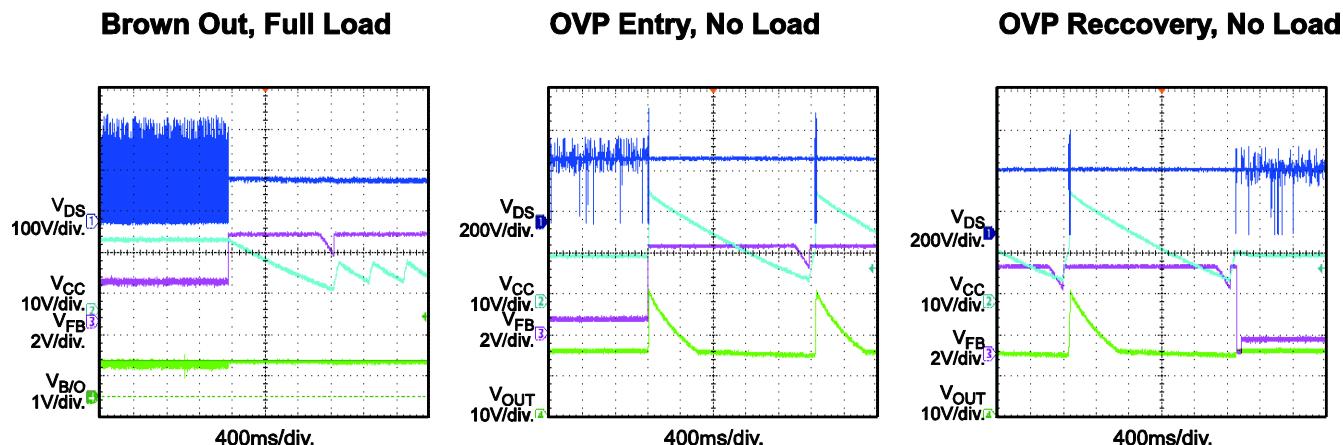
OLP Entry, Full Load



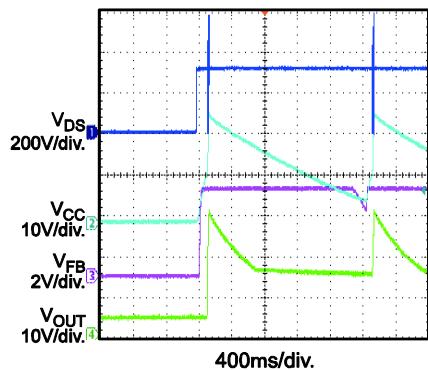
Brown In, Full Load



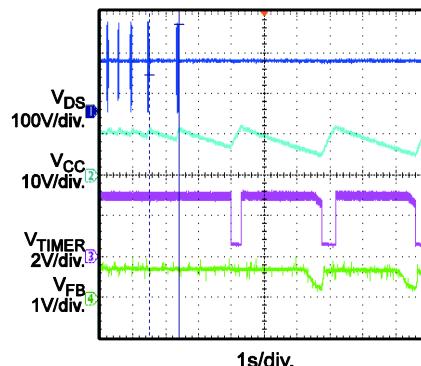
典型的性能曲线 (续表)

