



# 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 <sup>3</sup>			
	230Vac±15%		85Vac~265Vac	
	封闭式适配器 <sup>1</sup>	开放式 <sup>2</sup>	封闭式适配器 <sup>1</sup>	开放式 <sup>2</sup>
P <sub>OUT</sub> (W)	12	15	10	12

注意：

1. 封闭式适配器的最大持续功率是在 50℃ 环境温度下测量的。
2. 开放式电源的最大连续功率是在 50℃ 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

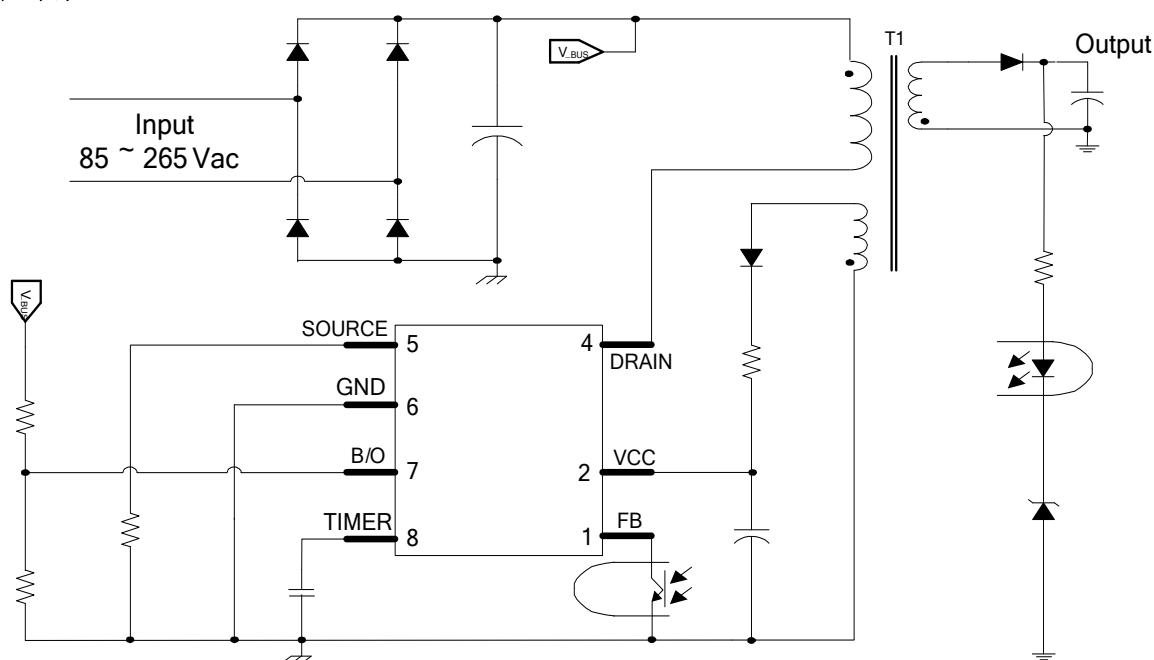
## 应用

- 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

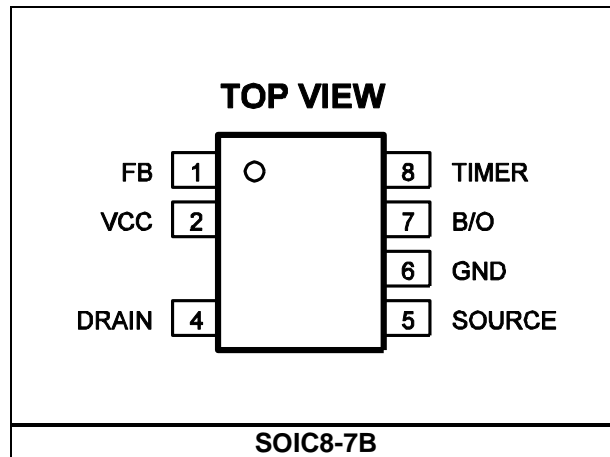
LLLLLLLL: 批次号

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）<sup>(1)</sup>**

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 ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ ) <sup>(2)</sup>

..... 1.5W

结温 .....  $150^\circ\text{C}$ 铅温 .....  $260^\circ\text{C}$ 存储温度 .....  $-60^\circ\text{C}$  到  $+150^\circ\text{C}$ 

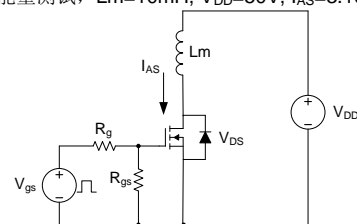
人体模型防静电能力（除漏极外的所有引脚）

..... 4.0kV

机器模型防静电能力 ..... 200V

脉冲漏极电流 ..... 2.38A <sup>(3)</sup>单脉冲雪崩能量 ..... 50mJ <sup>(4)</sup>**推荐工作条件<sup>(5)</sup>**工作结温 .....  $-40^\circ\text{C}$  到  $+125^\circ\text{C}$ 工作  $V_{CC}$  范围 ..... 12.5V 到 24V**热阻<sup>(6)</sup>** .....  $\theta_{JA}$  .....  $\theta_{JC}$ SOIC8-7B ..... 85 .....  $40 \dots ^\circ\text{C/W}$ **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  $\theta_{JA}$  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  $P_D$  (MAX) =  $(T_J$  (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， $L_m = 10\text{mH}$ ， $V_{DD} = 50\text{V}$ ， $I_{AS} = 3.16\text{A}$ 。



UIS Test Circuit

UIS 测试电路

- 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
<b>启动电流（漏极）</b>						
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	$\mu A$
击穿电压	$V_{BR}$	$T_J = 25^{\circ}C$	700			V
<b>内部 MOSFET (漏极)</b>						
导通电阻	$R_{DS\_ON}$	$V_{CC} = 10.5V$ , $I_D = 0.1A$ , $T_J = 25^{\circ}C$		4.5	6.5	$\Omega$
<b>供电电压管理（VCC）</b>						
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	$\mu A$
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
<b>晶振</b>						
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)	$A_{jitter}$	$V_{FB} > 1.85V$ , $T_J = 25^{\circ}C$	$\pm 5$	$\pm 6.5$	$\pm 8$	%
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
<b>保护措施（B/O）</b>						
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		$\mu s$
在 B / O 管脚上禁用 B / O 和输入 OVP 功能的电压阈值	$V_{DIS}$		5.4	6	6.6	V
B / O 上的钳位电压	$V_{B/O\_Cla}$		7			V
输入阻抗	$R_{B/O}$		1.2			M $\Omega$
<b>电流检测（源极）</b>						
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/ $\mu s$
<b>反馈（FB）</b>						
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
<b>过载保护 (FB)</b>						
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
<b>过功率补偿 (B/O)</b>						
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
<b>频率折返</b>						
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
<b>闭锁输入 (集成在定时器中)</b>						
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		$\mu s$
<b>热关断</b>						
热关断阈值	$T_{TSD}$			150		$^{\circ}C$
热关断迟滞	$T_{TSD(HYS)}$			25		$^{\circ}C$

