PFS7523-7529/7533-7539
HiperPFS-3产品系列

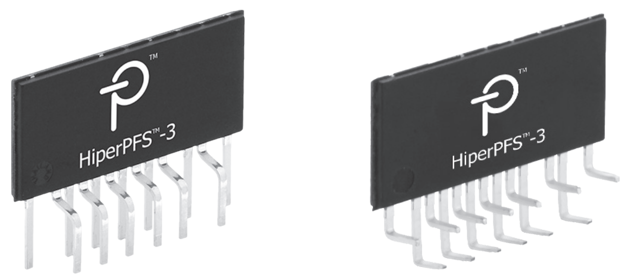
采用集成高压MOSFET和Qspeed二极管的PFC控制器
可在整个负载范围内提供高功率因数及高效率

主要优势

- 在整个负载范围内均具有高效率和高功率因数
  - 从10%负载点到满载效率均>95%
  - 在230 VAC输入下空载功耗<60 mW
  - 在20%负载点下PF可轻松达到0.92以上
  - 满足EN61000-3-2 Class C和D标准
- 高度集成，可实现尺寸最小的升压PFC转换器
  - 集成的控制器、MOSFET及超低反向恢复损耗二极管(Qspeed)
- 优化封装，适合大批量生产
  - 无需绝缘垫片/均热片
- 增强功能
  - 可设定的电源备妥(PG)信号
  - 用户可选择的功率限制：用户能够在同一设计中对不同的HiperPFS-3系列成员进行测试以选出最佳的器件
  - 集成了非线性放大器，用于提供快速输出过压和欠压保护以及动态响应
  - 数字式输入电压峰值检测：即使在不间断电源(UPS)或发电机产生输入电压畸变的情况下仍可提供稳健性能
  - 数字式功率因数增强电路可补偿EMI滤波器和整流桥产生的畸变，因而可以在高压输入、20%负载条件下提供0.92以上的功率因数
- 在整个线电压和每个线周期内对频率进行调整
  - 在>60kHz的频率范围内进行扩频，可简化EMI滤波要求
  - 降低升压电感
- 在通用输入电压应用中可提供450 W的峰值输出功率，在仅高输入电压应用中可提供1 kW的峰值输出功率
- 保护功能包括：欠压锁定(UVLO)保护、欠压(UV)保护、过压(OV)保护、过热保护(OTP)、电压缓升/跌落保护、逐周期限流以及过载功率限制保护
- 无卤素且符合RoHS标准

应用

- PC
- 打印机
- LCD电视机
- 视频游戏机
- 80 Plus™白金级设计
- 大功率适配器
- 大功率LED照明
- 工业控制和家电
- 通用功率因数校正(PFC)转换器



