



SSL4101T

GreenChipIII+ 开关电源控制芯片
1.03 版—2011 年 10 月

中文数据手册

1. 概述

GreenChipIII+是第三代绿色开关电源控制集成电路。SSL4101T 将一个功率因数校正控制器和一个反激控制器结合在一起。它的集成度高，对于成本效率高的 LED 照明应用电源的设计，只需要数量很少的外部元件。

内嵌专用的绿色功能可在任何功率级别下提供很高的效率。这适用于大功率级别下的准谐振运行，带有波谷跳跃的准谐振运行，也适用于小功率的降低频率运行。

在小功率条件下，反激控制器切换到频率减小模式，并且将峰值电流限制在它的最大值的 25%。在变压器发出的可听见的噪音最小的时候，这将确保低功率条件下的高效率和良好的备用电源性能。

SSL4101T 是一款多芯片组件(MCM)，包含两块芯片。专有的高电压 BCD800 工艺，用一种有效并且绿色的方法使从整流过的宽电压直接启动变得可行。低电压绝缘硅被用于精确的、快速的保护功能和控制。

在功率要求 10W 到 300W 范围，SSL4101T 使高效并且可靠的 LED 照明应用电源的设计易于实现，并且只需要最少数量的外部元件。

新的 SSL4101T 使得传统的 150W LED 照明应用电源（宽电压输入，48V (DC) 输出，TEA1761T 副边同步整流）在满载时达到下列性能：

- 120 V (AC): 92 % 效率, 0.998 功率因数, 4.7 % 总谐波失真, < 175 mW 待机功率
- 277 V (AC): 94 % 效率, 0.988 功率因数, 8.5 % 总谐波失真, < 390 mW 待机功率

1.1 工业标准 THD, 低待机输入功率和高效率

在满载和任何额定输入电压的情况下，SSL4101T 使得 LED 照明应用电源达到输入电流总谐波失真 < 20 % 的工业标准：

- 100 V (AC), 120 V (AC), 230 V (AC), 240 V (AC) 和 277 V (AC).



- 用 SSL4101T, 在保持输入功率在待机模式下低于 0.5W 的最大值, 一个低功率控制器 (< 50 mW) 可以被 LED 照明应用电源的输出直接驱动。
- 特别高的效率可以在 LED 照明应用电源中用 SSL4101T 实现(在 92 % 到 94 %)。这确保电源在缺少散热的封闭空间里运行稳定 (固态照明应用特有的)

2. 特征和优点

2.1 区别性特征

集成功率因数校正和反激控制器。
真正的宽电压运行:70 V (AC) 至 305 V (AC)。
高集成度, 所需外部元件数量非常少并且设计的成本效率高。

2.2 绿色特征

片上的启动电流源。

2.3 功率因数校正绿色特征

波谷/零电压切换使得开关损耗最小化 (恩智浦半导体专利)。
限制频率以减小开关损耗。
当检测到反激输出为低负载时关闭功率因数校正电路。

2.4 反激绿色特性

波谷切换使得开关损耗最小化 (恩智浦半导体专利)。
在低功率下运行时, 固定峰值电流而减小频率以保持低输出功率下的高效率。

2.5 保护特征

有安全重启模式以应对系统出错的情况。
对所有变换器都有用去磁检测的连续模式保护(恩智浦半导体专利)。
欠电压保护(UVP) (过载反馈)。
对所有的变换器都有精确的过电压保护 (OVP) (适用于反激式变换器)。
对所有的变换器都有开环控制回路保护. 对于反激式变换器, 开路保护就是安全重启。
芯片过热保护。
对于所有的变换器都有低的可调节的过流保护(OCP)断电电平。
用于闭锁保护的宽电压输入电路, 例如用于系统过热保护(OTP)

3. 应用

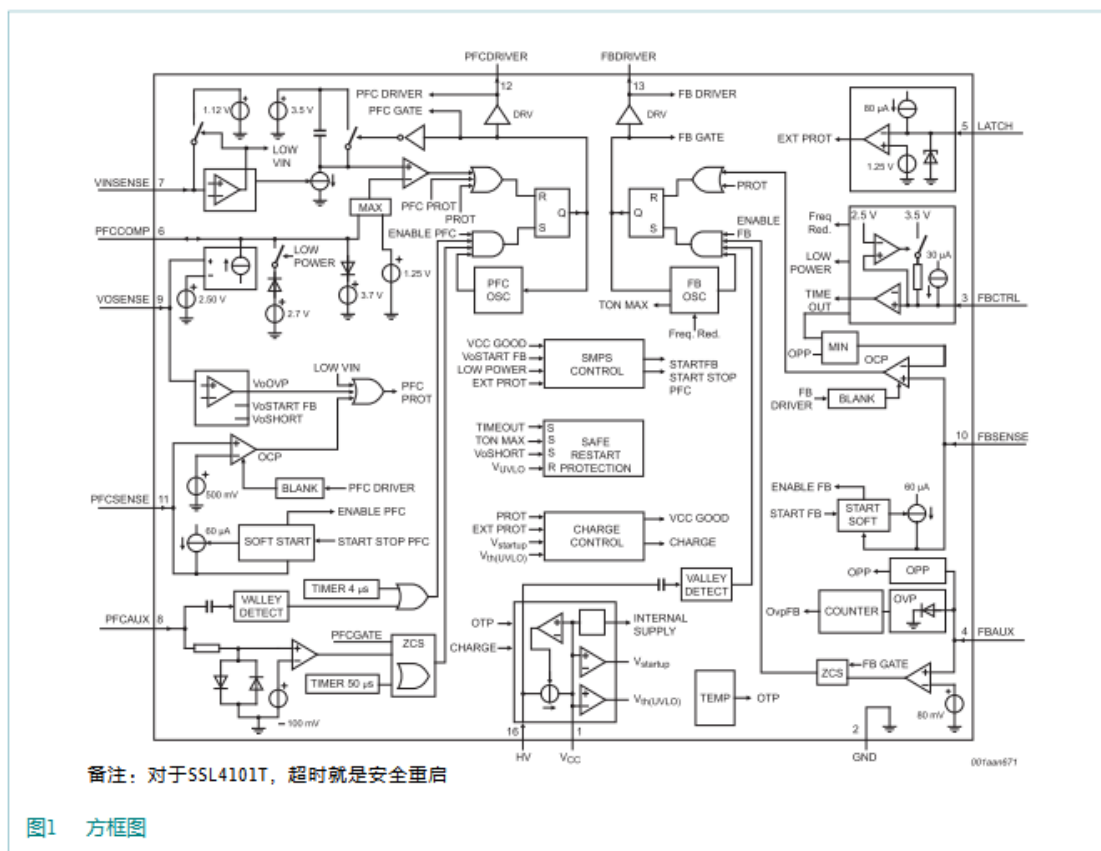
该装置适用于所有范围在 10W 到 300W 之间的 LED 照明应用，包括高效率、低总谐波失真、高功率因数、真正的宽输入电压和成本效益高的电源解决方案。

4. 订货信息

表 1. 订货信息

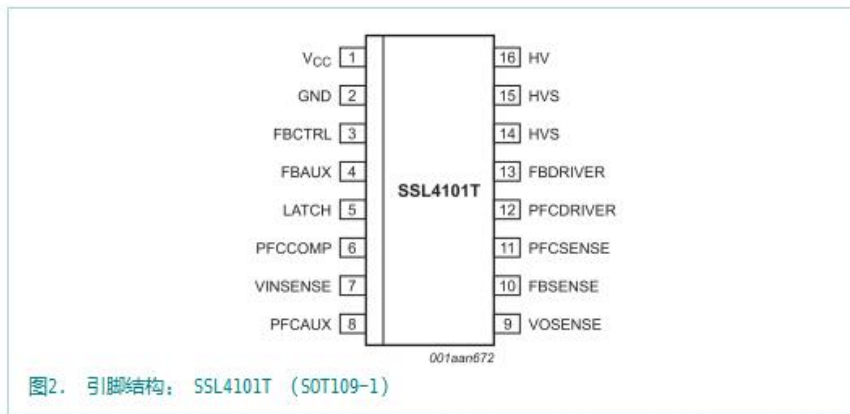
型号	封装		
	名称	描述	版本
SSL4101T	SO16	塑料小型外壳；16 脚；本体宽度 3.9 mm	SOT109-1

5. 方框图



6. 引脚信息

6.1 引脚



6.2 引脚描述

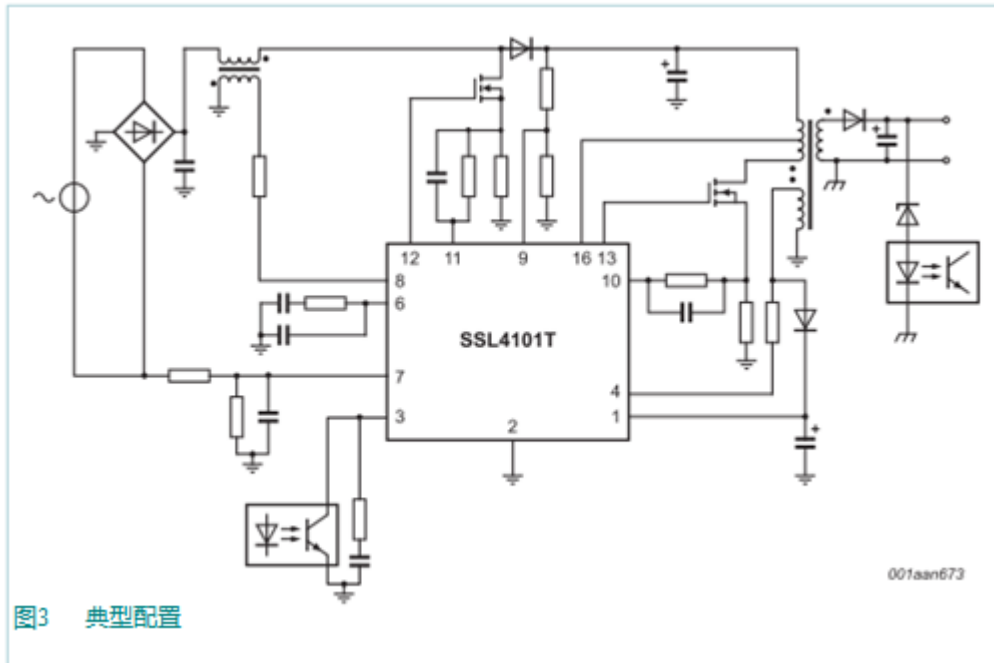
表 2. 引脚描述

符号	引脚	描述
VCC	1	电源
GND	2	接地
FBCTRL	3	反激控制输入
FBAUX	4	来自辅助绕组用于反激去磁检测和过电压保护的输入
LATCH	5	通用的保护输入
PFCCOMP	6	功率因数校正的频率补偿引脚
VINSENSE	7	电源电压的检测输入
PFCAUX	8	来自辅助绕组用于功率因数校正的去磁检测输入
VOSENSE	9	功率因数校正输出电压的检测输入
FBSENSE	10	反激的可编程电流检测输入
PFCSENSE	11	功率因数校正的可编程电流检测输入
PFCDRIVER	12	功率因数校正的门极驱动输出
FBDRIVER	13	反激的门极驱动输出
HVS	14,15	高电压安全空间, 无连接
HV	16	用于反激部分的高电压启动和波谷检测