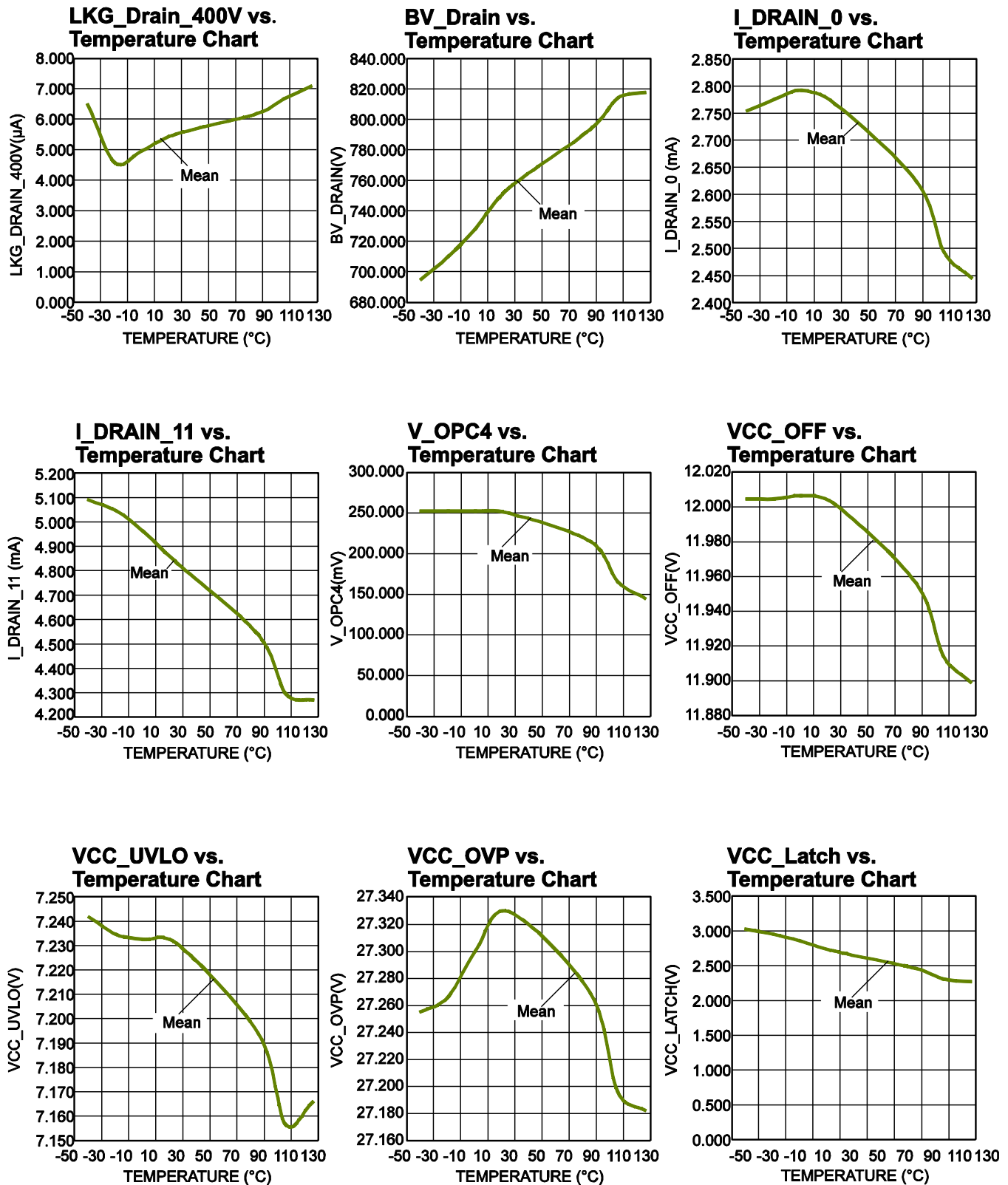


## 引脚功能

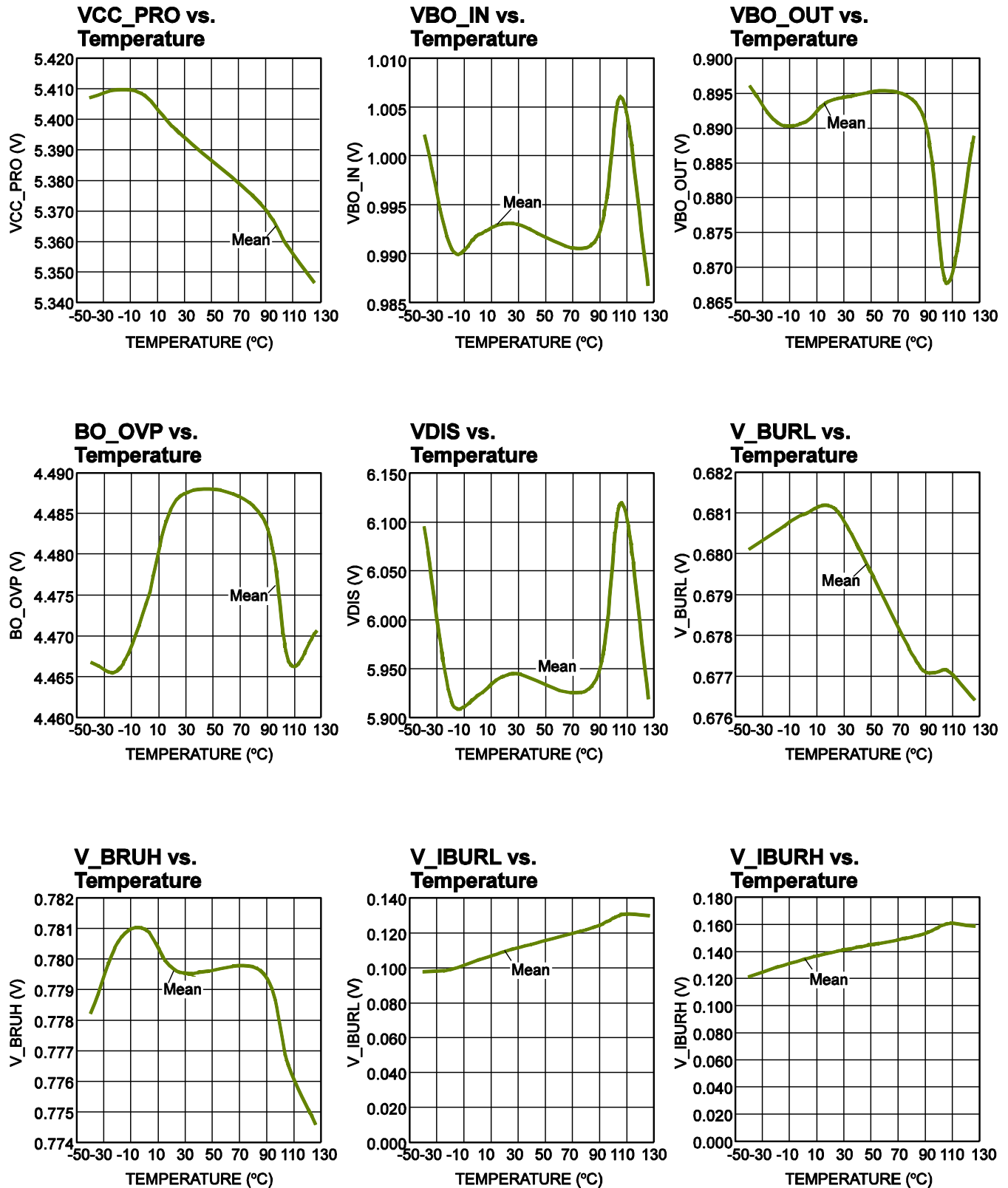
引脚	名称	描述
1	FB	反馈。一个下拉式光电耦合器控制输出调节量。
2	VCC	芯片的电源。如果VCC电压值上升超过过压保护电压阈值 $V_{OVP}$ ，则VCC进入过压保护。
4	DRAIN	内部MOSFET的漏极。输入启动，高压电流源。
5	SOURCE	内部MOSFET的源极。输入主电流检测信号。
6	GND	地
7	B/O	母线欠电压/过电压保护，输入OVP和过功率补偿检测。通过检测B / O母线欠电压/过电压保护输入OVP和过功率补偿。当B / O被拉到高于 $V_{DIS}$ 时，所有功能都被禁用。
8	TIMER	TIMER结合了软启动，抖频和OLP的定时器功能以及掉电保护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