eSIP-16D（H封装）　　eSIP-16G（L封装）

图2. 封装选项

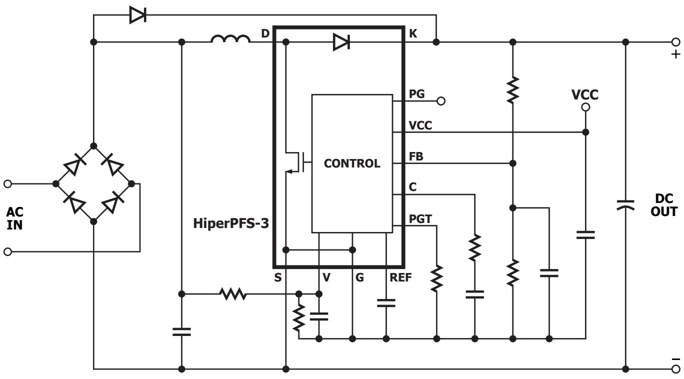


图1. 典型应用电路原理图

输出功率表

产品	最大连续输出功率额定值 (90 VAC，完全功率模式)	峰值输出功率 (完全功率模式)
通用输入器件		
PFS7523L/H	110 W	120 W
PFS7524L/H	130 W	150 W
PFS7525L/H	185 W	205 W
PFS7526H	230 W	260 W
PFS7527H	290 W	320 W
PFS7528H	350 W	385 W
PFS7529H	405 W	450 W
仅高电压输入器件		
产品	**最大连续输出功率额定值 (180 VAC，完全功率模式)**	**峰值输出功率 (完全功率模式)**
PFS7533H	255 W	280 W
PFS7534H	315 W	350 W
PFS7535H	435 W	480 W
PFS7536H	550 W	610 W
PFS7537H	675 W	750 W
PFS7538H	810 W	900 W
PFS7539H	900 W	1000 W

表1. 输出功率表（参见第11页的表2，了解最大连续输出功率额定值）

本产品已获得专利和/或正在申请专利之中。

说明

HiperPFS™-3器件将一个连续导通模式(CCM)升压PFC控制器、栅极驱动器、超低反向恢复(Qspeed™)二极管和高压功率MOSFET集成在一个（连接接地引脚的）薄型功率封装中。HiperPFS-3器件可省去PFC转换器所需的外部电流检测电阻，并消除与其相关的功率损耗。它采用创新的控制技术，可在整个输出负载、输入线电压，甚至是输入线周期内调整开关频率。

这项控制技术能够提高转换器在整个负载范围内的效率，特别是轻载条件下的效率。此外，它还能产生宽频扩频效应，从而大幅降低EMI滤波要求。HiperPFS-3采用先进的数字技术来实现输入电压监测功能、输入电压前馈调节和功率因数增强，同时核心控制器采用模拟技术来维持极低的空载功耗。HiperPFS-3还具有一个集成式非线性误差放大器，可改善负载动态响应、用户可设定的电源备妥(PG)信号以及用户可选择的功率限制功能。HiperPFS-3具备Power Integrations的整套标准保护功能，例如集成的欠压保护、过压保护、电压缓升/跌落保护和迟滞热关断等。此外，HiperPFS-3还提供功率MOSFET逐周期限流和安全工作区(SOA)保护、限制输出功率的过载保护以及引脚到引脚短路保护。

HiperPFS-3创新的变频连续导通工作模式(VF-CCM)技术，可以通过维持较低的平均开关频率来降低开关损耗，同时还能调节开关频率，达到抑制EMI的目的，这正是连续导通模式解决方案所面临的传统挑战。采用HiperPFS-3器件的系统通常能降低转换器的总X和Y电容要求以及升压扼流圈和EMI噪声抑制扼流圈的电感，从而降低整体系统尺寸和成本。此外，与使用分立式MOSFET和控制器的设计相比，HiperPFS-3器件能大幅减少元件数和缩小占板面积，同时简化系统设计并增强可靠性。创新的变频及连续导通模式控制器，能够使HiperPFS-3充分发挥出连续导通工作模式的全部优势，同时只需使用小型、简单的低成本EMI滤波器。

许多地区对众多具有高功率要求的电子产品都规定了高功率因数标准。这些法规与众多的应用专用标准相结合，要求电源在从满载到低至10%负载的整个负载范围内都必须达到高效率。在轻载条件下实现高效率，对传统的PFC方案来说是一项挑战，因为固定的MOSFET开关频率会在每个周期造成固定的开关损耗，即使在轻载条件下也是如此。除在整个负载范围均表现出相对稳定的效率外，HiperPFS-3还可在20%负载点下实现>0.92的高功率因数。HiperPFS-3可以在极大的产品应用范围内使电源设计轻松满足各项新的能效标准，这类应用包括计算机、LCD电视机、笔记本电脑、家用电器、电泵、电机、电风扇、打印机以及LED照明。