7. 功能描述

7.1 总体控制

SSL4101T 包含一个功率因数校正电路控制器和一个反激电路控制器。一个典型的配置如图 3 所示。



7.1.1 启动和欠电压闭锁(UVLO)

起初， V_{CC} 引脚上的电容通过来自 HV 引脚上的高电压充电。只要 V_{CC} 上的电压低于 V_{trip} ，充电电流就变小。一旦 V_{CC} 脚短接地的话，这样就保护了芯片。在很短的启动时间内，充电电流超过 V_{trip} 并继续增大，直到 V_{CC} 达到 $V_{th}(UVLO)$ 。如果 V_{CC} 在 V_{th} 和 $V_{startup}$ 之间，充电电流会再次变低，以确保出错情况下的低占空比。

当 V_{CC} 脚上的电压超过 $V_{startup}$ 时，控制逻辑激活内部电路并且关断 HV 的充电电流。首先，LATCH 引脚的电流源被激活，而 PFCSENSE 和 FBSSENSE 脚上的软启动电容充电。当 LATCH 脚上的电压超过 $V_{en}(LATCH)$ 并且 PFCSENSE 脚上的软启动电容充电时，功率因数校正电路被激活。反激变换器也被激活（假若 FBSSENSE 脚上的软启动电容在充电）。而后，反激变换器的输出电压调整到额定输出电压。最后，芯片供电由反激变换器的辅助绕组提供。见图 4。

如果在启动期间，在 V_{CC} 脚上的电压达到 $V_{th}(UVLO)$ 之前 LATCH 脚上的电压不能达到 $V_{en}(LATCH)$ ，LATCH 脚上的输出将被激活并且充电电流将再次接通。一旦反激变换器启动，FBCTRL 脚上的电压就被检测。如果在预定的时间内，反激变换器的输出电压没有达到它的预期规定值，则

FBCTRL 脚上的电压达到 $V_{io}(FBCTRL)$ 并且假设是错误的。然后，SSL4101T 启动安全模式。

当某一个保护功能被激活时，所有的变换器都停止转换并且 V_{CC} 上的电压降至 $V_{th}(UVLO)$ 。一个闭锁保护电路通过 HV 引脚再给电容 C_{VCC} 充电，但是不重启变换器。对于一个安全重启保护电路，电容是通过 HV 引脚在充电然后装置重启（见方框图 1）。

如果功率因数校正电路发生过压保护， $V_{VOSENSE} > V_{ovp}(VOSENSE)$ ，只有到 VOSENSE 脚上的电压再次降至 $V_{ovp}(VOSENSE)$ 时，功率因数校正控制器才会停止转换。而且，如果检测出一个低电压的电源 $V_{VINSENSE} < V_{stop}(VINSENSE)$ ，只有到 $V_{VINSENSE} > V_{start}(VINSENSE)$ 时，功率因数校正控制器才会停止切换。

当 V_{CC} 脚上的电压降至低于欠电压闭锁的值时，所有的控制器停止切换并且重新进入安全重启模式。在安全重启模式中，驱动输出是无效的，并且 V_{CC} 脚上的电压通过引脚 HV 重新充电。

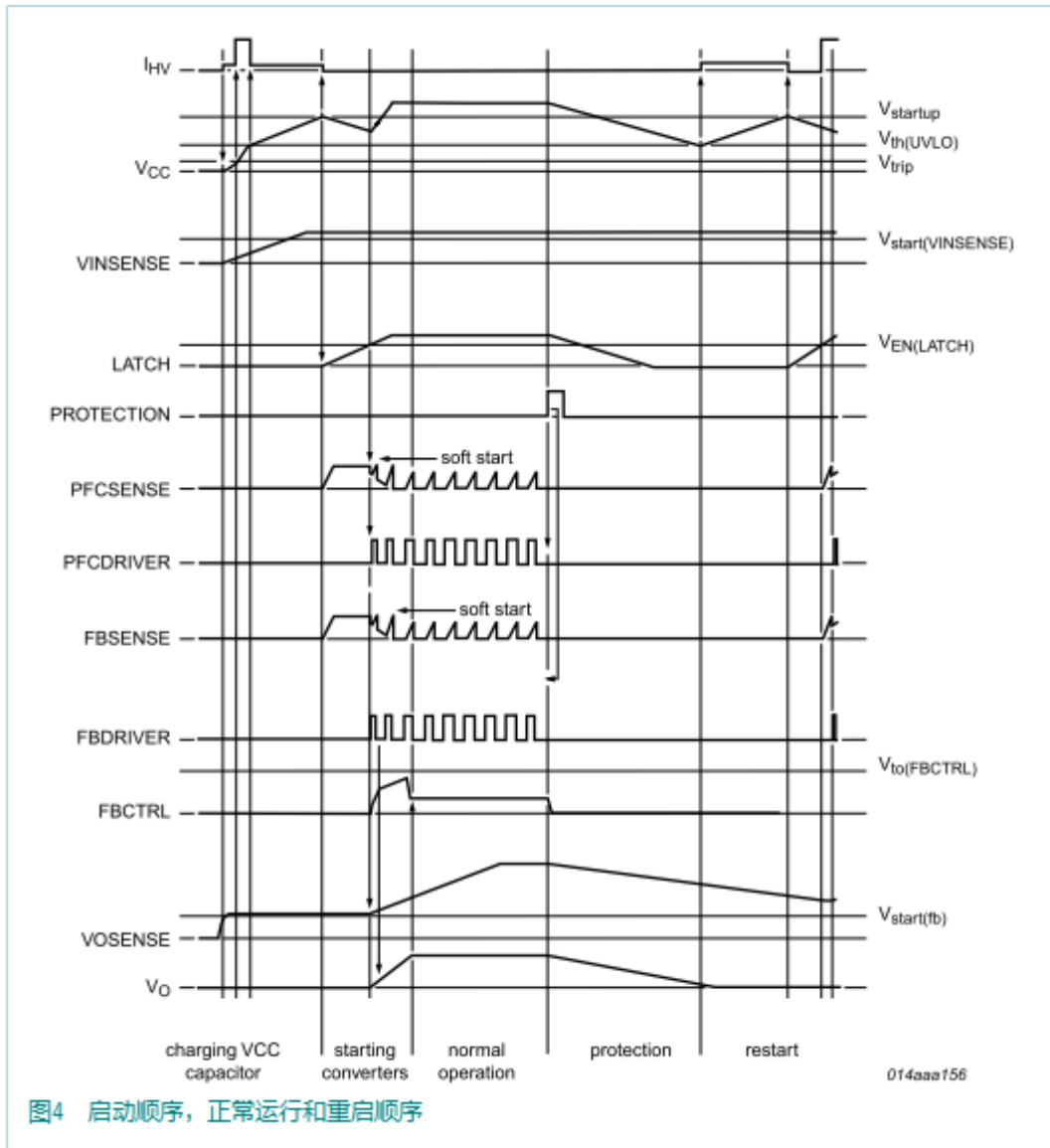


图4 启动顺序, 正常运行和重启顺序

7.1.2 供电管理

所有内部相关电压都是由一个温度补偿和修整过的片上带隙电路导出来的。内部相关电流都是由一个温度补偿和修整过的片上电流相关电路导出来的。

7.1.3 闭锁输入

LATCH 脚是一个通用的输入引脚，可以用于关断所有的变换器。该引脚流出电流 I_o （一般为 80uA）。一旦该引脚上的电压降至低于 1.25V，就会关断所有变换器。

在最初的启动过程中，转换是被抑制的，直到 LATCH 脚上的电容电压被充电至高于 1.35V（典型的）。该引脚上没有任何内部滤波电路。一个内部的 2.9V（典型的）稳压钳位电路保护该引脚不受过高的电压损害。

7.1.4 快速闭锁重置

在典型的应用中，电源可以被暂时地打断来重置闭锁保护。功率因数校正缓冲电容 C_{bus} 不需要为重置这个闭锁保护而放电。

一般来说，功率因数校正缓冲电容 C_{bus} 必须放电，让 V_{CC} 降至这个重置电平。当闭锁保护被重置时，VINSENSE 电路的钳位电路就失效了。(见[章节 7.2.8](#))一旦 VINSENSE 电压降至低于 750mV (典型的) 然后再升至 870mV (典型的)，闭锁保护就被重置了。

通过移除引脚 V_{CC} 和 HV 上的电压也能重置闭锁保护。

7.1.5 过热保护

电路中提供了一个精确的内部温度保护功能。当接合点的温度超过热关断温度时，芯片就停止转换。一旦过热保护功能被激活，电容 C_{VCC} 不会通过 HV 电源重新充电。如果 V_{CC} 供电电压不足，过热保护电路就会由 HV 引脚供电。

过热保护是一个闭锁保护。它可以通过移除引脚 V_{CC} 和 HV 上的电压或者快速闭锁重置功能实现重置。

7.2 功率因数校正电路

功率因数校正电路工作在带有波谷切换的准谐振或断续导通模式下。仅在前一次次级导通结束并且功率因数校正 MOSFET 两端的电压已经达到最小值时，下一次初级开通才开始。PFCAUX 引脚上的电压被用来检测变压器去磁和外部功率因数校正 MOSFET 开关的最小电压。

7.2.1 导通时间控制

功率因数校正电路是在导通时间控制下进行工作的。在等级 D 的要求内，一个典型应用中的电源谐波的减小是良好的。

7.2.2 波谷切换和去磁 (PFCAUX 引脚)

功率因数校正 MOSFET 在变压器去磁后开通。内部电路连接至 PFCAUX 引脚检测次级导通的结束。它也检测功率因数校正 MOSFET 两端的电压。下一次导通在功率因数校正 MOSFET 两端的电压达到它的最小值时开始，目的是为了减小开关损耗和电磁干扰。