除非另外说明, 以下皆在 $V_{IN} = 230V_{AC}$, $V_{OUT} = 12V$, $I_{OUT} = 1A$ 条件下测试

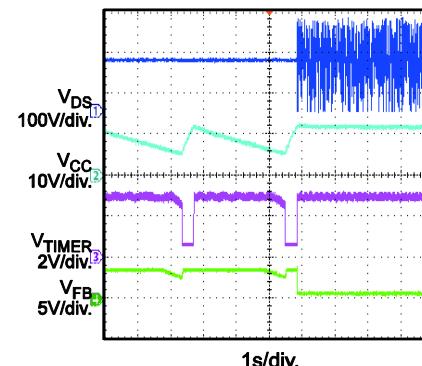
OVP Power On, No Load



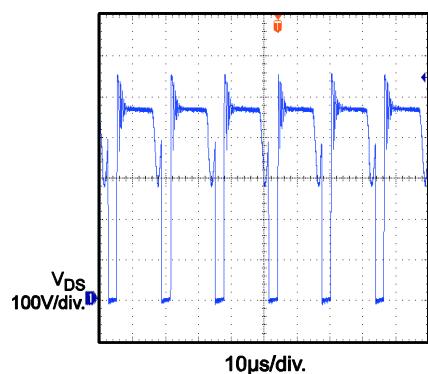
OTP Entry

 $V_{IN} = 85V_{AC}$ 

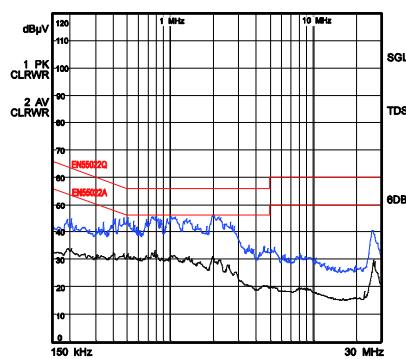
OTP Recovery

 $V_{IN} = 85V_{AC}$ 

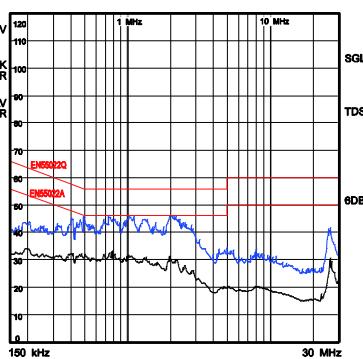
Stress

 $V_{IN} = 265V_{AC}$ 

Conducted EMI, L



Conducted EMI, N



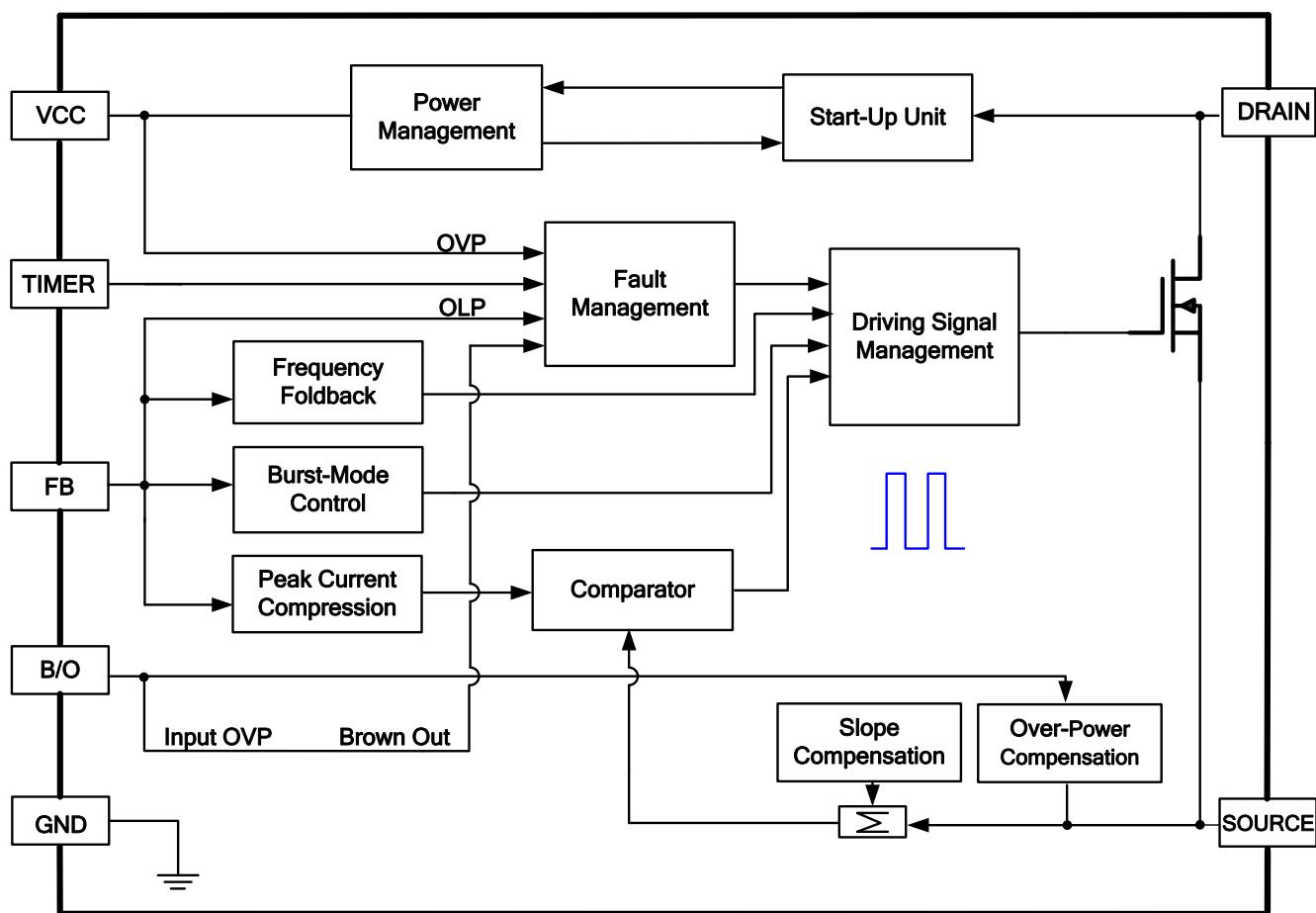


图 1: 功能框图

运行原理

HF500-15 是一款具有内置斜坡补偿的固定频率电流型开关电源芯片，该芯片集成了可靠的开关模式电源所需的所有功能。在轻载条件下，芯片锁定峰值电流并将其开关频率降至 25kHz，以最大限度地降低开关损耗。当输出功率下降到一定水平以下时，稳压器进入突发模式。

HF500-15 使用频率抖动来改善 EMI 性能。

掺杂抖频的固定频率

通过抖频分散能量可以降低 EMI。抖频电路如图 2 所示。

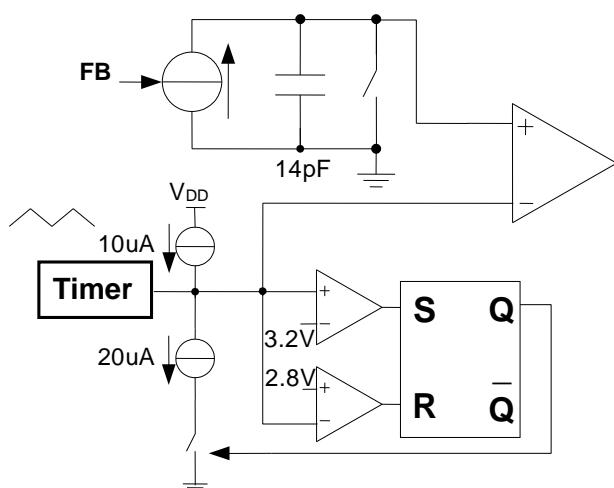


图 2：抖频电路

受控电流源会给内部电容器充电，该电流源在 $FB > 2V$ 时固定，并将其电压与 TIMER 电压进行比较。TIMER 电压是 2.8V 至 3.2V 之间的三角波，具有充电/放电电流（见图 3）。开关频率可以使用公式 (1) 计算：

$$f_s = \frac{1 \cdot 10^6}{5.28 \cdot V_{\text{TIMER}} / V + 0.2} \text{ Hz} \quad (1)$$