HiperPFS-3先进的功率封装技术和高效率可以简化IC安装及热管理的难度，同时以单个紧凑封装提供极高的功率能力；这些器件适用于75W到900W的PFC应用。

产品特色

受保护的功率因数校正解决方案

- 集成了高压功率MOSFET、超低反向恢复损耗Qspeed二极管、控制器和栅极驱动器。
- 满足EN61000-3-2 Class C和Class D标准。
- 集成式保护功能减少了外围元件数。
  - 内置精准的电压缓升/跌落保护。
  - 内置精准的欠压(UV)保护。
  - 内置精准的过压(OV)保护。
  - 迟滞热关断保护(OTP)。
  - 内部功率限制功能可提供过载保护。
  - 逐周期功率开关限流。
  - 内部非线性误差放大器可改善负载动态响应。
- 无需外部电流检测电阻。
  - 通过检测FET提供无损耗内部检测。
  - 减少元件数并降低系统损耗。
  - 减小大电流栅极驱动环路面积。
- 降低启动时的输出过冲和应力。
  - 集成的功率限制
- 改善了动态响应。
  - 数字控制式输入电压前馈增益调整，可在整个输入电压范围内维持稳定的环路增益。
- 可省去多达40个分立元件，从而提高系统可靠性并降低成本。

可实现高效率、低EMI和高功率因数的解决方案

- 连续导通模式(CCM) PFC采用创新的恒定安秒[导通时间]/伏秒[关断时间]控制引擎。
  - 在整个负载范围内保持高效率。
  - 在整个负载范围保持高功率因数。
  - 低成本EMI滤波器。
- 频率滑动技术可改善轻载效率。
  - 在额定输入电压下，从10%负载点到满载下的效率均可>95%
- 可变开关频率能够简化EMI滤波器的设计。
  - 可随着线输入电压灵活变化，以提高效率和降低EMI滤波器要求。
  - 可随着输入线周期电压灵活变化（可变频率>60kHz），以提高扩频效应。

用于高功率应用的高级封装

- 采用超薄封装，峰值输出功率可分别达450 W[通用输入电压]和1 kW [仅高输入电压]
- 可通过胶粘剂或夹片快速安装到散热片。
  - 无需绝缘垫，可直接连接到散热片。
- 引脚交错排列，可简化电路板的走线路径并满足高压爬电要求。
- 适用于PFC转换器的单封装解决方案，可降低装配成本和布板尺寸

引脚功能描述

偏置电源(VCC)引脚：
这是用于向IC供电的10.2-15 VDC偏置电源[工作电压，典型值为12 V]。必须从外部对偏置电压进行箝位，以防止偏置电源引脚超过15 VDC，从而确保长期可靠性。

参考(REF)引脚：
该引脚连接到一个外部旁路电容，用于将IC设定为FULL（完全）或EFFICIENCY（效率）功率模式。外部电容连接在参考引脚和信号接地[G]引脚之间。注：到G引脚的回路走线不得与有可能在浪涌期间产生大返回电流的其他回路走线共用线路。参考引脚有两个有效电容值，分别用来选择“完全”(1.0 μF ±20%)和“效率”(0.1 μF ±20%)功率模式。

信号接地(G)引脚：
反馈电路中使用的分立元件，包括环路补偿、偏置电源(VCC)去耦电容、参考(REF)和电压检测(V)，都必须以信号接地(G)引脚为参考。信号接地引脚同样也连接到器件的散热部分。不应将信号接地引脚直接连接到IC外部的源极引脚。

电压监测(V)引脚：
电压监测引脚通过一个100:1的1%高阻抗电阻分压器与经整流的高压DC干线相连，以降低功率耗散和待机功耗。推荐的电阻值介于8 MΩ和16 MΩ之间。更改此分压器比值将会影响到峰值功率限制和电压缓升/跌落阈值，进而降低输入电流质量（减小功率因数并增大THD）。必须在电压监测引脚与信号接地引脚之间放置一个可形成80 μs额定时间常数的小容量陶瓷电容，以旁路经整流DC干线上产生的任何开关噪声。