如果没有在 PFCAUX 引脚上检测到去磁信号，则在最后一个 PFCGATE 信号后 50us (典型的)，控制器产生一个零电流信号。

如果没有在 PFCAUX 引脚上检测到波谷信号，则在检测到去磁结束后 4us，控制器产生一个波谷信号。

为了保护内部电路不受雷击事故的伤害，加一个 5K 的串联电阻到这个引脚是合适的。为了保护由外部干扰引起的错误切换，电阻应该被放在印刷电路板上离芯片位置比较近的地方。

7.2.3 频率限制

为了优化变压器和使开关损耗最小，开关频率被限制在最大为 $f_{sw(PFC)}$ 。如果准谐振的频率在 $f_{sw(PFC)}$ 最大限制之上，系统转换到断续导通模式。并且在这里，只有开关（波谷切换）两端电压处在最小值时，功率因数校正 MOSFET 才开通。

7.2.4 电源电压补偿（VINSENSE 引脚）

功率因数校正传递函数的数学方程包含电源输入电压的平方。在一个典型应用中，对于低电源输入电压这将导致一个低的带宽，而在高电源输入电压下电源谐波减少（MHR）的要求将难以满足。

为了补偿电源输入电压的影响，SSL4101T 包含一个校正电路。通过 VINSENSE 引脚，可以测量平均输入电压并提供信息给一个内部补偿电路。通过这个补偿，在整个电源输入范围内可以保持规定回路带宽是恒定的，在加载步骤生成一个快速的瞬态响应，然而仍要遵守等级 D 的 MHR 要求。

在一个典型的应用中，规定回路的带宽通过 PFCCOMP 引脚上的一个电阻和两个电容来设置。

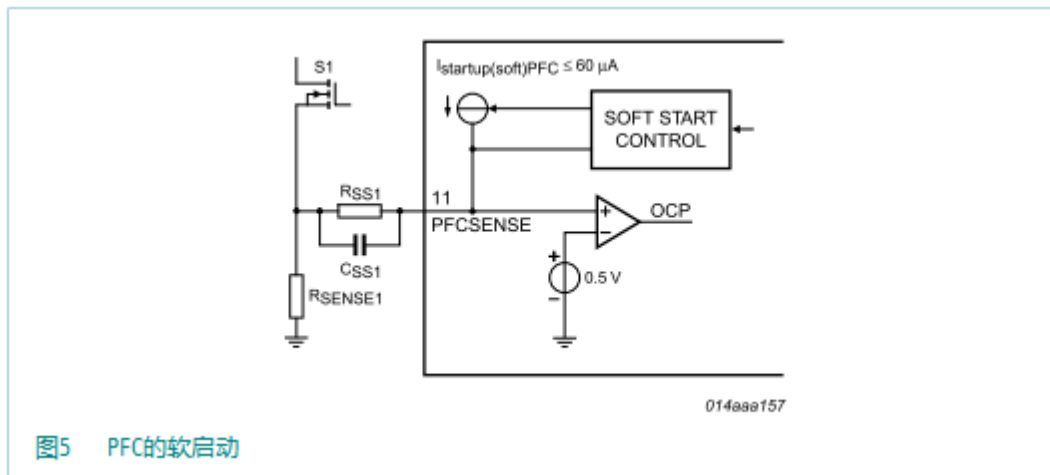
7.2.5 软启动（引脚 PFCSENSE）

为了避免在启动或重启时可听见的变压器噪音，变压器峰值电流， I_{DM} ，通过软启动功能缓慢地增加。这可以通过在引脚 PFCSENSE 和电流检测电阻 R_{SENSE1} 之间插入 R_{SS1} 和 C_{SS1} 来实现。一个内部电流源给电容充电至 $V_{PFCSENSE} = I_{start(soft)PFC} \times R_{SS1}$ 。电压被限制在 $V_{start(soft)PFC}$ 。

启动电平和递增的初级电流电平的时间常数可以通过改变 R_{SS1} 和 C_{SS1} 的值来从外部进行调整。

$$\tau_{softstart} = 3 \times R_{SS1} \times C_{SS1}$$

只要引脚 PFCSENSE 上的电压低于 0.5V（典型的），充电电流 $I_{start(soft)PFC}$ 就流动。如果引脚 PFCSENSE 上的电压超过 0.5V，软启动电流源开始限制电流 $I_{start(soft)PFC}$ 。一旦 PFC 启动开关， $I_{start(soft)PFC}$ 电流源就被关断，见图 5。



7.2.6 低功率模式

当反激变换器（见[章节 7.3](#)）的输出功率很低时，反激变换器切换至频率减小模式。当频率减小模式通过反激控制器，功率因数校正电路被关断以保持高效率。

在低功率模式运行中，PFCCOMP 引脚被钳位在最小电压 2.7V（典型的）和最大电压 3.9V（典型的）。当 PFC 再次开通时，较低的钳位电压限制了传输的最大功率。当从低功率模式返回时，较高的钳位电压保证了 PFC 在限定的时间内可以返回它的正常规定点。

一旦反激变换器脱离了频率减小模式，功率因数校正电路恢复正常工作。为了防止 PFC 电路的连续开通和关断，嵌入了一个小的磁滞，（60mV（典型的），在引脚 PBCTRL 上）

7.2.7 过流保护（PFCSENSE 引脚）

通过检测外部检测电阻两端的电压， R_{SENSE1} ，连接在外部 MOSFET 上，最大峰值电流被逐周期地限制。通过 PFCSENSE 引脚来测量电压。

7.2.8 电源欠电压闭锁/低压保护（VINSENSE 引脚）

为了防止 PFC 运行在非常低的输入电压下，VINSENSE 引脚上的电压被连续地检测。一旦这个引脚上的电压降低至低于 $V_{stop}(VINSENSE)$ 的水平，PFC 的切换被停止。

引脚 VINSENSE 上的电压被钳位在一个最小值， $V_{start}(VINSENSE) + \Delta V_{pu}(VINSENSE)$ ，因为在电源电压跌落后，一旦电源输入电压恢复就快速重启。

7.2.9 过压保护(VOSENSE 引脚)

为了防止在加载步骤和电源瞬态输出过压，嵌入了一个过压保护电路。

功率因数校正电路的转换就被抑制。一旦引脚 VOSENSE 的电压降低至低于 $V_{ovp(VOSENSE)}$ 的水平，PFC 的转换就重新开始。

当 VOSENSE 脚和地之间的电阻开路是，过压保护也会被触发。

7.2.10 PFC 开路保护（VOSENSE 引脚）

功率因数校正电路不会开始转换直到 VOSENSE 引脚上的电压高于 $V_{th(ol)(VOSENSE)}$ 水平。这将保护电路不被开路和 VOSENSE 短路情况损害。

7.2.11 驱动（PFCDRIVER 引脚）

功率 MOSFET 的门极驱动电路有一个典型值为 500mA 的电流源和一个典型值为 1.2A 的电流吸收端。为了高效运行，允许功率 MOSFET 快速开通和关断。

7.3 反激控制器

SSL4101T 包含一个用于反激变换器的控制器。反激变换器运行在带有波谷切换的准谐振或者断续导通模式下。在启动过后，反激变压器的辅助绕组提供去磁检测并且驱动 IC。

7.3.1 多种模式运行

反激控制器可以运行在多种模式下，见图 6。

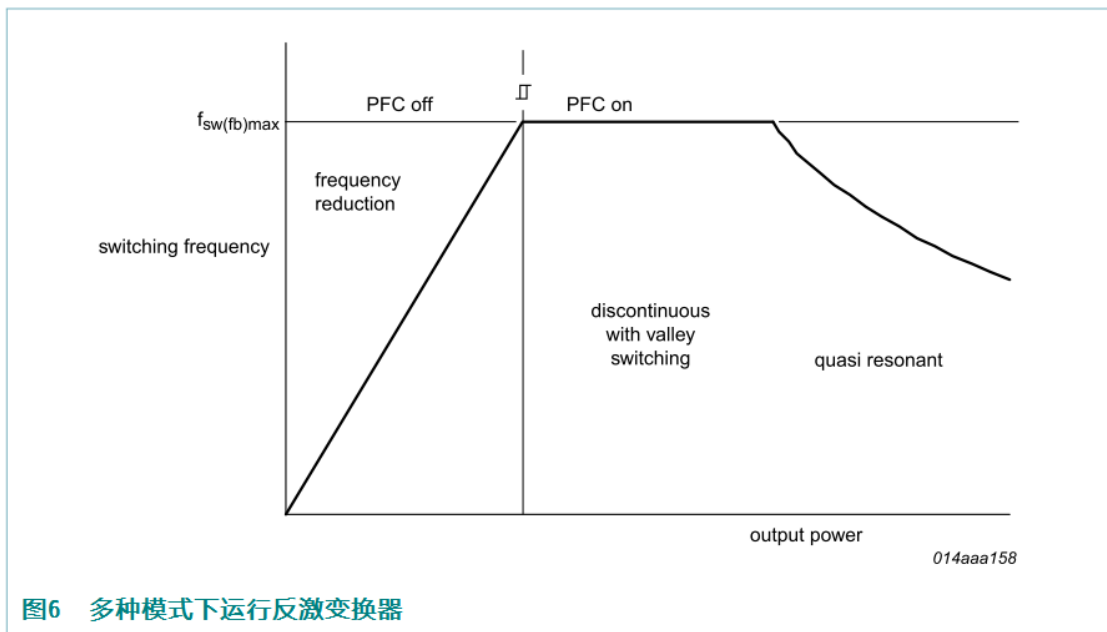


图6 多种模式下运行反激变换器

在高输出功率下，变换器切换到准谐振模式。在变压器电流去磁后变换器开始下一次开通。在准

谐振模式下开关损耗被最小化，因为变换器只在外部 MOSFET 两端的电压达到它的最小值时开通（波谷切换，见[章节 7.3.2](#)）。

为了防止在低负载下的高频运行，带有波谷切换的准谐振运行转换到断续模式运行，开关频率受 EMI 限制，最大为 $f_{sw(fb) \max}$ （典型值为 125kHz）。此外，外部 MOSFET 只在 MOSFET 两端的电压达到最小值的时候开通。

在低功率和备用级别下，频率被一个电压控制振荡器所控制。最小频率可以减小至零。在频率减小模式期间，初级峰值电流保持在最小的水平 $I_{pk \max}/4$ 以维持高效率。（ $I_{pk \max}$ 是最大初级峰值电流，由检测电阻和最大检测电压设置）。由于初级峰值电流在频率减小运行中很低（ $I_{pk} = I_{pk \max}/4$ ），在听得见的切换频率范围内没有明显的可以听见的噪音。波谷切换在这个模式下也是活动的。