T_{jitter} 可以通过等式 (2) 计算得到：

$$T_{\text{jitter}} = 8 \cdot C_{\text{TIMER}} / nF \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad (2)$$

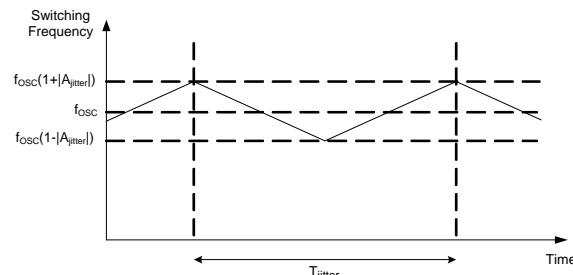


图 3：抖频

频率折返

为了在所有负载条件下都具有高效率，HF500-15 在轻载条件下执行频率折返功能。

当负载降低到给定水平时，调节器锁定 V_{FOLD} 峰值电流并降低充电电流，将开关频率降至 25kHz，可降低开关损耗。如果负载持续下降，峰值电流将以 25kHz 的固定频率下降，以避免音频噪声。频率、峰值电流与 FB 的关系如图 4 所示。

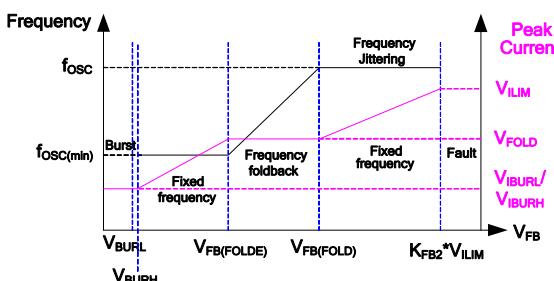


图 4：频率、峰值电流与反馈电压

具有斜坡补偿的电流模式

主要峰值电流由 FB 电压控制。当峰值电流达到 FB 确定的电流时，MOSFET 关断。此外，调节器在连续导通模式 (CCM) 下工作，具有宽输入电压范围。在 CCM 占空比大于 50% 时，其内部同步斜坡补偿 (S_{RAMP}) 可避免次谐波振荡。

高电压启动电流源

最初，IC 由内部高压电流源自供电，该内部高压电流源从 DRAIN 引出。一旦 VCC 上的电压达到 $V_{\text{CC}_{\text{OFF}}}$ ，芯片就会切断电流源。如果 VCC 上的电压低于 $V_{\text{CC}_{\text{UVLO}}}$ ，则停止开关脉冲，再次接通电流源。当输出电压正常上升到设定电压时，辅助绕组将代替芯片的电源。当发生故障时，如 OLP，SCP，掉电，OVP，OTP 等（见图 5），

V_{CC} _{UVLO} 的下限从 V_{CC_{UVLO}} 下拉到 V_{CC_{PRO}}。

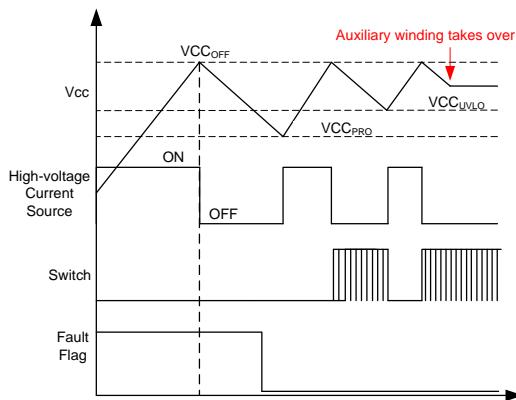


图 5: VCC 供电过程

软启动 (SS)

为了减少功率器件上的负担并尽可能平滑输出电压，在每次正常工作启动时，定时器电压从 1V 增加到 1.75V，充电电流为 1/4 的额定值。定时器电压逐渐将峰值电流从 0.25V 增加到 1V。开关频率也逐渐增加。软启动的典型波形如图 6 所示。

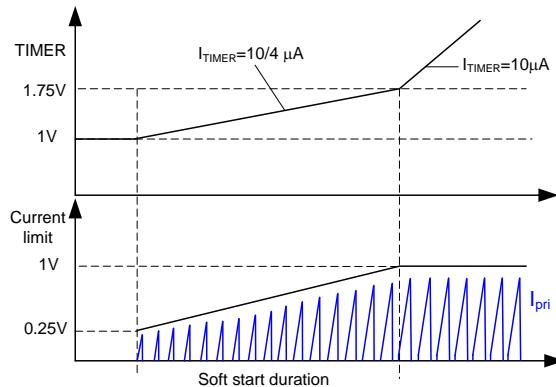


图 6: 软启动

启动持续时间可以通过连接到 TIMER 的电容进行调整。连接到 Timer 引脚的电容决定的启动持续时间，如公式 (3) 所示：

$$T_{\text{Soft-start}} = 0.3 \cdot C_{\text{TIMER}} / nF \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (3)$$

突发运行模式

HF500-15 通过突发模式时来尽量减少空载或轻载条件下的功耗。随着负载减轻，FB 电压下降。当 FB 电压降至下限阈值 (V_{BURL}) 之下时，芯片停止开关周期。直到输出电压下降后，FB 会再增加。一旦 FB 电压超过阈值 (V_{BURH})，就