该引脚还具有电压缓升/跌落检测阈值，并在IC中集成了一个微弱的电流源，以便在开路情况下充当下拉电流。

补偿(C)引脚：
该引脚用于对跨导误差放大器进行环路极点/零点补偿，通过一个连接于该引脚和信号接地引脚之间的电容电阻网络实现。补偿引脚从内部连接至跨导误差放大器的输出端以及导通时间和关断时间控制器的输入端。

反馈(FB)引脚：
该引脚连接至主稳压反馈电阻分压网络，还用来提供快速的过压和欠压保护。该引脚还会在启动时和工作期间检测反馈分压器网络是否存在。分压器比值应与电压监测引脚相同，以获得正确且经优化的功率限值和功率因数。推荐采用一个介于8 MΩ和16 MΩ ±1%之间的上端分压电阻。必须在反馈引脚和信号接地引脚之间使用一个小容量的陶瓷电容，该电容与下端分压电阻形成80 μs时间常数。

电源备妥(PG)引脚：
PG功能的使用是可选项。电源备妥引脚为低电平有效的开漏连接点，可在输出电压保持稳压时吸收电流。启动时，一旦反馈引脚电压升至内部参考电压的~95%，电源备妥引脚则被置为有效电平（低电平有效）。

启动后，PG信号变成高阻抗时的输出电压阈值取决于电源备妥阈值引脚电阻所设定的阈值。未使用时，电源备妥引脚断开连接。

电源备妥阈值(PGT)引脚：
该引脚用于设定输出电压阀值，当输出电压低于该阀值时，PG信号脚变成高阻抗，表示PFC电压不在调整范围内。PG信号指示的这个低阀值电压可通过连接于电源备妥阀值引脚和信号接地引脚之间的一个电阻设定。试图将电源备妥阈值引脚连接至参考引脚时会禁止电源备妥功能（即，电源备妥引脚保持高阻抗）。