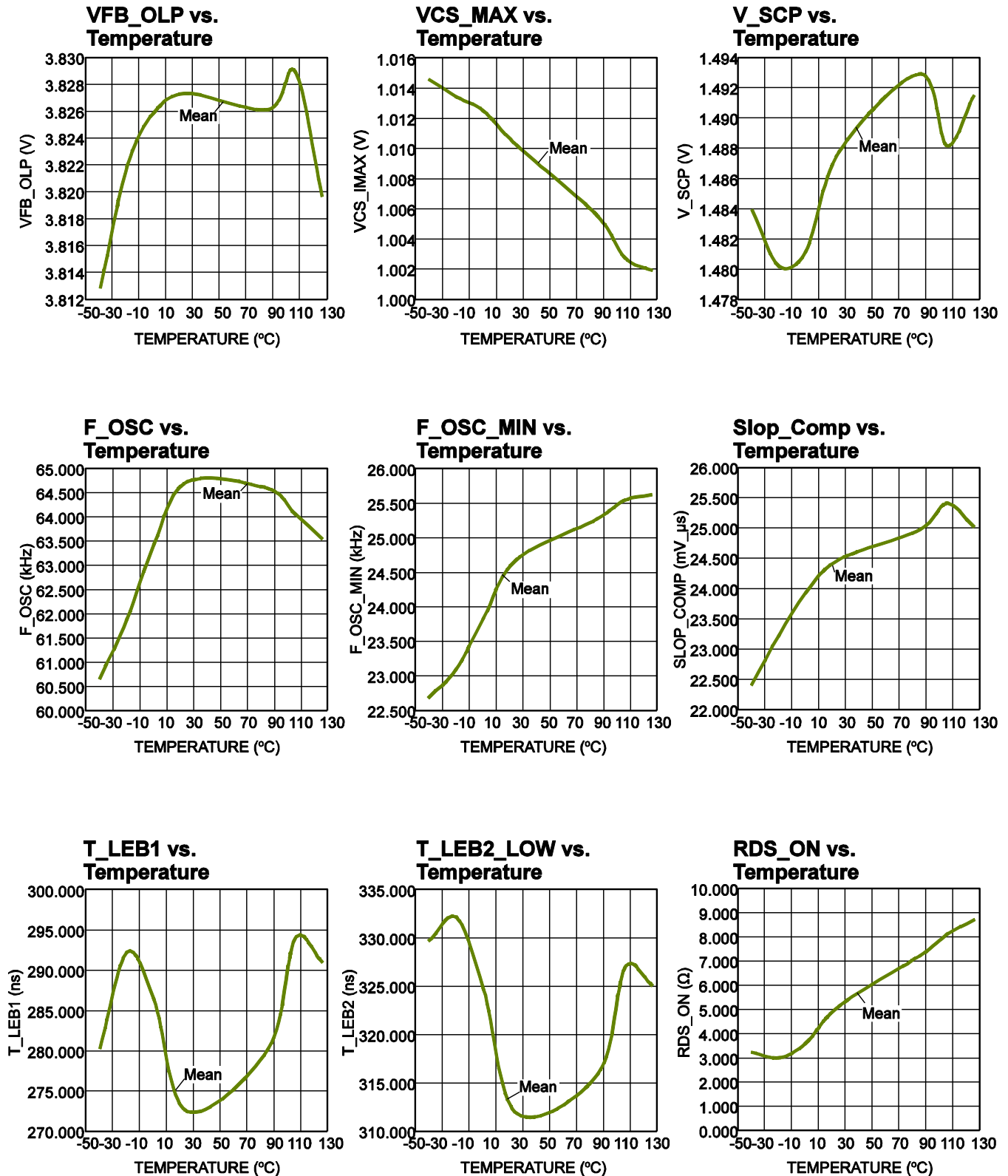
## 典型特性



## 典型特性（续表）



## 典型特性（续表）

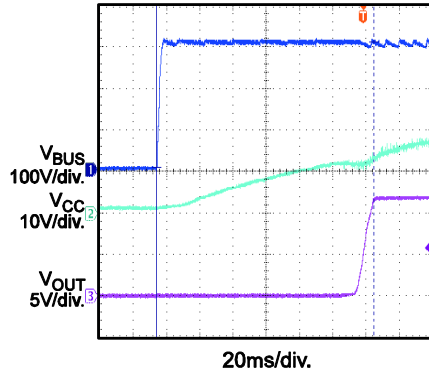




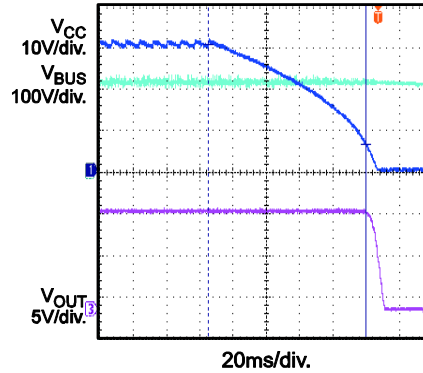
## 典型的性能曲线

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

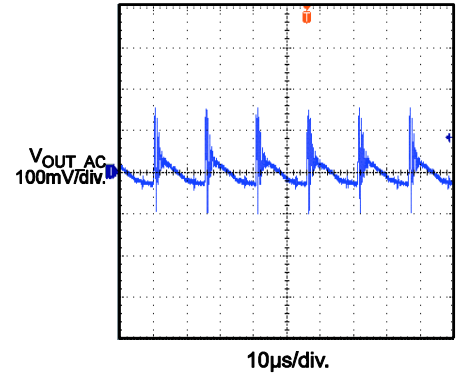
Input Power On



Input Power Off

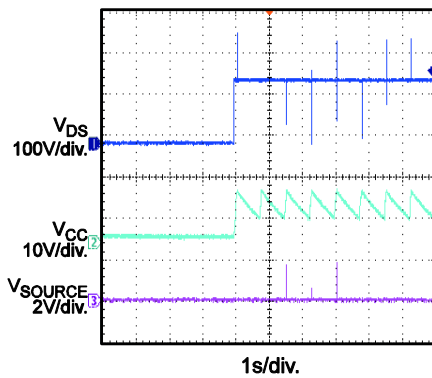


Output Ripple



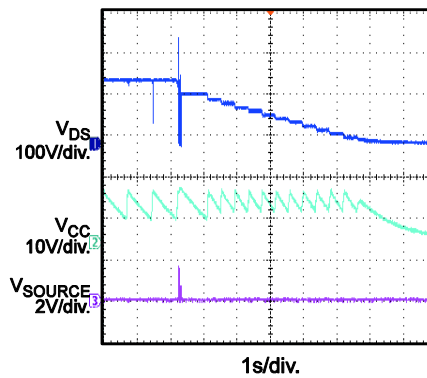
SCP Power On

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



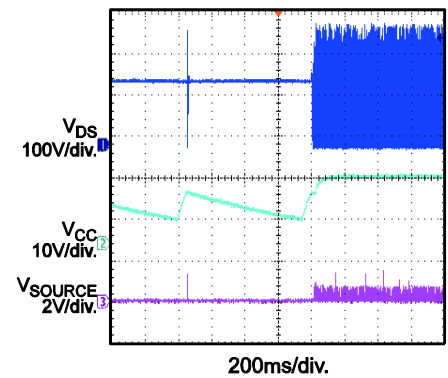
SCP Power Off

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

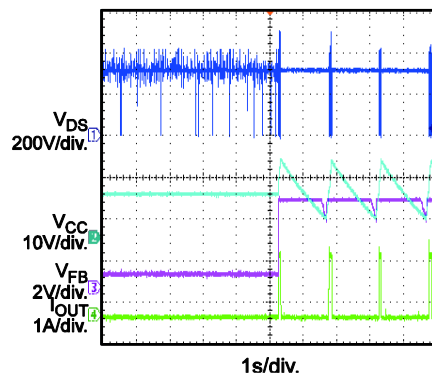


SCP Release

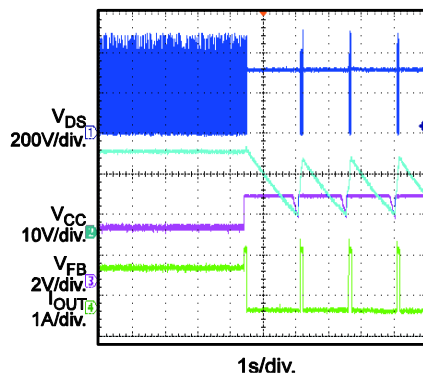
$V_{IN} = 115V_{AC}$



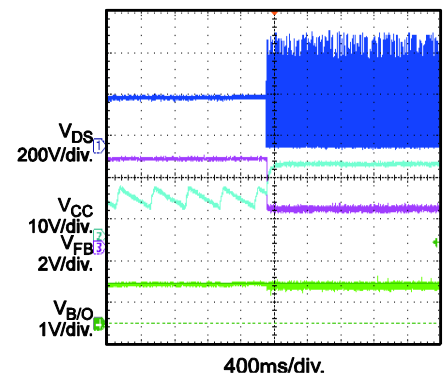
OLP Entry, No Load



OLP Entry, Full Load



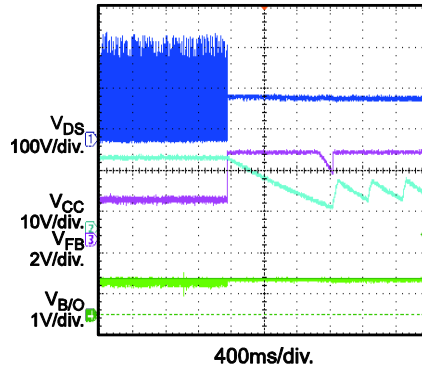
Brown In, Full Load



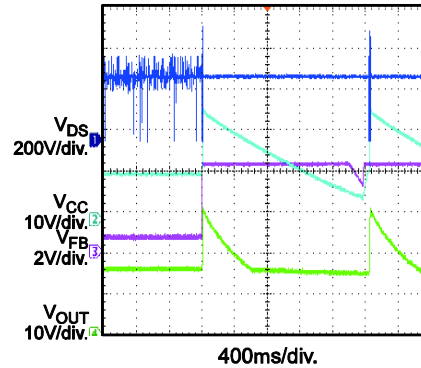
## 典型的性能曲线（续表）

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