会恢复开关。FB 电压先下降然后上升，如此循环。突发模式交替使能并禁用 MOSFET 的开关周期，从而减少空载或轻载条件下的开关损耗。

过功率补偿

采样电阻的电压上加入了与 B/O 电压成比例的偏移电压。B / O 电压与输入电压成正比。FB 和 B / O 上的电压相关的补偿如图 7 所示。V_{OPC} 可以使用公式 (4) 计算：

$$V_{\text{OPC}} = 0.094 \cdot (V_{\text{B/O}} - 1.1 \text{ V}) \quad (4)$$

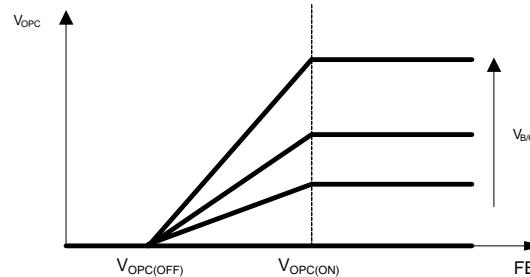


图 7: 补偿电流与 FB 和 B / O 电压的关系

基于定时器的过载保护 (OLP)

如果开关频率在反激式转换器中固定，则最大输出功率受限于峰值电流。当输出功率超过限定功率时，输出电压降至设定值以下，流过初级和次级光耦合器电流降低，此时 FB 电压被拉高（参见图 8）。

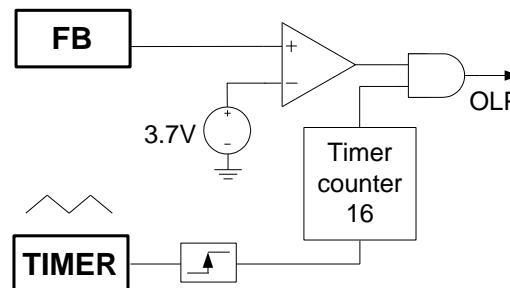


图 8: 过载保护框图

当 FB 上升高于 V_{OLP} 时为一次错误标志，它使定时器开始计数 VQ 的上升沿。当错误标志被移除时，计时器复位。当计数到达 16 时，表明计时器完成计数，芯片进入 OLP。当电源重新启动或负载转换阶段期间，此定时器持续时间不会触发 OLP 功能。图 9 显示了 OLP 功能。

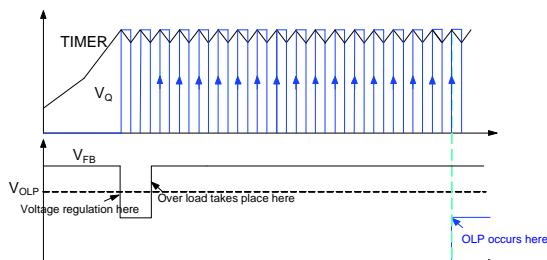


图 9: 过载保护功能

输入欠压和输入过压保护 OVP

输入欠压和输入 OVP 可以通过 B / O 来实现。如果在输入电压上升期间 B / O 电压高于 VB / O_IN，则芯片开始工作。如果 TB / O (CTIMER = 47nF) 的 B / O 电压低于 VB / O_OUT，则 IC 停止工作。如果 B / O 上的电压高于 OVPB / O 持续 TOVPB / O，则 IC 停止工作，实现输入 OVP。如果 B / O 上的电压高于 VDIS，则禁用输入欠压和输入 OVP 功能。为了简化外部电路，如果不需要输入掉电、过功率补偿和输入 OVP 功能，可通过电阻将 B / O 上拉到 VCC。

短路保护 (SCP)

HF500-15 具有短路保护功能，可检测到 SOURCE 电压，并且如果 V_{SOURCE} 在减小的前沿消隐时间 (T_{LEB2}) 之后达到 V_{SCP} ，则停止开关。一旦故障消失，电源恢复正常运行。

热关断

当内部温度超过 T_{OTP} 时，HF500-15 使用热关断来关闭开关周期。一旦内部温度降到 $T_{OTP(HYS)}$ 以下，电源恢复正常运行。在热关断期间， VCC_{UVLO} 下限阈值从 VCC_{UVLO} 下拉至 VCC_{PRO} 。

VCC 过压保护

如果 VCC 电压升高至 V_{OVP} 并持续 T_{OVP} 以上，HF500-15 进入故障锁定状态。调节器保持完全锁存状态，直到 VCC 降至 VCC_{LATCH} 以下（例如，用户从主输入端拔下电源并将其插回）。通常情况下，光耦合器发生故障时会出现这种情况，导致输出电压调节失效。

定时器保护

通过拉低 TIMER 至 $V_{TIMER(LATCH)}$ 之下并持续 T_{LATCH} ，将 HF500-15 锁定。允许 TIMER 通过

添加外部紧凑电路，实现外部 OVP 和 OTP 功能。

前沿消隐 (LEB)

在源极和电流比较器输入之间放置一个包含两个 LEB 时间的内部前沿消隐 (LEB) 单元，以避免由于寄生电容引起的过早的开关脉冲终止。在消隐期间，电流比较器被禁用并且不能关闭外部 MOSFET。LEB 波形如图 10 所示。

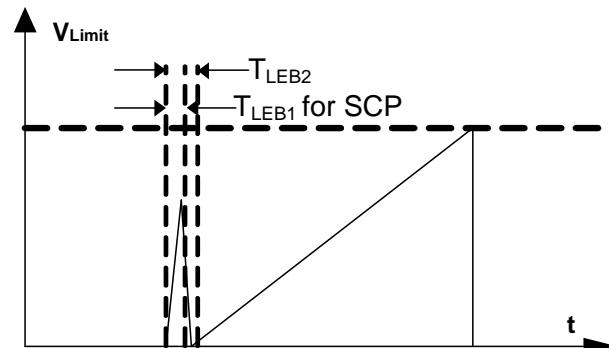


图 10: LEB 波形

应用信息

VCC 电容选择

当接入输入电压时, VCC 电容被芯片内部的高压电流源充电。应在 VCC 电压降至 VCC_{UVLO} 之前设置输出电压, 否则, VCC 反复充放电导致输出电压不能正常设定。对于大多数应用情况, 宜选择 10 μ F 至 47 μ F 之间的 VCC 电容值。等式 (5) 可以估算 VCC 电容的值:

$$C_{VCC} > \frac{I_{CC} \cdot T_{rise}}{VCC_{OFF} - VCC_{UVLO}} \quad (5)$$

其中, I_{CC} 是内部消耗, T_{rise} 是输出电压上升时间。

初级侧电感设计 (L_m)