源极(S)引脚：
这些引脚是功率开关的源极连接点，也是大电解电容的负极端连接点。

漏极(D)引脚：
这是内部功率开关的漏极连接点。

升压二极管阴极(K)引脚：
这是内部Qspeed二极管的阴极连接点。

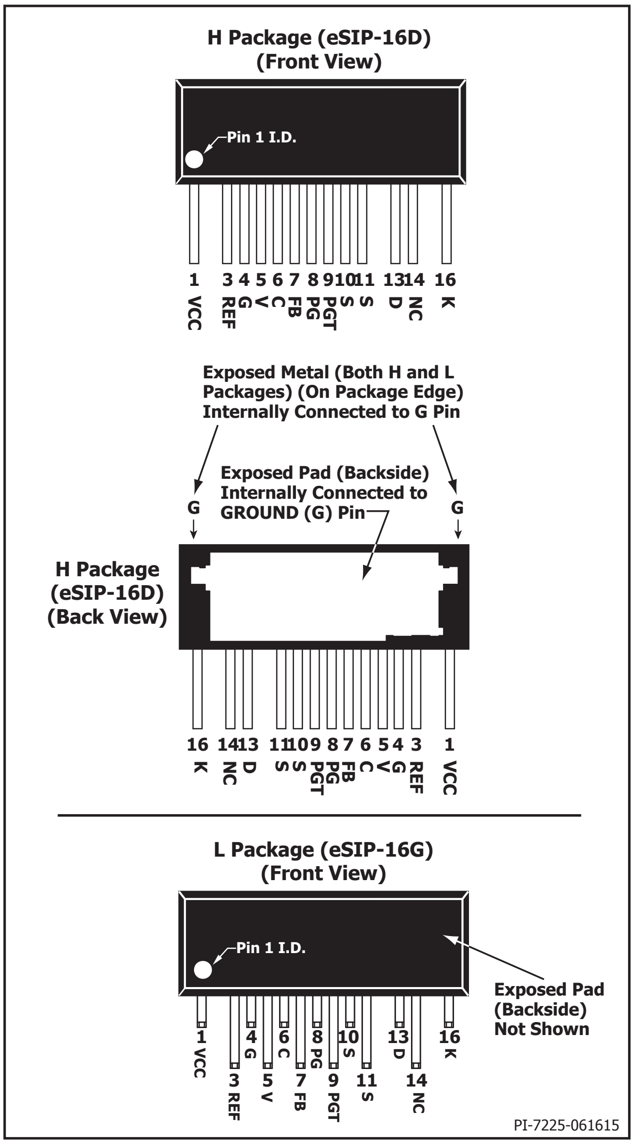


图3. 引脚配置

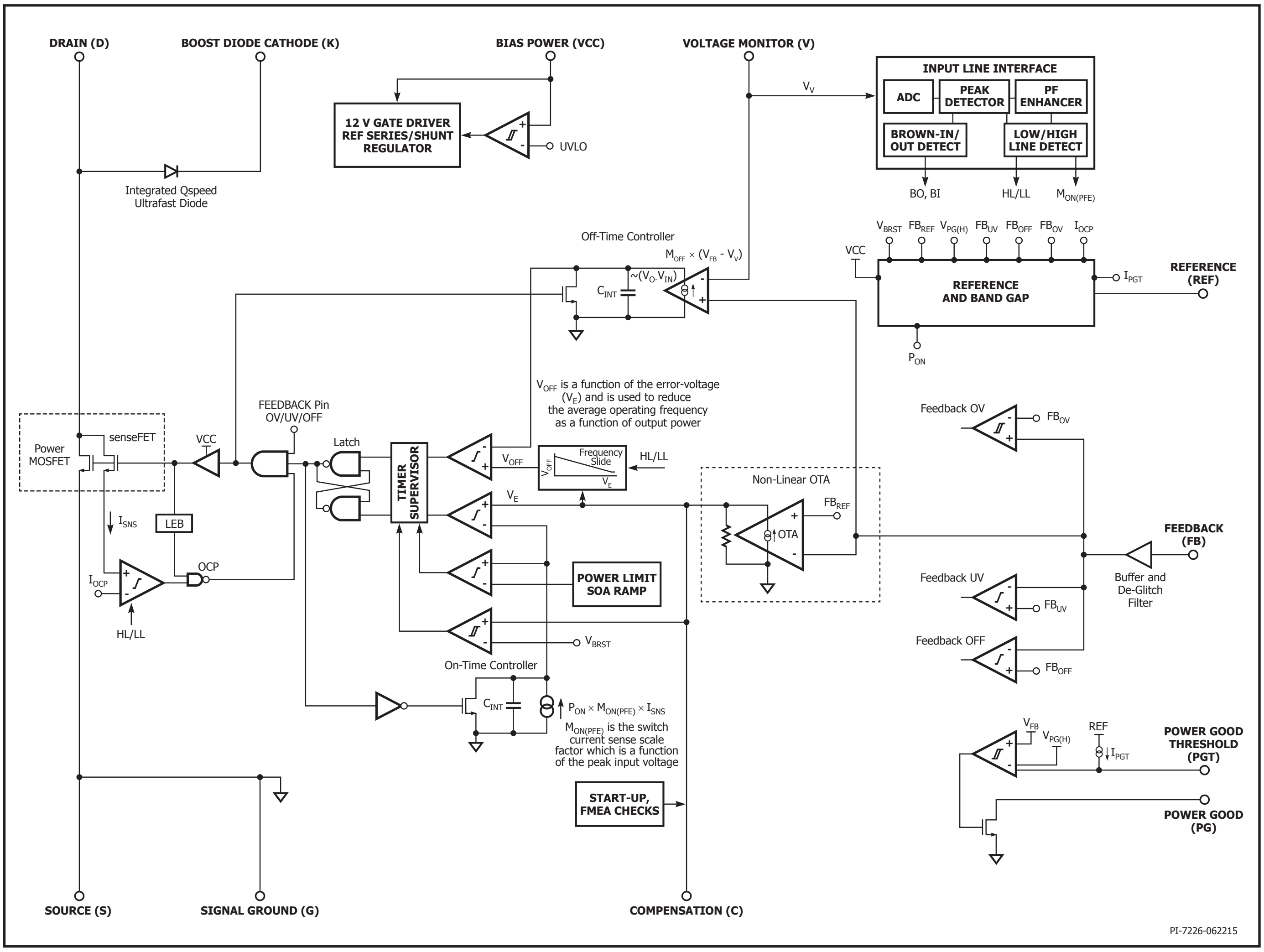


图4. 功能结构框图

功能描述

HiperPFS-3是一种可变开关频率升压PFC解决方案。更确切地说，它采用的是恒定安秒导通时间与恒定伏秒关断时间控制算法。该算法用于调整输出电压，并对输入电流进行整形，使其符合所规定的谐波电流限值（高功率因数）。对开关电流进行积分和控制，使其在开关导通期间具有恒定的安秒乘积，从而使平均输入电流波形跟随输入电压波形。对输出与输入电压之间的差值进行积分可维持恒定的伏秒平衡（由升压电感的电磁特性决定），从而实现对输出电压及功率的调整。

更确切地说，该控制技术可为关断时间(t_{OFF})设置恒定的伏秒数。对关断时间进行控制可使其满足：

$$(V_O - V_{IN}) \times t_{OFF} = K_1 \qquad (1)$$

由于导通时间内的伏秒数必须等于关断时间的伏秒数，以维持PFC扼流圈内的磁通量平衡，因此对导通时间(t_{ON})进行控制可使：

$$V_{IN} \times t_{ON} = K_1 \qquad (2)$$

控制器还可以在功率MOSFET的每个导通周期内设置恒定的电荷值。每周期电荷随着负载变化在许多开关周期内逐渐发生变化，因此可认为它在半个工频周期内大体上保持恒定。由于采用这种恒定电荷（或安秒）控制，因此可得出以下关系式：

$$I_{IN} \times t_{ON} = K_2 \qquad (3)$$