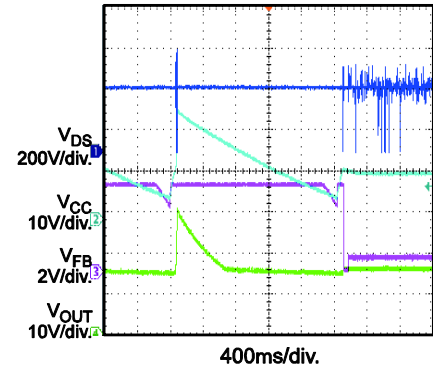
Brown Out, Full Load



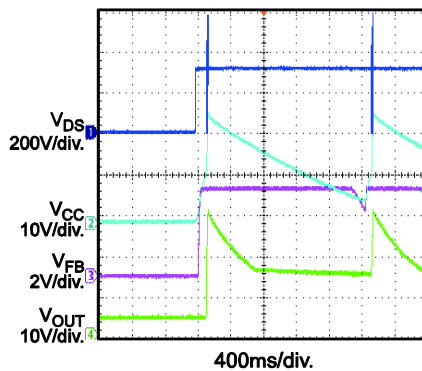
OVP Entry, No Load



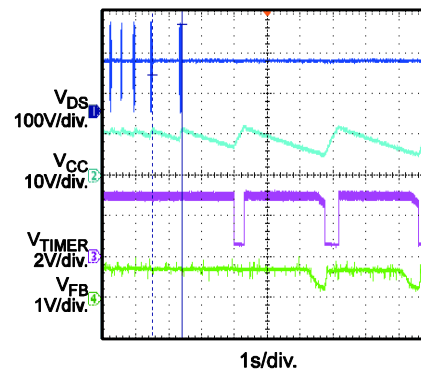
OVP Recovery, No Load



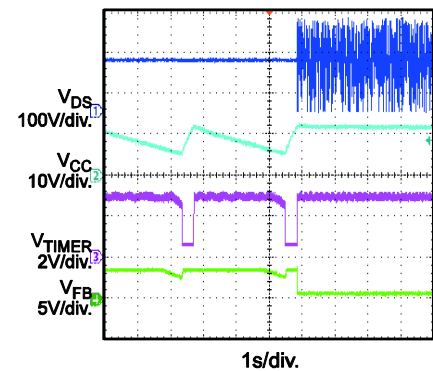
OVP Power On, No Load



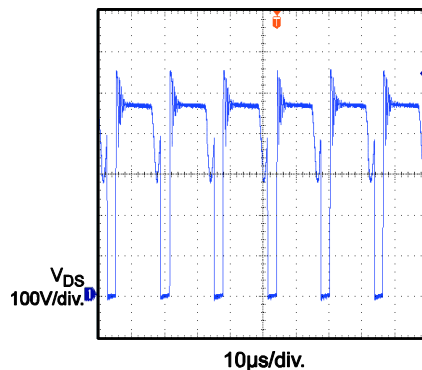
OTP Entry

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

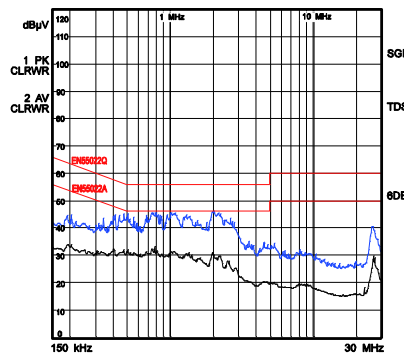
OTP Recovery

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

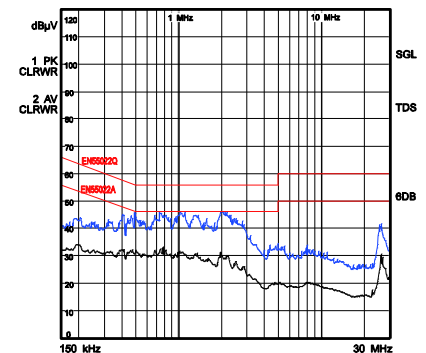
Stress

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

Conducted EMI, L



Conducted EMI, N



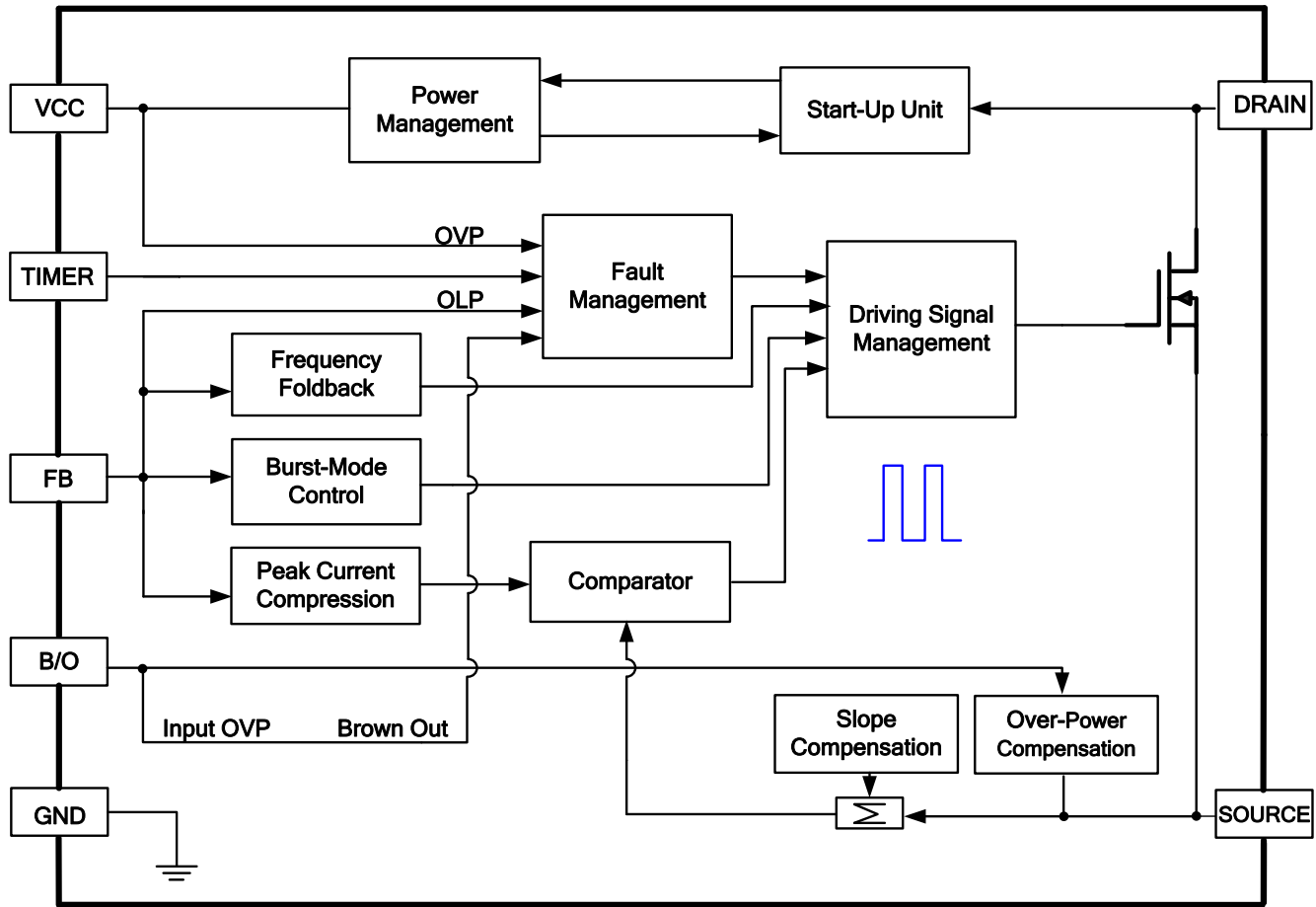


图 1：功能框图

## 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全部功能。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。

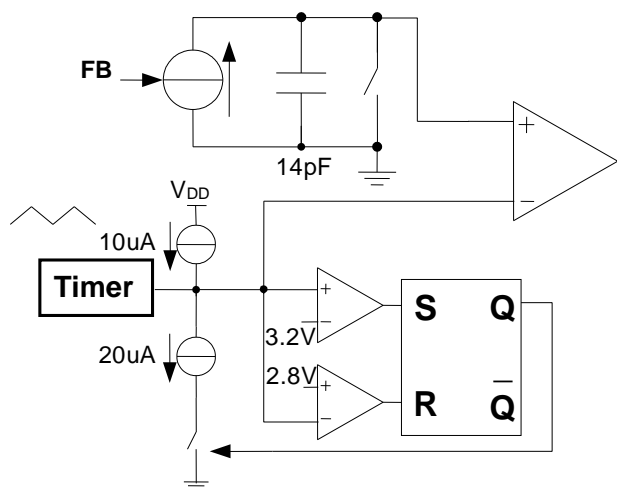


图 2：抖频电路

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：