在频率减小模式中，PFC 控制器是关断的，并且反激变换器的最大频率是线性变化的，其控制电压来自引脚 FBCTRL（见[图 7](#)）。为了稳定的开通和关断 PFC，FBCTRL 引脚有一个 50mV（典型的）的磁滞。在空载运行中，开关频率几乎可以减小为零。

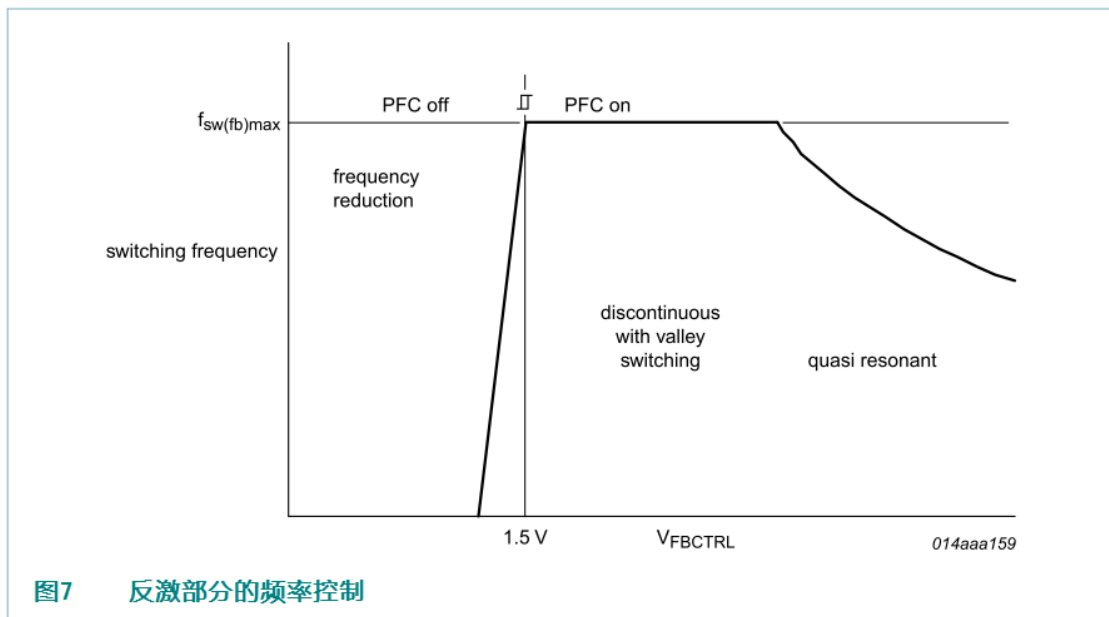


图7 反激部分的频率控制

7.3.2 波谷切换（HV 引脚）

参照[图 8](#)。当外部 MOSFET 被激活时一个新的周期开始。在导通时间过后（由 FBSENSE 电压和 FBCTRL 电压决定），MOSFET 被关断然后次级开始导通。次级导通过后，漏极电压会有一个振荡，其频率大约为：
$$\frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_p \times C_d}}$$
 其中， L_p 是反激变压器的初级电感， C_d 是漏极结点上的寄生电容。

一旦外部振荡电压再次变高，并且次级去磁过程已经结束，电路将等待一个低的漏极电压，然后开始新的初级开通过程。[图 8](#)显示出了漏极电压，波谷信号，次级导通信号和内部振荡信号。

由于容性开关损耗减少，波谷切换允许高频允许，见方程 1。高频运行使小的并且成本效益高的磁性材料变得可能。

$$P = \frac{1}{2} \times C_d \times V^2 \times f \tag{1}$$

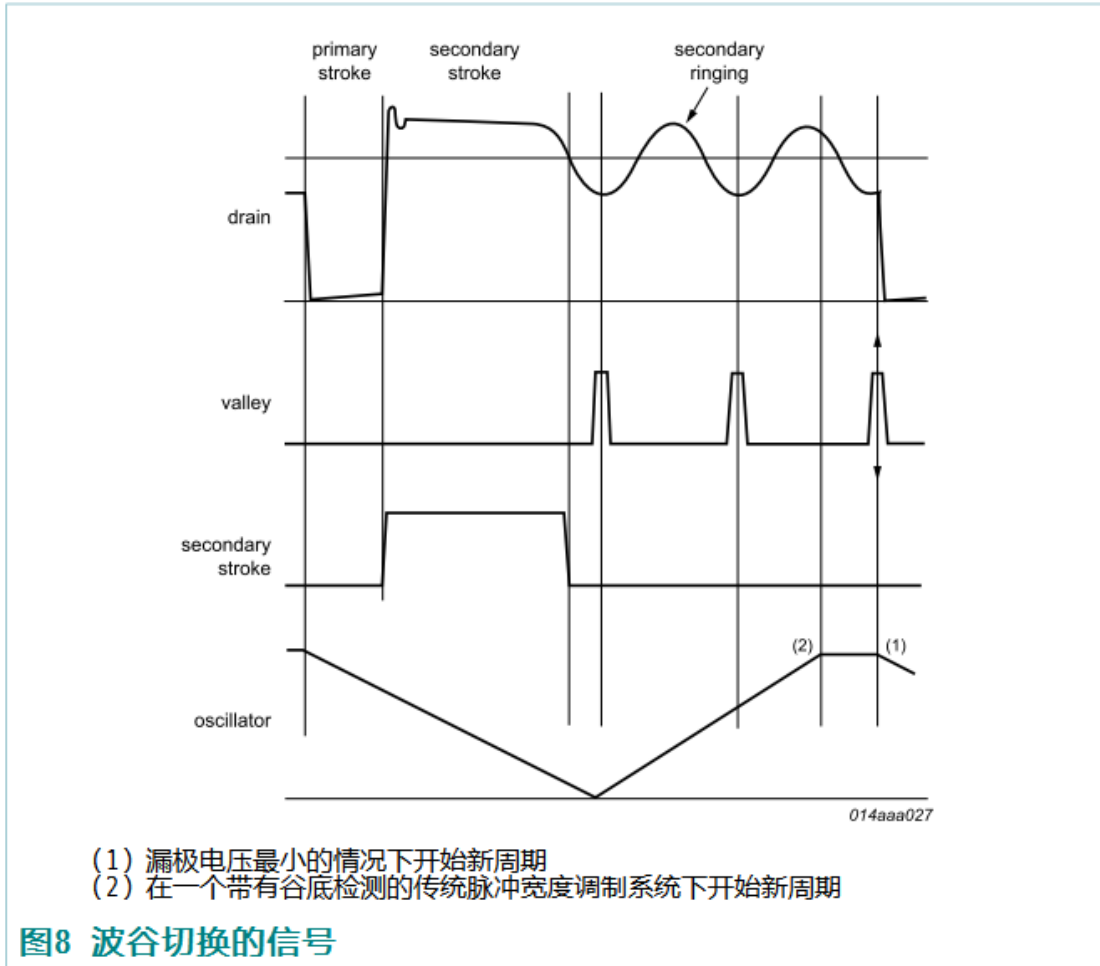


图8 波谷切换的信号

7.3.3 电流模式控制（FBSENSE 引脚）

由于电源调整率好，电流模式控制被运用在反激变换器中。初级电流通过 FBSENSE 引脚穿过外部电阻来进行检测，并且与一个外部控制电压相比较。外部控制电压与 FBCTRL 引脚上的电压成比例，见图 9。

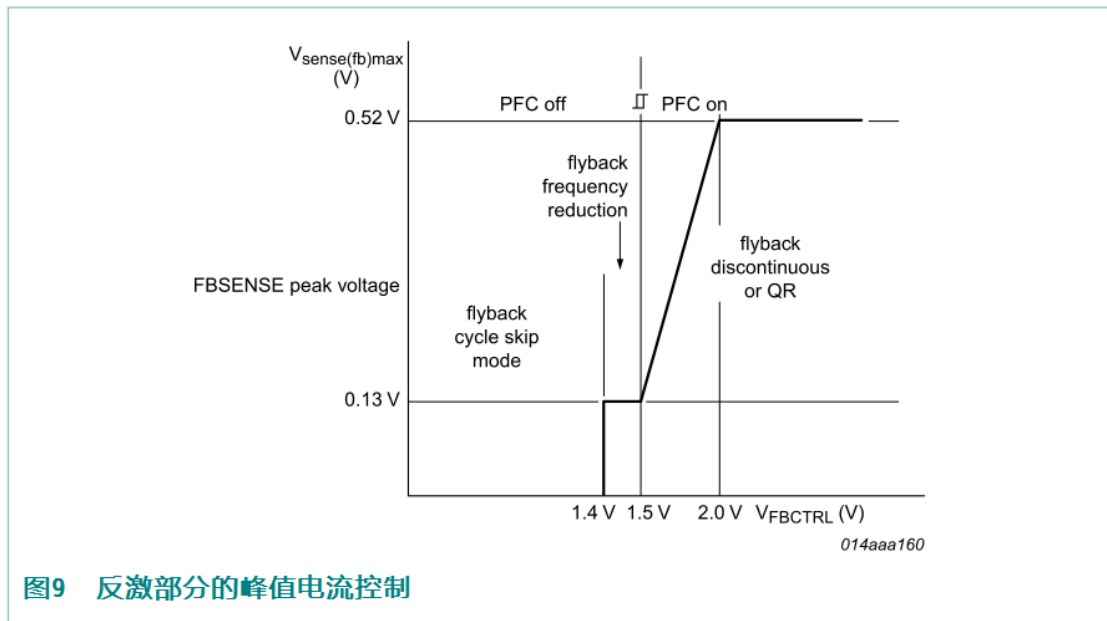


图9 反激部分的峰值电流控制

在逻辑电路中驱动输出是锁着的，以防止多次触发。

7.3.4 去磁（FBAUX 引脚）

系统总是在准谐振或者断续导通模式下工作。只要次级去磁过程还未结束，内部振荡器就不会开始新的初级开通/关断过程。

去磁的特点是有一个循环输出短路保护，通过迅速地减小频率（更长的关断时间），从而降低功率水平。

在第一次 $t_{sup}(xfmr_ring)$ （典型值为 2us）时间内，去磁确认是被抑制的。在低输出电压、启动期间和变压器有较大漏感的应用中，这个抑制是必要的。