当占空比超过 50% 时, HF500-15 使用内部斜坡补偿维持 CCM 模式运行。将初级侧电感的纹波电流幅值与峰值电流值的比值 (K_P) 设置为 $0 < K_P \leq 1$, 其中电流断续模式 (DCM) 的 $K_P = 1$ 。图 11 显示了相关的波形。较大的电感会使 K_P 较小, 从而降低电流的有效值并增加变压器的尺寸。常用输入范围的最佳 K_P 值是在 0.7 和 0.8 之间。这个 K_P 值范围也同样适用于 230V_{AC} 输入范围下的 CrCM 或 DCM 模式。

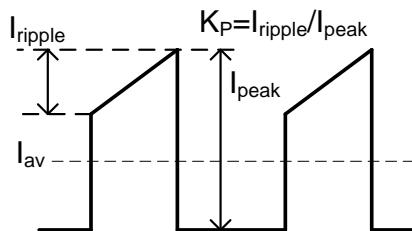


图 11: 典型的初级侧电流波形

最小输入的输入功率 (P_{in}) 可以用公式 (6) 估算:

$$P_{in} = \frac{V_o \cdot I_o}{\eta} \quad (6)$$

其中, V_o 是输出电压, I_o 是额定输出电流。 η 是估算效率, 它取决于输入范围和输出电压, 通常介于 0.75 和 0.85 之间。

对于最小输入电压下的 CCM, 使用公式 (7) 计算转换器占空比:

$$D = \frac{(V_o + V_F) \cdot N}{(V_o + V_F) \cdot N + V_{in(min)}} \quad (7)$$

V_F 是次级侧二极管的正向电压, N 是变压器匝数比, $V_{in(min)}$ 是大容量电容上的最小电压。

利用公式 (8) 计算 MOSFET 导通时间:

$$T_{on} = D \cdot T_s \quad (8)$$

T_s 是抖频下的主开关周期, 且有

$$\frac{1}{T_s} = f_s = 65\text{kHz}.$$

初级电流的平均值可以用公式 (9) 计算:

$$I_{av} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}} \quad (9)$$

初级电流的峰值可以用公式 (10) 计算:

$$I_{peak} = \frac{I_{av}}{(1 - \frac{K_P}{2}) \cdot D} \quad (10)$$

初级电流的纹波值可用公式 (11) 计算:

$$I_{ripple} = K_P \cdot I_{peak} \quad (11)$$

初级电流的谷值可以用公式 (12) 计算:

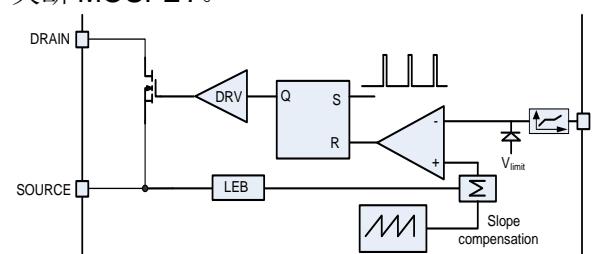
$$I_{valley} = (1 - K_P) \cdot I_{peak} \quad (12)$$

L_m 可以用公式 (13) 计算:

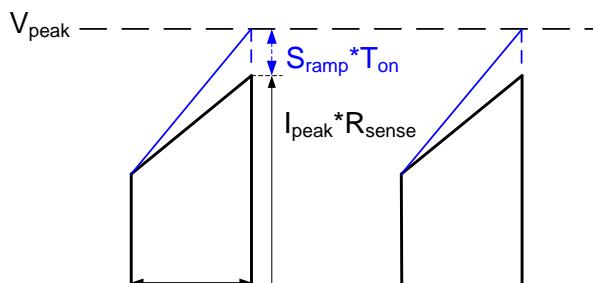
$$L_m = \frac{V_{in(min)} \cdot T_{on}}{I_{ripple}} \quad (13)$$

电流检测电阻

峰值电流比较器逻辑和后续的波形如图 12 所示。当检测电阻电压和斜坡补偿器的总和达到 V_{peak} 时, 比较器变为高电平从而使 RS 触发器复位, 并关断 MOSFET。



a) 峰值电流比较器电路



b) 典型波形

图 12: 峰值电流比较器

最大电流限制是 V_{ILIM} 。斜坡补偿器的斜坡是 S_{ramp} 。考虑裕量, 满负载时使用 $0.95 \times V_{ILIM}$ 作为 V_{peak} 。用公式 (14) 计算检测电阻上的电压:

$$V_{sense} = 95\% \cdot V_{ILIM} - S_{ramp} \cdot T_{on} \quad (14)$$

然后用公式 (15) 计算检测电阻的值:

$$R_{sense} = \frac{V_{sense}}{I_{peak}} \quad (15)$$

选择适当额定功率的电流采样电阻。用公式 (16) 估算电流采样电阻的功率损耗:

$$P = \left[\left(\frac{I_{peak} + I_{valley}}{2} \right)^2 + \frac{1}{12} (I_{peak} - I_{valley})^2 \right] \cdot D \cdot R_{sense} \quad (16)$$

抖动周期

抖频是通过耗散能量来减少 EMI 的有效方法, n 阶谐波噪声带宽为 $B_{Tn} = n \cdot (2 \cdot \Delta f + f_{jitter})$, 其中 Δf 是频率抖动幅度。