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

$T_{jitter}$  可以通过等式（2）计算得到：

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

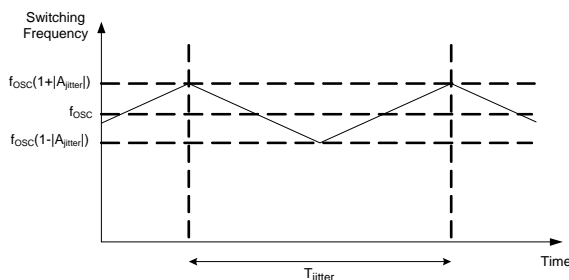


图 3：抖频

### 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。

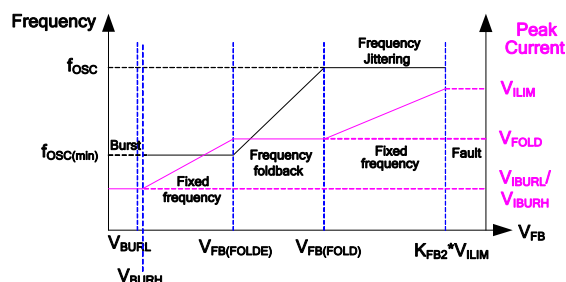


图 4：频率、峰值电流与反馈电压

### 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  $V_{CCOFF}$ ，芯片就会切断电流源。如果 VCC 上的电压低于  $V_{CCUVLO}$ ，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  $V_{CC\ PRO}$ 。

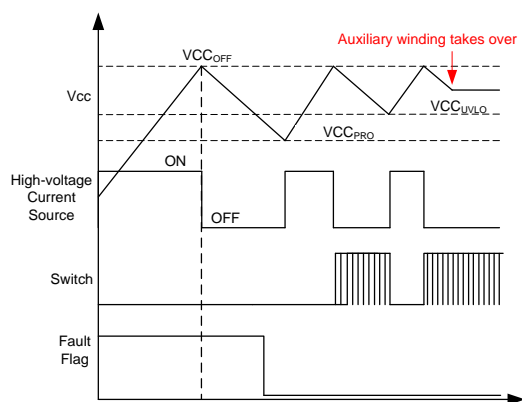


图 5: VCC 供电过程

### 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。

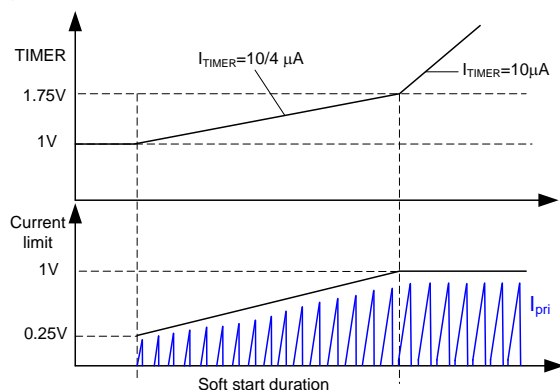


图 6: 软启动

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

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

### 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。VOPC 可以使用公式 (4) 计算：

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

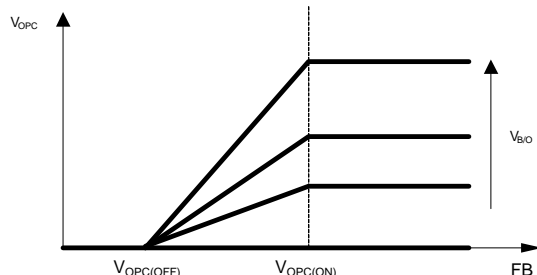