如果引脚 PBAUX 是开路的或者无连接的，会出现故障状况并且变换器立即停止运行。一旦故障状况消失，运行就会重启。

7.3.5 反激控制/超时 BCTRL 引脚）

引脚 FBCTRL 通过一个内部电阻（典型值为 3k）连接了一个 3.5V 的内部电压源。一旦该引脚上的电压超过 2.5V（典型的），这个连接就会失效。电压高于 2.5V 时，该引脚上有一个带偏压的小电流。当该引脚上的电压上升至超过 4.5V（典型的），会出现故障并且开关被抑制。在 SSL4101T 中，然后就会重启。

当一个小电容连接到该引脚时，有一个超时保护功能来防止开路情况的发生（见图 10 和图 11）。通过将 FBCTRL 引脚接一个电阻（100k Ω ）至地可以使超时保护功能失效。

如果该引脚短接至地，反激控制器的切换会被抑制。

在正常运行情况中，当变换器调整输出电压时，从最小输出功率到最大输出功率 FBCTRL 引脚上的电压在 1.4V 和 2.0V（典型值）之间变化。

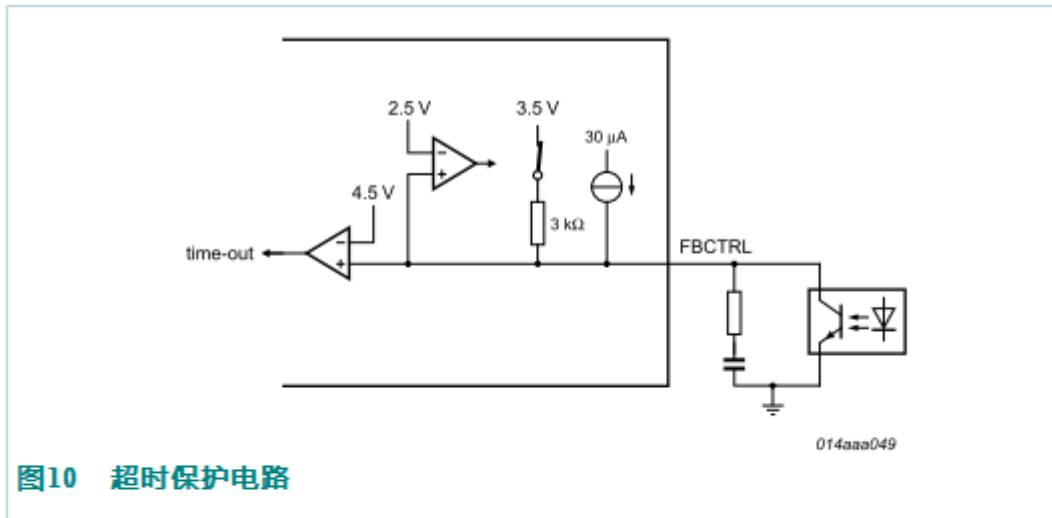


图10 超时保护电路

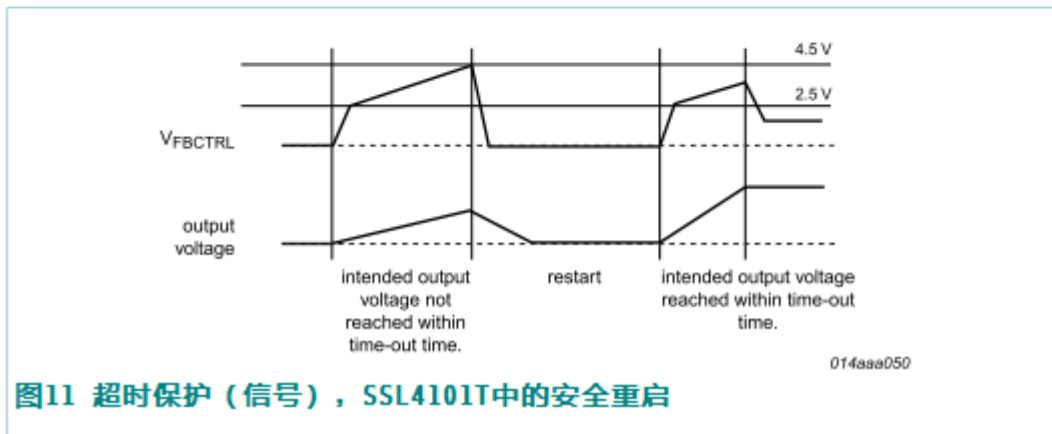


图11 超时保护（信号），SSL4101T中的安全重启

7.3.6 软启动（引脚 FBSENSE）

为了防止在启动期间有可听见的变压器噪音，变压器峰值电流， I_{DM} 通过软启动功能缓慢地增加。这可以通过在引脚 10（FBSENSE）和电流检测电阻之间插入一个电阻和一个电容来实现。

一个内部电流源给电容充电至 $V = I_{start(soft)fb} \times R_{SS2}$ ，最大值约为 0.5V。

启动电平和递增的初级电流电平的时间常数可以通过改变 R_{SS2} 和 C_{SS2} 的值来从外部进行调整。

$$\tau_{softstart} = 3 \times R_{SS2} \times C_{SS2}$$

一旦 VCC 达到 $V_{startup}$ ，软启动电流 $I_{start(soft)fb}$ 就开通。当引脚 FBSENSE 上的电压达到 0.5V 时，反激变换器开始转换。

只要引脚 FBSENSE 上的电压低于大约 0.5V，充电电流 $I_{start(soft)PFC}$ 就流动。如果引脚 FBSENSE 上的电压超过 0.5V，软启动电流源开始限制电流。在反激变换器启动过后，软启动电流源就被关断。

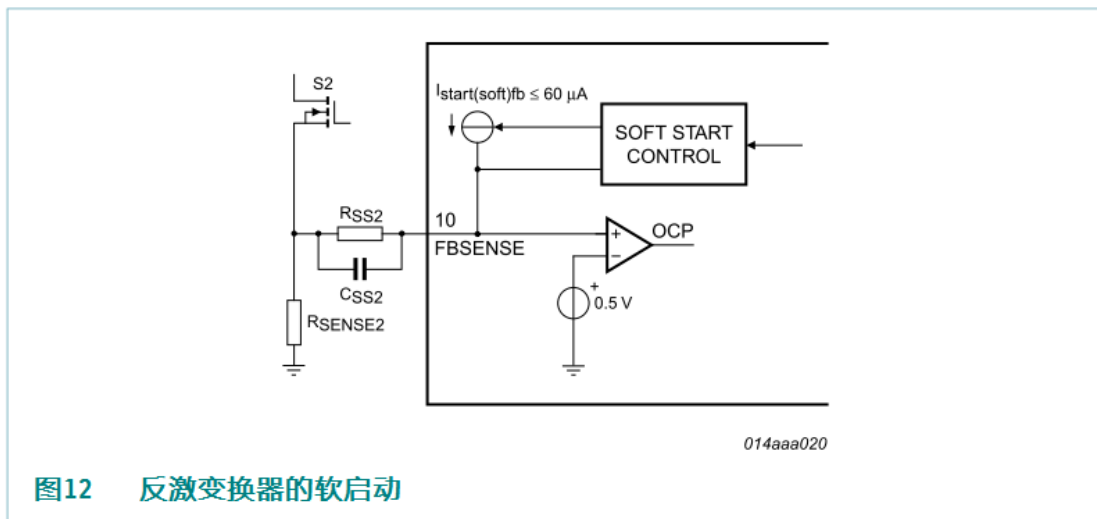


图12 反激变换器的软启动

7.3.7 最大导通时间

反激控制器限制外部 MOSFET 的导通时间至 40us（典型的）。当导通时间超过 40us，芯片停止转换并且进入安全重启模式。

7.3.8 过电压保护（FBAUX 引脚）

一个输出电压保护电路应用在绿色芯片 III+ 系列中。这适用于 SSL4101T，在次级导通期间，通过电流流进 FBAUX 引脚来检测辅助电压。辅助绕组电压是一个定义明确的输出电压的复制。通过一个内部滤波器来平均电压尖峰。

如果输出电压超过 OVP 断路电平，一个内部计数器开始计数后来的 OVP 事件。引入计数器是为了防止错误的 OVP 检测，这可能发生在 ESD 或雷电事件期间。如果输出电压超过 OVP 断路电平一段时间并且不会再出现在后来的周期中，内部计数器以两倍于正计数的速度倒数。

然而，当后来的 OVP 事件的 8 个典型周期检测完毕，芯片会呈现一个正确的 OVP，并且 OVP 电路将功率 MOSFET 关断。当保护功能被锁住，变换器只会在内部闭锁被重置后再重启。在一个典型的应用中，应当中断电源来重置内部闭锁。

输出电压 $V_{o(OVP)}$ ，OVP 功能使电路断电的电压，可以通过去磁电阻 R_{FBAUX} 来设定：

$$V_{o(OVP)} = \frac{N_s}{N_{aux}} (I_{OVP(FBAUX)} \times R_{FBAUX} + V_{clamp(FBAUX)})$$

其中， N_s 是次级的匝数， N_{aux} 是变压器辅助绕组的匝数。电流 $I_{OVP(FBAUX)}$ 是内部修整过的。

R_{FBAUX} 的值可以调整以适应电压器的变比，这样才能做出准确的 OVP 检测。

7.3.9 过电流保护 (FBSENSE)

变压器的初级峰值电流是用外部检测电阻 R_{sense2} 逐周期准确测量的。OVP 电路将引脚 FBSENSE 上的电压限制在一个内部电平（也见[章节 7.3.3](#)）。在前沿的消隐期间， t_{led} ，OVP 检测是被抑制的，以防止由开关尖峰引起的错误的触发。

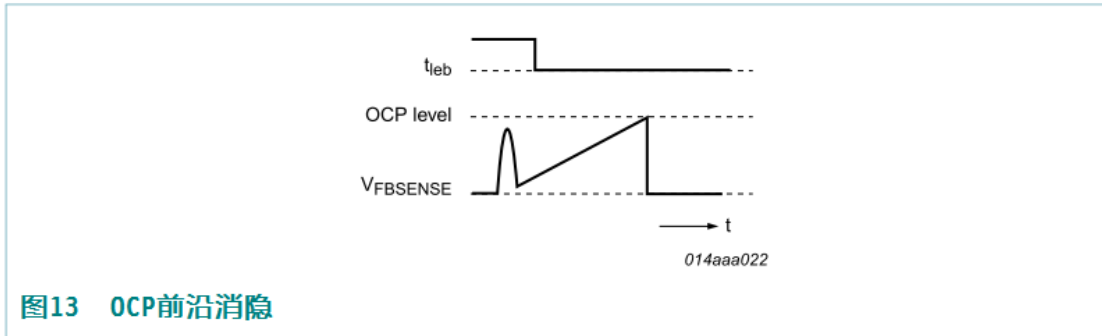


图13 OCP前沿消隐

7.3.10 过功率保护

在反激变换器的初级开通期间，反激变换器的输出电压是通过检测引脚 FBAUX 的电流来测量的。电流信息被用来调整反激变换器的峰值漏电流，这是通过引脚 FBSENSE 来测量的。内部补偿也是如此，这样就可以得到一个差不多输入、电压独立的最大输出功率。