如果 B_{Tn} 超过频谱分析仪的分辨率带宽 (RBW) (对于小于 150kHz 的噪声频率为 200Hz, 对于 150kHz 至 30MHz 之间的噪声频率为 9kHz), 则频谱分析仪接收较少的噪声能量。

TIMER 上的电容决定抖频的周期。当 TIMER 的电压达到 3.2V 时, 10 μ A 的电流源为电容充电, 另一个 10 μ A 电流源将电容放电至 2.8V。该充电和放电过程不断循环。

等式 (2) 从理论上描述了抖动周期。较小的 f_{jitter} 对降低 EMI 更有效。然而, 与频谱分析仪 RBW 相比, 测量带宽要求 f_{jitter} 较大, 以有效降低 EMI。此外, f_{jitter} 应小于控制环路增益穿越频率, 以避免干扰输出电压调节。

TIMER 电容必须仔细选择。如等式 (3) 所示, 由于启动持续时间长, 软启动时间过长可能会导致启动失败。但是, TIMER 电容太小会导致定时器周期减少, 从而导致定时器计数次数增多, 进而可能产生逻辑问题。故对于大多数应用, 建议 f_{jitter} 设在 200Hz 和 400Hz 之间。

斜坡补偿

在峰值电流控制中, 当 CCM 中 $D > 0.5$ 时会发生次谐波振荡。HF500-15 通过内部斜坡补偿解决了这个问题。用公式 (17) 计算 α 。为了稳定运行, α 必须小于 1:

$$\alpha = \frac{\frac{D_{max} \cdot V_{in(min)}}{(1-D_{max}) \cdot L_m} \cdot R_{sense} - m_a}{\frac{V_{in(min)}}{L_m} \cdot R_{sense} + m_a} \quad (17)$$

其中, $m_a = 20mV/\mu s$ 是斜坡补偿的最小内部斜率值, $\frac{V_{in(min)}}{L_m} \cdot R_{sense}$ 和 $\frac{D_{max} \cdot V_{in(min)}}{(1-D_{max}) \cdot L_m} \cdot R_{sense}$ 分别是由电流检测电阻检测到的初级侧电压和等效次级侧电压的转换速率。

PCB 布局指南

高效的 PCB 布局对于运行的稳定性, 良好的 EMI 性能和良好的散热性能至关重要。为获得最佳效果, 请参考图 13 并遵循以下指南:

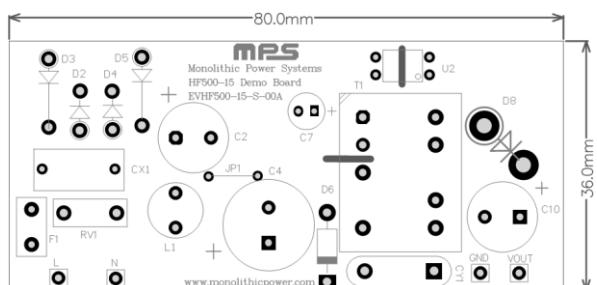
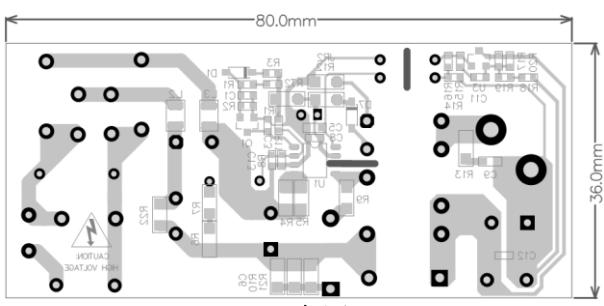
1. 最小化功率环路以获得更好的 EMI 性能。这包括输入回路 (C4 - T1 - U1 - R2 / R4 - C4), 辅助绕组回路 (T1 - D7 - R12 - C7 - T1), 输出回路 (T1 - D8 - C10 - T1) RCD 吸收回路 (T1 - R9 - D6 - R10 / C6 - T1)。
2. 将输入回路 GND 和控制电路 GND 分开, 并仅在 C4 处单点连接。否则, 芯片工作时可能会受到噪音的影响。
3. 将控制电路电容 (如用于 FB, B / O 和 VCC 的电容) 靠近芯片放置, 以有效地去除噪声的干扰。
4. 如果需要, 在芯片周围留置出较大的源区以改善散热性能。