图 7: 补偿电流与 FB 和 B/O 电压的关系

### 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)。

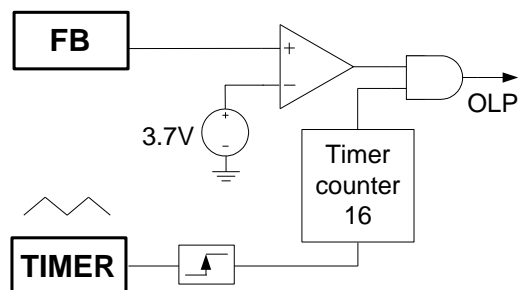


图 8: 过载保护框图

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。



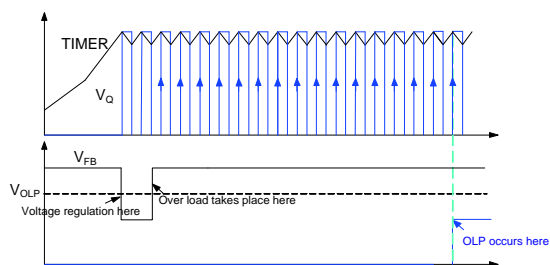


图 9：过载保护功能

### 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  $V_{B/O\_IN}$ ，则芯片开始工作。如果  $T_{B/O}$  ( $C_{TIMER} = 47nF$ ) 的 B / O 电压低于  $V_{B/O\_OUT}$ ，则 IC 停止工作。如果 B / O 上的电压高于  $OVP_{B/O}$  持续  $TOVP_{B/O}$ ，则 IC 停止工作，实现输入 OVP。如果 B / O 上的电压高于  $V_{DIS}$ ，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 电压升高于  $V_{OVP}$  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。

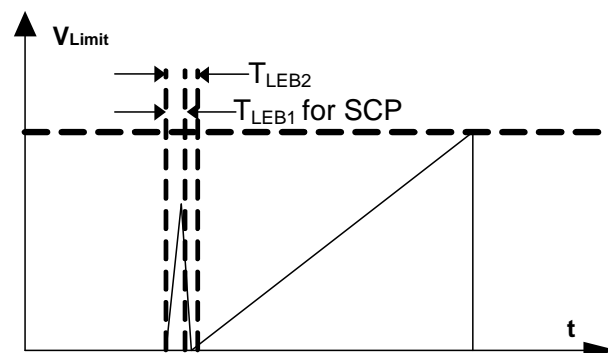


图 10：LEB 波形

## 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<sub>UVLO</sub> 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 μF 至 47 μF 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<sub>CC</sub> 是内部消耗，T<sub>rise</sub> 是输出电压上升时间。