OPP 曲线如[图 14](#)所示。

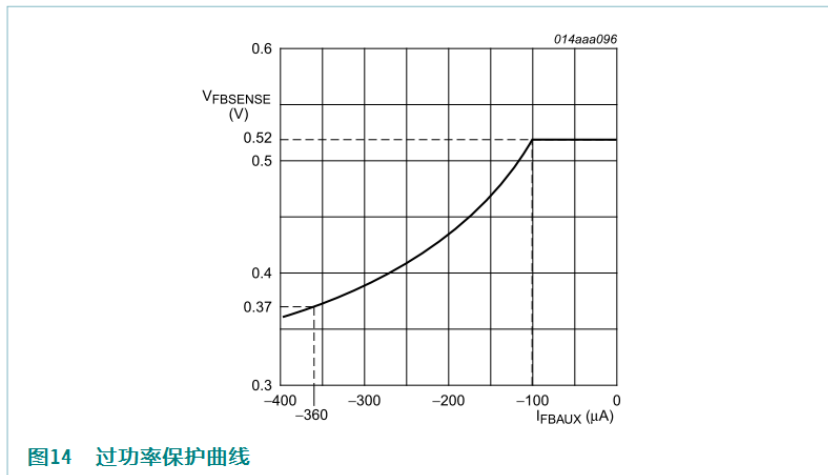


图14 过功率保护曲线

7.3.11 驱动 (引脚 FBDRIVER)

外部功率 MOSFET 的门极驱动电路有一个典型值为 500mA 的电流源和一个典型值为 1.2A 的电流吸收端。为了高效运行，允许功率 MOSFET 快速开通和关断。

8. 极限值

表 3. 极限值

依照绝对最大额定值系统 (IEC 60134)。

符号	参数	条件	最小值	最大值	单位
电压					
V_{CC}	供电电压	限流	-0.4	+38	V
V_{LATCH}	引脚 LATCH 上的电压		-0.4	+5	V
V_{FBCTRL}	引脚 FBCTRL 上的电压		-0.4	+5	V
$V_{PFCCOMP}$	引脚 PFCCOMP 上的电压		-0.4	+5	V
$V_{VINSENSE}$	引脚 VINSENSE 上的电压		-0.4	+5	V
$V_{VOSENSE}$	引脚 VOSENSE 上的电压		-0.4	+5	V
V_{PFCAUX}	引脚 PFCAUX 上的电压		-25	+25	V
$V_{FBSENSE}$	引脚 FBSENSE 上的电压	限流	-0.4	+5	V
$V_{PFCSENSE}$	引脚 PFCSENSE 上的电压	限流	-0.4	+5	V
V_{HV}	引脚 HV 上的电压		-0.4	+650	V
电流					
I_{FBCTRL}	引脚 FBCTRL 上的电流		-3	+0	mA
I_{FBAUX}	引脚 FBAUX 上的电流		-1	+1	mA
$I_{PFCSENSE}$	引脚 PFCSENSE 上的电流		-1	+10	mA
$I_{FBSENSE}$	引脚 FBSENSE 上的电流		-1	+10	mA
$I_{FBDRIVER}$	引脚 FBDRIVER 上的电流	占空比 < 10%	-0.8	+2	A
$I_{PFCDRIVER}$	引脚 PFCDRIVER 上的电流	占空比 < 10%	-0.8	+2	A
I_{HV}	引脚 HV 上的电流		-	+5	mA
一般					
P_{tot}	总耗散功率	$T_{amb} < 75^{\circ}\text{C}$	-	0.6	W
T_{stg}	储存温度		-55	+150	$^{\circ}\text{C}$
T_j	结点温度		-45	+150	$^{\circ}\text{C}$
静电放电					
V_{ESD}	静电放电电压	等级 1			
		人体模型			
		引脚 1 到 13 【1】	-	2000	V
		引脚 16 (HV) 【1】	-	1500	V
		机器模型 【2】	-	200	V
		带电装置模型	-	500	V

[1] 相当于通过一个 1.5k Ω 的串联电阻来给一个 100pF 的电容放电。

[2] 相当于通过一个 0.75 μH 的电感和一个 10 Ω 的电阻来给 200pF 的电容放电。

9. 热特性

表 4. 热特征

符号	参数	条件	典型值	单位
$R_{th(j-a)}$	从结点到周围的热敏电阻	在大气中; JEDEC 测试版	124	K/W

10. 特征

表 5. 特征

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$; $V_{CC} = 20\text{V}$; 所有电压的测量均相对于地线 (引脚 2); 电流流进 IC 是正的, 除非另有说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
启动电流源 (引脚 HV)						
I_{HV}	引脚 HV 上的电流	$V_{HV} > 80\text{V}$				
		$V_{CC} < V_{trip}$; $V_{th(UVLO)} < V_{CC} < V_{startup}$	-	1.0	-	mA
		$V_{trip} < V_{CC} < V_{th(UVLO)}$	-	5.4	-	mA
		有辅助供电	8	20	40	uA
V_{BR}	击穿电压		650	-	-	V
供电电压管理 (引脚 V _{CC})						
V_{trip}	跳闸电压		0.55	0.65	0.75	V
$V_{startup}$	启动电压		21	22	23	V
$V_{th(UVLO)}$	欠电压闭锁阈值电压		14	15	16	V
$V_{startup(hys)}$	启动电压的磁滞	在启动阶段	-	300	-	V
V_{hys}	磁滞电压	$V_{startup} - V_{th(UVLO)}$	6.3	7	7.7	V
$I_{ch(low)}$	低充电电流	$V_{HV} > 80\text{V}$; $V_{CC} < V_{trip}$ 或者 $V_{th(UVLO)} < V_{CC} < V_{startup}$	-1.2	-1.0	-0.8	mA
$I_{ch(high)}$	高充电电流	$V_{HV} > 80\text{V}$; $V_{trip} < V_{CC} < V_{th(UVLO)}$	-4.6	-5.4	-6.3	mA
$I_{cc(oper)}$	运行供电电流	引脚 FBDRIVER 和 PFCDRIVER 空载	2.25	3	3.75	mA
输入电压检测 PFC (引脚 V _{INSENSE})						
$V_{stop(VINSENSE)}$	引脚 VINSENSE 的停止电压		0.86	0.89	0.92	V
$V_{start(VINSENSE)}$	引脚 VINSENSE 的启动电压		1.11	1.15	1.19	V

表 5. 特征 (续)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$\Delta V_{pu}(VINSENSE)$	引脚 VINSENSE 上的提升电压差	在 $V_{stop}(VINSENSE)$ 被检测后是活动的	-	100	-	mV
$I_{pu}(VINSENSE)$	引脚 VINSENSE 上的提升电流	在 $V_{stop}(VINSENSE)$ 被检测后是活动的	-55	-47	-40	uA
$V_{mvc}(VINSENSE)_{max}$	引脚 VINSENSE 上的最大电源电压补偿电压		4.0	-	-	V
V_{flr}	快速闭锁重置电压	在 $V_{th}(UVLO)$ 被检测后是活动的	-	0.75	-	V
$V_{flr}(hys)$	快速闭锁重置电压的磁滞		-	0.12	-	V
$I_I(VINSENSE)$	引脚 VINSENSE 上的输入电流	在 $V_{start}(VINSENSE)$ 被检测后, $V_{VINSENSE} > V_{stop}(VINSENSE)$	5	33	100	uA
PFC 回路补偿 (引脚 PFCCOMP)						
g_m	跨导	$V_{VOSENSE}$ 比 $I_O(PFCCOMP)$	60	80	100	uA/V
$I_O(PFCCOMP)$	引脚 PFCCOMP 上的输出电流	$V_{VOSENSE} = 3.3V$	33	39	45	uA
		$V_{VOSENSE} = 2.0V$	-45	-39	-33	uA
$V_{clamp}(PFCCOMP)$	引脚 PFCCOMP 上的钳位电压	低功率模式; 低钳位电压【1】	2.5	2.7	2.9	V
		上部钳位电压【1】	-	3.9	-	V
$V_{ton}(PFCCOMP)_{zero}$	引脚 PFCCOMP 上的零导通时间电压		3.4	3.5	3.6	V
$V_{ton}(PFCCOMP)_{max}$	引脚 PFCCOMP 上的最大导通时间电压		1.20	1.25	1.30	V
PFC 脉冲宽度调制						
ton(PFC)	PFC 导通时间	$V_{VINSENSE} = 3.3V$; $V_{PFCCOMP} = V_{ton}(PFCCOMP)_{max}$	<td>	<td>	<td>	us
		$V_{VINSENSE} = 0.9V$; $V_{PFCCOMP} = V_{ton}(PFCCOMP)_{max}$	<td>	<td>	<td>	us
PFC 输出电压检测 (引脚 VOSENSE)						
$V_{th(ol)}(VOSENSE)$	引脚 VOSENSE 的开路阈值电压		-	1.15	-	V
$V_{reg}(VOSENSE)$	引脚 VOSENSE 的调节电压	用于 $I_O(PFCCOMP) = 0$	2.475	2.500	2.525	V
$V_{ovp}(VOSENSE)$	引脚 VOSENSE 的过压保护电压		2.60	2.63	2.67	V
PFC 过流保护						
$V_{sense}(PFC)_{max}$	最大 PFC 检测电压	$\Delta V / \Delta t = 50mV / \mu s$	0.49	0.52	0.55	V