将t_{ON}从(2)代入(3)可得出：

$$I_{IN} = V_{IN} \times \frac{K_2}{K_1} \qquad (4)$$

公式(4)所表示的关系表明，通过控制恒定的安秒导通时间和恒定的伏秒关断时间，输入电流I_{IN}与输入电压V_{IN}可成正比，从而提供基本的功率因数校正要求。

这种控制可产生一个连续模式功率开关电流波形：在半个工频周期内同时改变频率和峰值电流值，产生与输入电压成正比的输入电流。

控制引擎

控制器具有一个低带宽、高增益跨导误差放大器，其非反相端连接到3.85 V的内部电压参考。误差放大器的反相端位于外部反馈引脚，该引脚连接到分压器比值为1:100的输出电压分压器网络，将输出电压稳定到385 V的额定值。反馈引脚直接连接到分压器网络，以实现快速瞬态负载响应。

内部检测FET开关电流由输入电压峰值检测器电流检测增益(M_{ON})进行缩放，然后积分，并与误差放大器信号(V_E)进行比较以确定导通时间。可以从内部得出输入电压与输出电压之间的差异，对结果进行缩放、积分并与电压参考(V_{OFF})进行比较，以确定周期关断时间。仔细选择内部比例因数可以使所产生的输入电流波形具有较低的失真度和较高的功率因数。

输入电压前馈比例因数(M_{ON})和功率因数增强电路

电压监测(V)引脚电压由Δ-Σ ADC采样并转换为量化数字值。具有动态时间常数和多周期滤波的数字式线周期峰值检测器可得出并平滑输入线电压的峰值。该峰值用于通过M_{ON}变量在内部缩放电流检测信号的增益。需要采用这种设计来降低控制反馈信号的动态范围，同时在整个工作输入电压范围内拉平环路增益。该线电压检测前馈增益调整与峰值整流AC线电压的平方成正比，并作为电压监测引脚电压的函数进行调整。