设计实例

下表 1 是用于电源适配器应用的 HF500-15 的设计示例。

表 1: 设计规格

V_{IN}	85 到 265VAC
V_{OUT}	12V
I_{OUT}	1A

**a) 顶层****b) 底层****图 13: 推荐的 PCB 布局**

典型应用电路

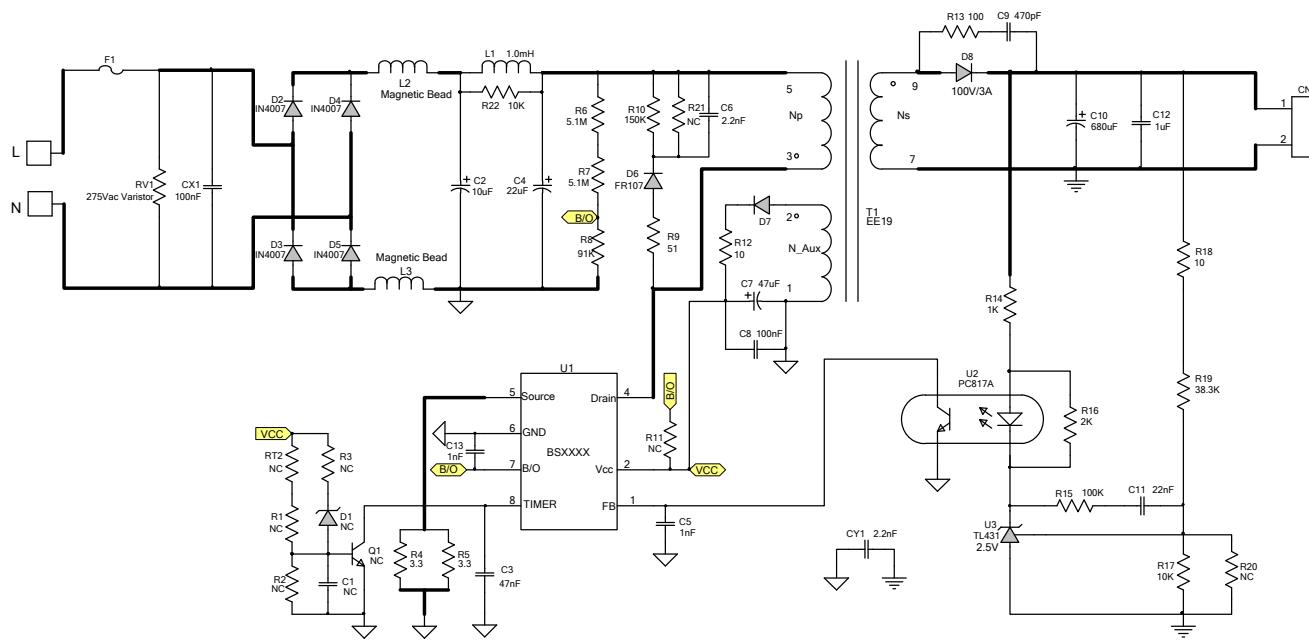


图 14: 典型应用范例

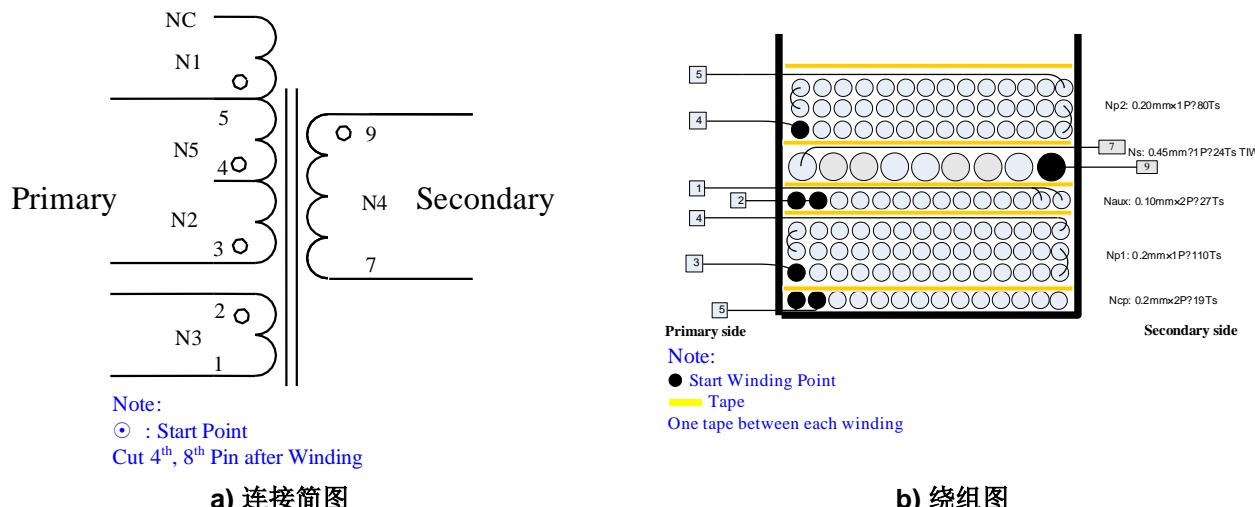
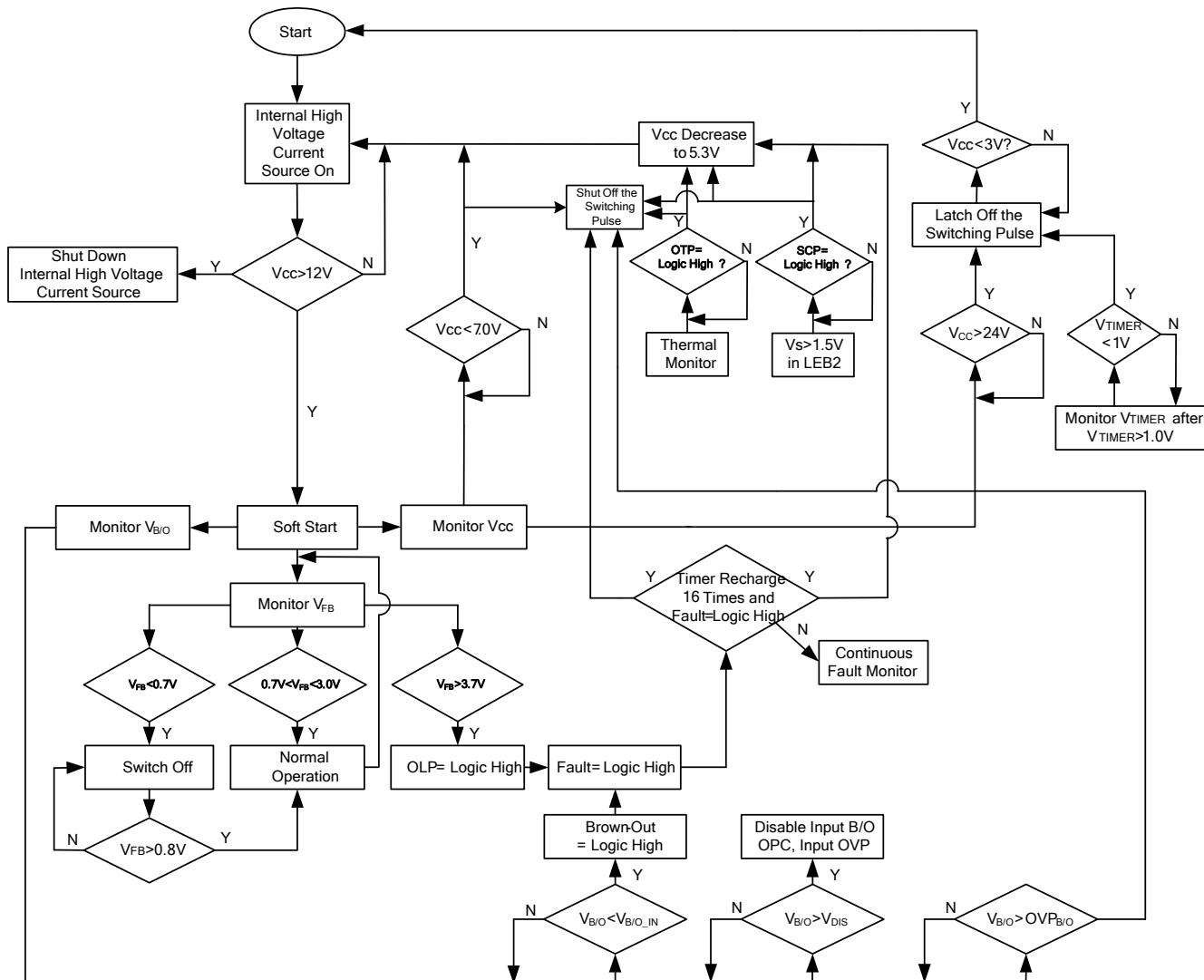