表 5. 特征 (续)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
		$\Delta V / \Delta t = 200mV / \mu s$	0.52	0.55	0.57	
$t_{led}(PFC)$	PFC 前沿的消隐时间		250	310	370	V
$I_{prot}(PFCSENSE)$	引脚 PFCSENSE 上的保护电流		-50	-	-5	nA
PFC 软启动 (引脚 PFCSENSE)						
$I_{start(soft)PFC}$	PFC 软起动电流		-75	-60	-45	uA
$V_{start(soft)PFC}$	PFC 软起动电压	使能电压	0.46	0.50	0.54	V
$R_{start(soft)PFC}$	PFC 软起动电阻		12	-	-	k Ω
PFC 振荡器						
$f_{sw}(PFC) \max$	最大 PFC 开关频率		<td>	<td>	<td>	kHz
$t_{off}(PFC) \min$	最大 PFC 关断时间		<td>	<td>	<td>	us
波谷切换 PFC(引脚 PFCAUX)						
$\Delta V / \Delta t_{vrec}(PFC)$	PFC 波谷识别电压随时间的变化率		-	-	1.7	V/us
$t_{vrec}(PFC)$	PFC 波谷识别时间	$V_{PFCAUX} = 1V$ 峰峰值 【2】	-	-	300	Ns
		去磁至 $\Delta V / \Delta t = 0$ 【3】	-	-	50	ns
$t_{to}(vrec)PFC$	PFC 波谷识别超时时间		3	4	6	us
PFC 去磁管理 (引脚 PFCAUX)						
$V_{ih(comp)PFCAUX}$	引脚 PFCAUX 比较器阈值电压		-150	-100	-50	mV
$t_{to}(demag)PFC$	PFC 去磁超时时间		40	50	60	us
$I_{prot}(PFCAUX)$	引脚 PFCAUX 上的保护电流	$V_{PFCAUX} = 50mV$	-75	-	-5	nA
驱动 (引脚 PFCDRIVER)						
$I_{src}(PFCDRIVER)$	引脚 PFCDRIVER 上的拉电流	$V_{PFCDRIVER} = 2V$	-	-0.5	-	A
$I_{sin k}(PFCDRIVER)$	引脚 PFCDRIVER 上的反向电流	$V_{PFCDRIVER} = 2V$	-	0.7	-	A
		$V_{PFCDRIVER} = 10V$	-	1.2	-	A
$V_o(PFCDRIVER) \max$	引脚 PFCDRIVER 上最大输出电压		-	11	-	V
$I_{ovp}(FBAUX)$	引脚 FBAUX 上的过压保护电流					
$N_{cy}(ovp)$	过压保护周期数					
反激去磁管理 (引脚 FBAUX)						
$V_{ih(comp)FBAUX}$	引脚 FBAUX 上的比较器阈值电压		60	80	110	mV

表 5. 特征 (续)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_{prot}(FBAUX)$	引脚 FBAUX 上的保护电流	$V_{FBAUX} = 50mV$	-50	-	-5	nA
$V_{clamp}(FBAUX)$	引脚 FBAUX 上的钳位电压	$I_{FBAUX} = -500\mu A$	-1.0	-0.8	-0.6	V
		$I_{FBAUX} = 500\mu A$	0.5	0.7	0.9	V
$t_{sup}(xfmr_ring)$	变压器振铃抑制时间		1.5	2	2.5	us
反激脉冲宽度调制						
$t_{on}(fb) \min$	最小反激导通时间		-	t_{led}	-	ns
$t_{on}(fb) \max$	最大反激导通时间		32	40	48	us
反击振荡器						
$f_{sw}(fb) \max$	最大反激开关频率		100	125	150	kHz
$V_{start}(VCO)_{FBCTRL}$	引脚 FBCTRLVCO 上的开启电压		1.3	1.5	1.7	V
$V_{hys}(FBCTRL)$	引脚 FBCTRL 上磁滞电压	[4]	-	60	-	mV
$V_{vco}(FBCTRL)$	引脚 FBCTRL 上的 VCO 电压差		-	-0.1	-	V
反激峰值电流控制 (引脚 FBCTRL)						
V_{FBCTRL}	引脚 FBCTRL 上电压	对于最大反激峰值电流	1.85	2.0	2.15	V
		使能电压	-	2.5	-	V
$V_{to}(FBCTRL)$	引脚 FBCTRL 上超时电压	跳闸电压	4.2	4.5	4.8	V
$R_{int}(FBCTRL)$	引脚 FBCTRL 上的内部电阻		-	3	-	k Ω
$I_o(FBCTRL)$	引脚 FBCTRL 上的输出电流	$V_{FBCTRL} = 0V$	-1.4	-1.19	-0.93	mA
		$V_{FBCTRL} = 2V$	-0.6	-0.5	-0.4	mA
$I_{to}(FBCTRL)$	FBCTRL 引脚上的超时电流	$V_{FBCTRL} = 2.6V$	-36	-30	-24	uA
		$V_{FBCTRL} = 4.1V$	-34.5	-28.5	-22.5	uA
反激波谷切换 (引脚 HV)						
$\Delta V / \Delta t_{vrec}(fb)$	反激波谷识别电压随时间的变化率		-75	-	+75	V/us
$t_d(vrec - swon)$	波谷识别到开通的延迟时间	[5]	-	150	-	ns
反激软启动						
$I_{start}(soft)_{fb}$	反激软启动电流		-70	-60	-45	uA

表 5. 特征 (续)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{start(soft)fb}$	反激软启动电压	使能电压	0.43	0.49	0.54	V
$R_{start(soft)fb}$	反激软启动电阻		12	-	-	k Ω
反激过流保护						
$V_{sense(fb)max}$	最大反激检测电压	$\Delta V / \Delta t = 50mV / s$	0.49	0.52	0.55	V
		$\Delta V / \Delta t = 200mV / s$	0.52	0.55	0.58	V
$t_{led(fb)}$	反激前沿消隐时间		255	305	355	ns
$I_{start(OPP)FBAUX}$	引脚 FBAUX 上的 OPP 启动电流		-	-100	-	μA
$I_{OPP(red)FBAUX}$	引脚 FBAUX 上的减少的过功率保护电流	$V_{sense(fb)max}$ 已经减小至 0.37V	-	-360	-	μA
驱动 (引脚 FBDRIVER)						
$I_{src(FBDRIVER)}$	引脚 FBDRIVER 上的拉电流	$V_{FBDRIVER} = 2V$	-	-0.5	-	A
$I_{sin k(FBDRIVER)}$	引脚 FBDRIVER 上的灌电流	$V_{FBDRIVER} = 2V$	-	0.7	-	A
		$V_{FBDRIVER} = 10V$	-	1.2	-	A
$V_{O(FBDRIVER)(max)}$	引脚 FBDRIVER 上的最大输出电压		-	11	12	V
闭锁输入 (引脚 LATCH)						
$V_{prot(LATCH)}$	引脚 LATCH 上的保护电压		1.23	1.25	1.27	V
$I_{O(LATCH)}$	引脚 LATCH 上输出电流	$V_{prot(LATCH)} < V_{LATCH} < V_{oc(LATCH)}$	-85	-80	-75	μA
$V_{en(LATCH)}$	引脚 LATCH 上的使能电压	在启动的时候	1.30	1.35	1.40	V
$V_{hys(LATCH)}$	引脚 LATCH 上的磁滞电压	$V_{en(LATCH)} - V_{prot(LATCH)}$	80	100	140	mV
$V_{oc(LATCH)}$	引脚 LATCH 上的开路电压		2.65	2.9	3.15	V
温度保护						
$T_{pl(IC)}$	芯片保护电平温度		130	140	150	$^{\circ}C$
$T_{pl(IC)hys}$	芯片保护电平温度的磁滞		-	10	-	$^{\circ}C$

- [1] 对于引脚 PFCCOMP 上带有补偿网络的一个典型的应用, 如图 3 中的例子。
- [2] 在引脚 PFCAUX 上, 波谷识别所需电压的最小充电时间。
- [3] 在引脚 PFCAUX 上, 去磁检测和 $\Delta V / \Delta t = 0$ 之间所需的最小时间。
- [4] PFC 开通/关断控制的磁滞。
- [5] 由设计所保证。

11 应用信息

运用了 SSL4101T 的电源由一个功率因数校正电路还有一个反激变换器构成。见图 14。

电容 C_{VCC} 缓冲芯片供电电压。在启动期间，它是通过高电压整流电源来驱动的；在运行期间，则是通过反激变换器的辅助绕组来驱动。通过引脚 PFCSENSE 和 FBSENSE 上的 MOS 管 S1 和 S2，检测电阻 R_{sense1} 和 R_{sense2} 将电流转换成电压。 R_{sense1} 和 R_{sense2} 确定 MOS 管 S1 和 S2 中的最大初级峰值电流。在给定的例子中，LATCH 引脚连接到一个负温度系数（NTC）电阻上。当这

个电阻跌落至低于 $\frac{V_{prot(LATCH)}}{I_{O(LATCH)}} = 15.6k\Omega$ （典型值），保护被激活。一个电容 $C_{TIMEOUT}$ 连接至引

脚 FBCTRL 上。对于一个 120nF 的电容，一般过了 10ms 超时保护就被激活。引入 R_{LOOP} ，这样超时保护电容就不干扰正常的调节回路。

引入 R_{S1} 和 R_{S2} ，防止在正常运行时，因检测电阻上有负电压尖峰而给软启动电容充电。

引入电阻 R_{Aux1} 以防止芯片在雷击事故中受到损害。



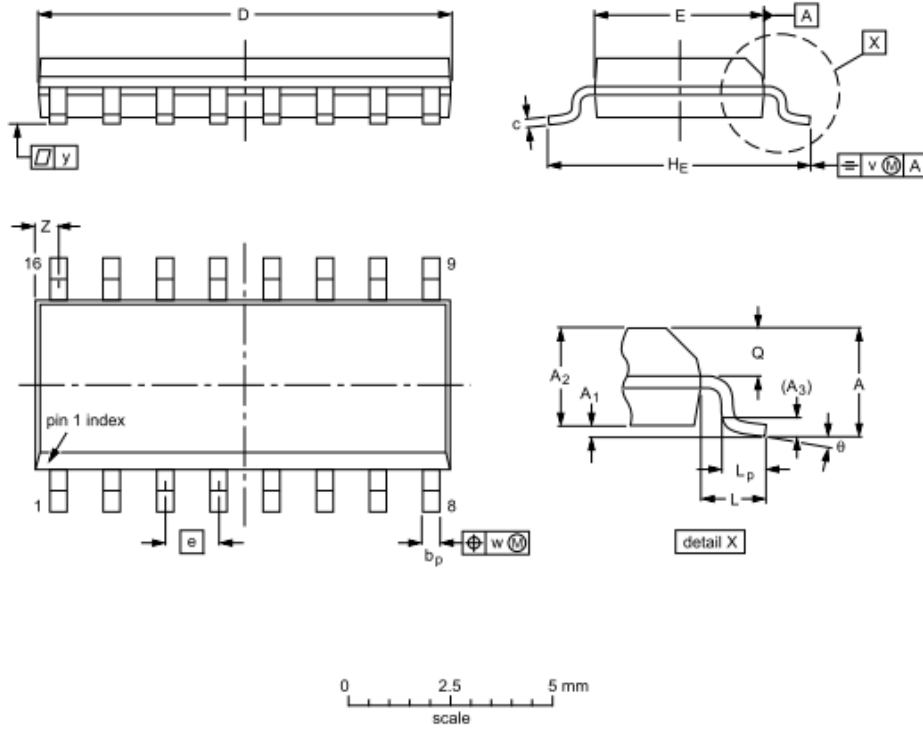
图15 SSL4101T典型应用电路图

图 15. 典型应用电路图 SSL4101T

12 封装外形

SO16: 塑料小型外壳; 16 脚; 本体宽度 3.9 mm

SOT109-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁	A ₂	A ₃	b _p	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	H _E	L	L _p	Q	v	w	y	Z ⁽¹⁾	θ
mm	1.75	0.25 0.10	1.45 1.25	0.25	0.49 0.36	0.25 0.19	10.0 9.8	4.0 3.8	1.27	6.2 5.8	1.05	1.0 0.4	0.7 0.6	0.25	0.25	0.1	0.7 0.3	8° 0°
inches	0.069	0.010 0.004	0.057 0.049	0.01	0.019 0.014	0.0100 0.0075	0.39 0.38	0.16 0.15	0.05	0.244 0.228	0.041	0.039 0.016	0.028 0.020	0.01	0.01	0.004	0.028 0.012	