### 初级侧电感设计 (L<sub>m</sub>)

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<sub>P</sub>) 设置为 0 < K<sub>P</sub> ≤ 1，其中电流断续模式 (DCM) 的 K<sub>P</sub> = 1。图 11 显示了相关的波形。较大的电感会使 K<sub>P</sub> 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<sub>P</sub> 值是在 0.7 和 0.8 之间。这个 K<sub>P</sub> 值范围也同样适用于 230V<sub>AC</sub> 输入范围下的 CrCM 或 DCM 模式。

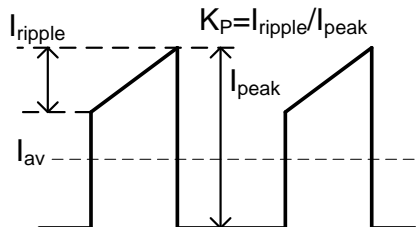


图 11：典型的初级侧电流波形

最小输入的输入功率 (P<sub>in</sub>) 可以用公式 (6) 估算：

$$P_{in} = \frac{V_O \cdot I_O}{\eta} \quad (6)$$

其中，V<sub>O</sub> 是输出电压，I<sub>O</sub> 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<sub>F</sub> 是次级侧二极管的正向电压，N 是变压器匝数比，V<sub>in(min)</sub> 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<sub>s</sub> 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：

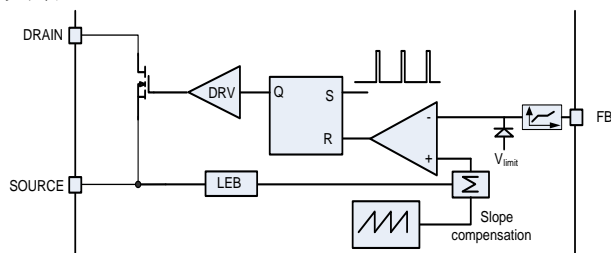
$$I_{valley} = (1 - K_P) \cdot I_{peak} \quad (12)$$

L<sub>m</sub> 可以用公式 (13) 计算：

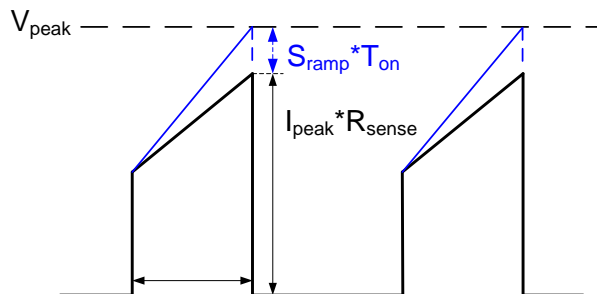
$$L_m = \frac{V_{in(min)} \cdot T_{on}}{I_{ripple}} \quad (13)$$

### 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<sub>peak</sub> 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  $\Delta f$  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  $\mu$ A 的电流源为电容充电，另一个 10  $\mu$ 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  $\alpha$ 。为了稳定运行， $\alpha$  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， $m_a = 20\text{mV} / \mu\text{s}$  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：

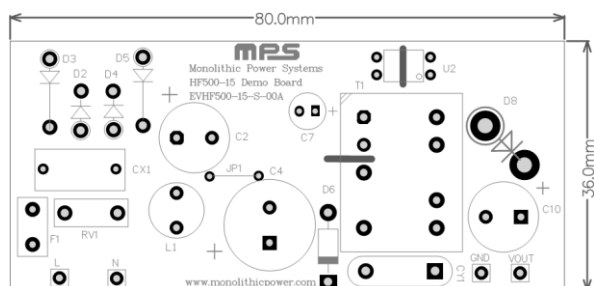
1. 最小化功率环路以获得更好的 EMI 性能。这包括输入回路（C4 - T1 - U1 - R2 / R4 - C4），辅助绕组回路（T1 - D7 - R12 - C7 - T1），输出回路（T1 - D8 - C10 - T1）RCD 吸收回路（T1 - R9 - D6 - R10 / C6 - T1）。
2. 将输入回路 GND 和控制电路 GND 分开，并仅在 C4 处单点连接。否则，芯片工作时可能会受到噪音的影响。
3. 将控制电路电容（如用于 FB，B / O 和 VCC 的电容）靠近芯片放置，以有效地去除噪声的干扰。
4. 如果需要，在芯片周围留置出较大的源区以改善散热性能。