图 15: 变压器结构

表格 2: 绕组顺序

胶带(T)	绕组	开始端-结束端	绕线直径(φ)	匝数(T)	套管
0	N1	5 → NC	0.20mm*2	19	No
1	N2	3 → 4	0.20mm*1	110	与绕线匹配
1	N3	2 → 1	0.10mm*2	27	与绕线匹配
1	N4	9 → 7	0.45mm*1 TIW	24	No
1	N5	4 → 5	0.20mm*1	80	与绕线匹配

流程图

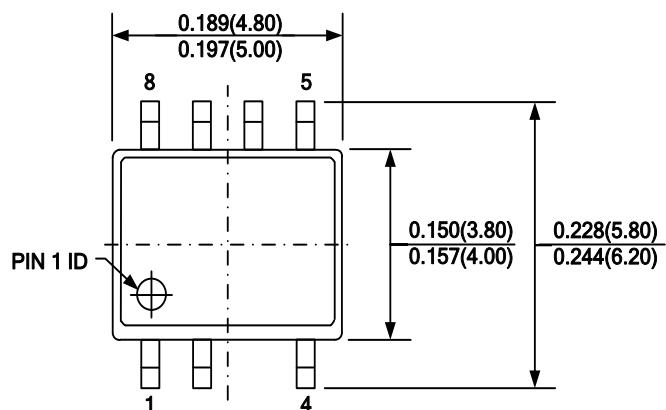


UVLO, brown-out, OTP & OLPare auto restart; OVP on VCC, and latchoff on TIMER are latch mode. To release from the latch condition, unplug from the main input.

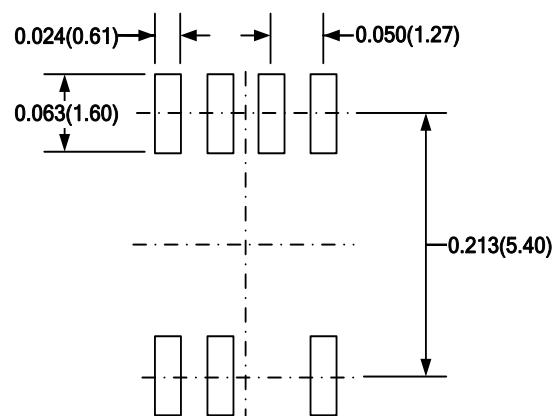
图 16: 控制流程图

封装信息

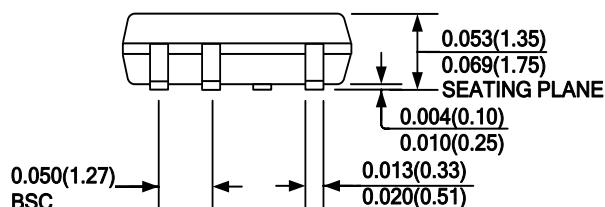
SOIC8-7B



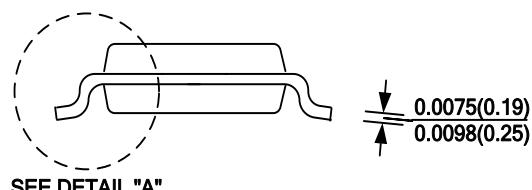
TOP VIEW



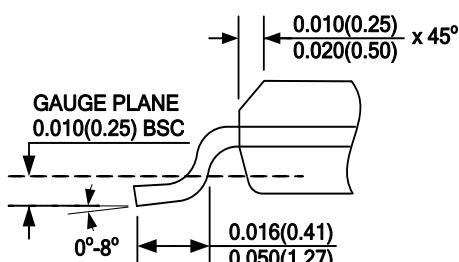
RECOMMENDED LAND PATTERN



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) JEDEC REFERENCE IS MS-012.
- 6) DRAWING IS NOT TO SCALE.

注：本文中信息如有变更，不另通知。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。