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm (0.006 inch) maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	JEITA			
SOT109-1	076E07	MS-012				99-12-27 03-02-19

图 16. 封装外形 SOT109-1 (SO16)

13 修订历史

表 6. 修订历史

文档号	发布日期	数据手册状态	变更说明	取代
SSL4101T v.1	<tbd>	目标数据手册	-	-

14. 法律信息

14.1 数据表状态

文档状况 ^{[1][2]}	生产状况	阐释
目标 [简短] 数据表	开发	本资料包含来自用于产品开发的目標技术规格的数据。
初步 [简短] 数据表	认证	本资料包含来自初步技术规格的数据。
产品 [简短] 数据表	生产	本资料包含产品技术规格。

[1] 在开始或结束设计之前，请查阅最近发布的资料。

[2] 术语‘短的数据表’在“定义”部分中解释。

[3] 本资料中描述的装置的产品状态自从本资料出版以来可能已经发生了变化，在多个装置的情况下可能会不同。最新的产品状态信息可通过互联网获得，URL网址为：<http://www.nxp.com>。

14.2 定义

草案——资料只是草案版本。内容仍然在进行内部审核，还未得到正式批准；这可能导致变更或增加。恩智浦半导体公司对于信息的准确性或完整性不给出任何陈述或担保，而且对于使用此信息的后果也不承担任何责任。

短的数据表——简短数据表是来自具有相同产品型号和标题的完整数据表的摘要。简短数据表只打算作为快速参考，不得认为它含有详细的完整信息。对于详细的完整信息，参见相关完整数据表；请向当地恩智浦半导体公司销售处索取。一旦与简短数据表发生了任何矛盾或冲突，以完整数据表为准。

产品说明——除非NXP半导体和客户另外在书面上达成协议，否则，双方都应承认产品数据手册上的信息和数据所定义的产品说明。但是，在产品数据手册中，NXP半导体产品认为能提供功能和质量超过描述的，所产生的协议不会有法律效力。

14.3 免责声明

有限的保修和责任——本文档中的信息是准确和可靠的。但是恩智浦半导体公司不会对此信息的准确性或完整性给出任何明示或暗示的陈述或担保，而且对于使用此信息的后果也不承担任何责任。

在任何间接、偶然发生、恶劣、特殊或者从属损害（包括一未采取限制措施—丧失利润、丧失储蓄、破产、移除或者替代任何产品的成本或者再次加工的费用），不论这些损害是在民事侵权（包括失职）、担保、违约或者其他法律规定基础上发生的。

尽管，客户所遭受的一些损害无论存在什么原因，NXP半导体都会统计和整理，客户如认为手册中所描述的产品信息有限，可以依照NXP半导体商业销售的条款和规定。

更改的权力——恩智浦半导体公司有权在任何时候对本资料中出版的信息进行更改，包括但不限于技术规格和产品描述，随时都可能并且不会另行通知。本资料取代和替换在此出版之间提供的所有信息。

适用性——恩智浦半导体公司的产品没有设计、授权或担保能适用于生命支持、生命危险或安全危险的系统或设备，或者是在合理地预计到恩智浦半导体公司产品的故障或功能失常能导致人员伤亡、死亡或严重财产或环境损坏之场合的应用。对于恩智浦半导体公司产品在此类设备或应用中的包含和/或使用，恩智浦半导体公司不承担任何责任；因此，此类包含和/或使用应该由客户独自承担风险。

应用——此处对任何产品的应用的描述只是为了举例。恩智浦半导体公司不会做出任何表示和担保，在更多的测试和修改前，该应用能用于规范使用。

客户要对设计和运行他们的产品（使用恩智浦半导体公司的产品）负责，并且恩智浦半导体公司可以对任何应用和客户设计提供无责任的援助。对于客户和第三方客户的设计和使用，决定恩智浦半导体产品是否适用是客户的首要责任。客户应该提供合适的设计和运行安全保障，以保证产品的风险降至最低。

由于客户或第三方客户自身的不慎或违规操作而导致的失灵、损坏、费用、问题，恩智浦半导体公司概不负责。对于使用

恩智浦半导体产品的客户的产品，客户有责任作出所有必要的测试，以避免出现故障。

极限值——高于一个或多个极限值（按照IEC 60134的“绝对最大额定值系统”的定义）的应力可能导致装置的永久性损坏。极限值只是应力额定值，并不意味着装置可以在这些极限值或本资料的“特征”部分给出的数值之上的任何其它条件下操作。长期暴露到极限值下可能会影响装置的质量和可靠性。

销售条款和条件——如未与恩智浦半导体公司达成另外的明确书面协议，恩智浦半导体公司的产品是按照商业销售的通用条款和条件销售的，它发布在网站<http://www.nxp.com/profile/terms>上，除非有另外的个别协议，否则以此为准。各自的协议和条款应该申请以免被取消。恩智浦半导体公司明确反对客户以普通的客户条款和条件收购恩智浦半导体产品。

无销售要约或许可证——本资料中的任何信息均不得被解释为、或者认为是产品销售要约；它们对于在任何版权、专利或其它工业或知识产权之下的任何许可证的接受或准许、转让或暗示是公开的。

快速参考数据——快速参考数据是对本资料“极限值和特征”部分中给出的产品数据的摘要，因此它并不完整，也不详细，没有法律约束力。

出口管理——此处的文件和项目描述会受到出口管理规定的制约。出口首先要获得进口国的许可。

非汽车合格产品——除非数据表明确表示该产品在汽车上是合格产品，否则产品为非汽车使用。该产品在汽车测试或者应用要求上即不合格，也未通过测试。在汽车设备或者应用中使用非汽车合格内产品使用非免检产品所产生的后果，NXP将不负任何法律责任。如果客户在汽车规范和标准下，使用产品进行汽车应用的设计，那么顾客（A）应使用无恩智浦公司对汽车应用、使用和规范做出担保的产品，（B）任何时候客户使用了超出恩智浦公司规范的汽车应用后，须由客户承担主要风险，（C）对于客户在汽车应用的设计和使用产品超过了NXP半导体的标准范围和产品的使用说明，所产生的债务、损害或者故障产品索赔，NXP将不会承担任何责任。

14.4 商标

说明：所有参考到的品牌、产品名称、服务名称和商标均是它们各自所有人的财产。

Greenchip——是 NXP B.V 的一个商标。

15. 联系信息

了解更多信息，请登录：<http://www.nxp.com>

关于销售办事处地址，请发送电子邮件到：salesaddresses@nxp.com

16. 目录

SSL4101T	1
1. 概述	1
2. 特征和优点.....	2
2.1 区别性特征.....	2
2.2 绿色特征.....	2
2.3 功率因数校正绿色特征.....	2
2.4 反激绿色特性.....	2
2.5 保护特征.....	2
3. 应用	3
4. 订货信息.....	3
5. 方框图.....	3
6. 引脚信息.....	4
6.1 引脚.....	4
6.2 引脚描述.....	4
7. 功能描述.....	5
7.1 总体控制.....	5
7.1.1 启动和欠电压闭锁(UVLO)	5
7.1.2 供电管理.....	7
7.1.3 闭锁输入.....	7
7.1.4 快速闭锁重置.....	8
7.1.5 过热保护.....	8
7.2 功率因数校正电路.....	8
7.2.1 导通时间控制.....	8
7.2.2 波谷切换和去磁 (PFCAUX 引脚)	8
7.2.3 频率限制.....	9
7.2.4 电源电压补偿 (VINSENSE 引脚)	9
7.2.5 软启动 (引脚 PFCSENSE)	9
7.2.6 低功率模式.....	10
7.2.7 过流保护 (PFCSENSE 引脚)	10
7.2.8 电源欠电压闭锁/低压保护 (VINSENSE 引脚)	10
7.2.9 过压保护(VOSENSE 引脚)	10
7.2.10 PFC 开路保护 (VOSENSE 引脚)	11
7.2.11 驱动 (PFCDRIVER 引脚)	11
7.3 反激控制器.....	11
7.3.1 多种模式运行.....	11
7.3.2 波谷切换 (HV 引脚)	12
7.3.3 电流模式控制 (FBSSENSE 引脚)	13
7.3.4 去磁 (FBAUX 引脚)	14
7.3.5 反激控制/超时 BCTRL 引脚)	14

7.3.6	软启动（引脚 FBSENSE）	15
7.3.7	最大导通时间.....	16
7.3.8	过电压保护（FBAUX 引脚）	16
7.3.9	过电流保护（FBSENSE）	17
7.3.10	过功率保护.....	17
7.3.11	驱动（引脚 FBDRIVER）	17
8.	极限值.....	18
	电压	18
9.	热特性.....	19
10.	特征	19
11.	应用信息.....	24
12.	封装外形.....	25
13.	修订历史.....	26
14.	法律信息	27
	14.1 数据表状态.....	27
	14.2 定义.....	27
	14.3 免责声明.....	27
	14.4 商标.....	28
15.	联系信息	28
16.	目录	29

此文档仅供参考。任何内容变更以官方英文数据手册为准。

与本资料及其所描述产品相关的重要注意事项已经包括在“法律信息”部分。

© NXP B.V. 2011。版权所有。

有关详细信息，请访问：<http://www.nxp.com>

销售办事处的地址，请发电子邮件至：salesaddresses@nxp.com

发布日期：2011 年 2 月 10

日的文档标识符：SSL4101T