## 设计实例

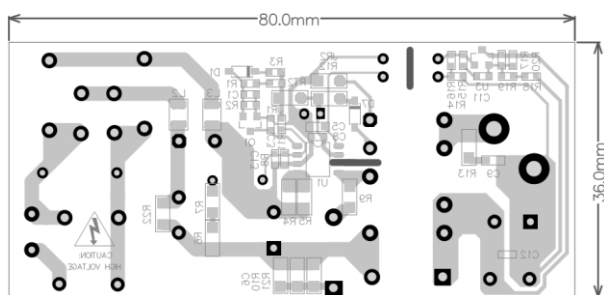
下表 1 是用于电源适配器应用的 HF500-15 的设计示例。

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

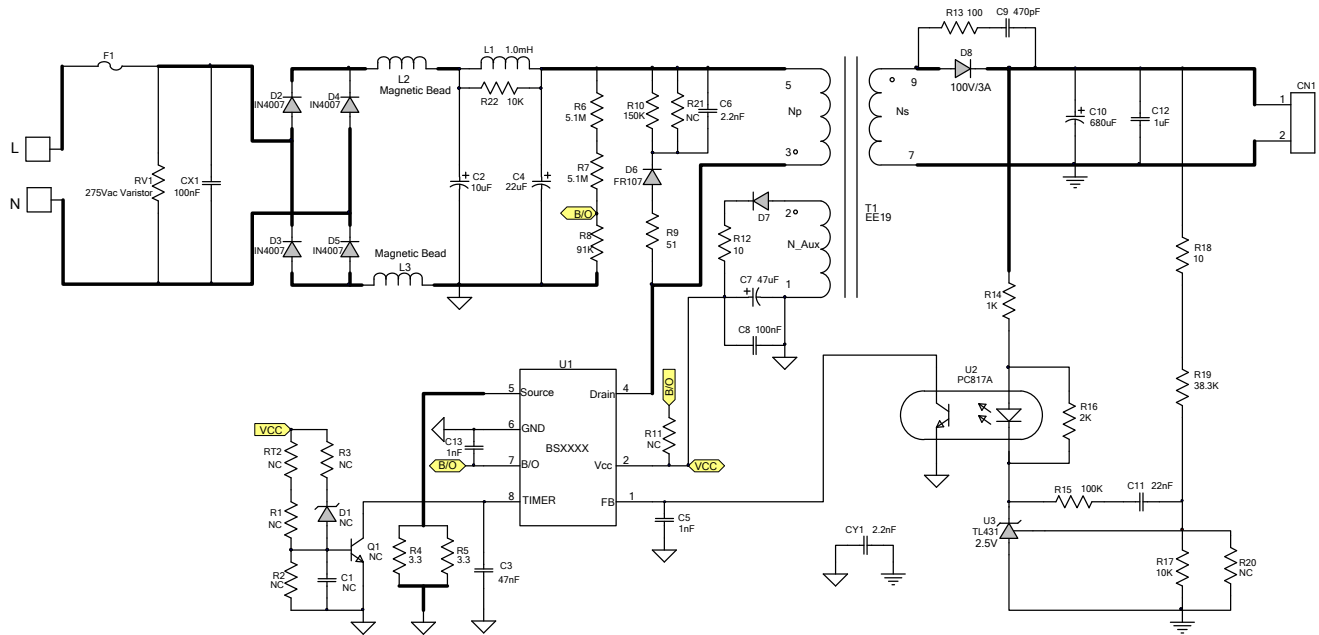
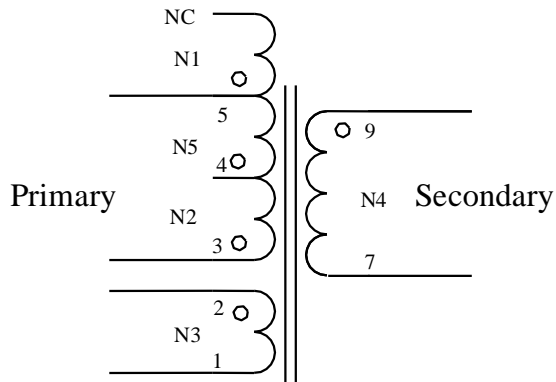
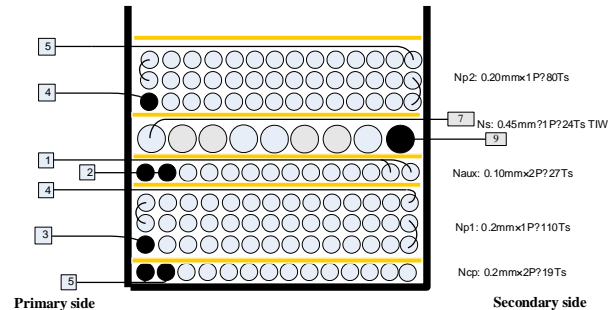


图 14: 典型应用范例



Note:  
 ⊙ : Start Point  
 Cut 4<sup>th</sup>, 8<sup>th</sup> Pin after Winding

a) 连接简图



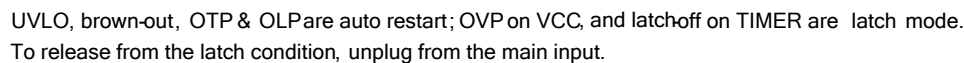
Note:  
 ● Start Winding Point  
 — Tape  
 One tape between each winding

b) 绕组图

图 15: 变压器结构

表格 2: 绕组顺序

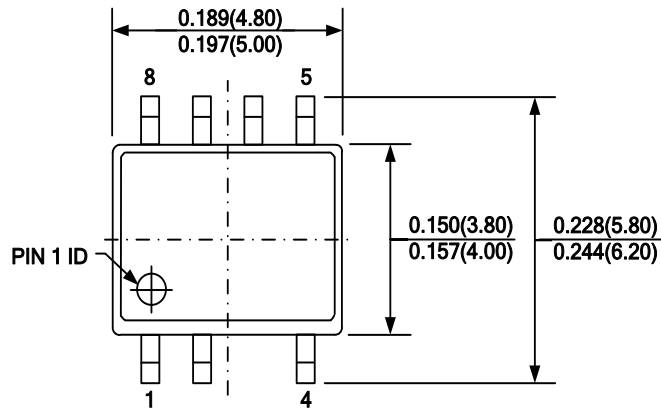
胶带(T)	绕组	开始端-结束端	绕线直径( $\varphi$ )	匝数(T)	套管
0	N1	5 $\rightarrow$ NC	0.20mm*2	19	No
1	N2	3 $\rightarrow$ 4	0.20mm*1	110	与绕线匹配
1	N3	2 $\rightarrow$ 1	0.10mm*2	27	与绕线匹配
1	N4	9 $\rightarrow$ 7	0.45mm*1 TIW	24	No
1	N5	4 $\rightarrow$ 5	0.20mm*1	80	与绕线匹配



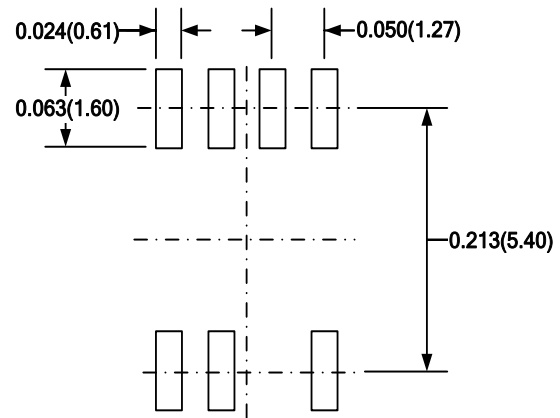
**图 16: 控制流程图**

## 封装信息

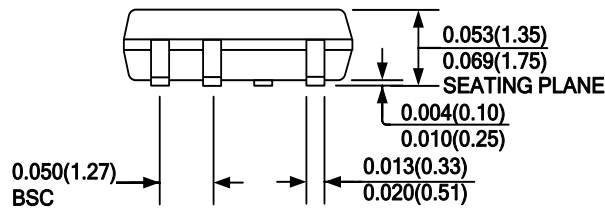
## SOIC8-7B



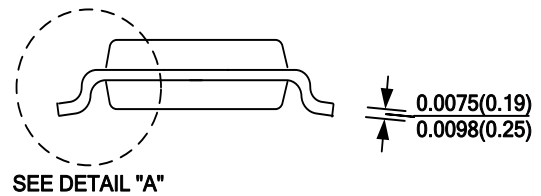
TOP VIEW



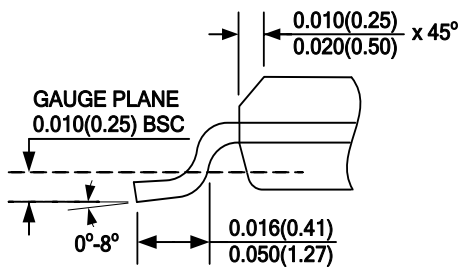
RECOMMENDED LAND PATTERN



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。