在高输入电压和轻载下，前馈M_{ON}变量在整个工频周期内进行动态调整，以便通过EMI滤波器和全桥网络补偿输入电流畸变，从而提高功率因数。

对于在输入线电压范围内提供开关功率限制方面，线电压检测前馈增益也具有十分重要的作用。

这一特性适用于在从90至230 VAC的输入电压范围内的满载条件下保持相对恒定的内部误差电压水平。

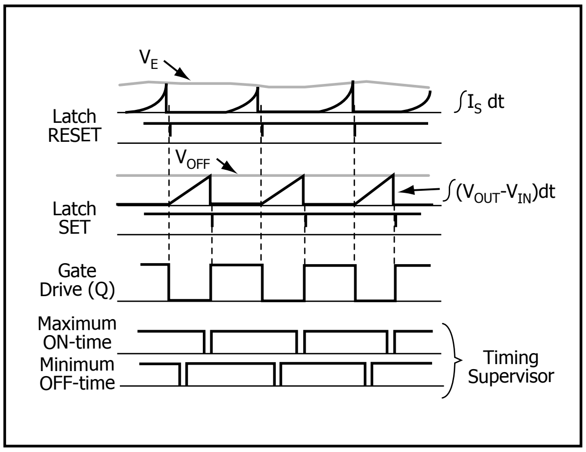


图5. 理想化的转换器波形

当超出器件规定的峰值功率额定值时，内部功率限制功能会作为输出过载的函数将输出电压调整到设定的稳压阈值以下，以维持恒定的输出功率。图6所示为作为负载函数的典型稳压特性。

如图7所示，器件在“完全”功率模式下，当输入电压低于缓升阀值(V_{BR+})时，功率限制值会降低。在输入线电压向电压跌落阈值(V_{BR-})降低的过程中，如果负载超过功率限制降额，升压输出电压将不在调整范围内（如图6所示）。

器件在“效率”模式下，当输入电压低于缓升阀值时，表1中所示的额定峰值功率将不会降额。

采用引脚到引脚短路保护的启动

如图8所示，启动时，引擎将在开始开关之前执行一系列操作检查和短路/开路评估。当输入电压峰值高于电压缓升时，引擎使能开关。

当反馈引脚的检测输出电压超过其稳压窗口时，跨导误差放大器提供非线性放大器(NLA)机制来克服固有的慢速反馈环路响应。这样，误差放大器功能就可以在负载瞬态事件期间限制最大过冲和下冲。

为降低启动时的开关和输出二极管电流应力，HiperPFS-3会根据启动时的输出电压(V_{OUT})计算关断时间，从而进行相对较软的受控启动。

一旦施加的VCC高于VCC_{UVLO+}阈值并且片内V_{REF}稳压器的输出高于REF_{UV+}，将会检测到参考引脚电容的值并锁存完全或效率功率模式。如果反馈引脚电压有效，以及过温OTP被确定无效，便开始引脚开路/短路测试。一旦完成先前的检查，输入电压将通过电压监测引脚进行监测，直至输入电压超过V_{BR+}阈值[但峰值检测器未饱和]。正是在此时开关被使能。

时序监控和工作频率范围

由于控制器将会在整个工频半周期内以可变开关频率（在CCM模式下工作时通常介于22–123 kHz的范围）进行工作，因此控制器还具备时序监控功能，用来监控和限制最大开关导通时间和关断时间，并确保最小的周期导通时间。图9(a)所示为器件开关频率与峰值负载条件下的输入电压成函数关系时的典型半个工频特征。图9（a）所示为峰值负载条件下，器件开关频率在半个工频周期内随输入电压变化的特征。图9（b）所示为在给定的115VAC输入电压条件下，EcoSmart™对不同负载下的开关频率的影响。开关频率在CCM（连续导通模式）下不与升压扼流圈电感成函数关系。

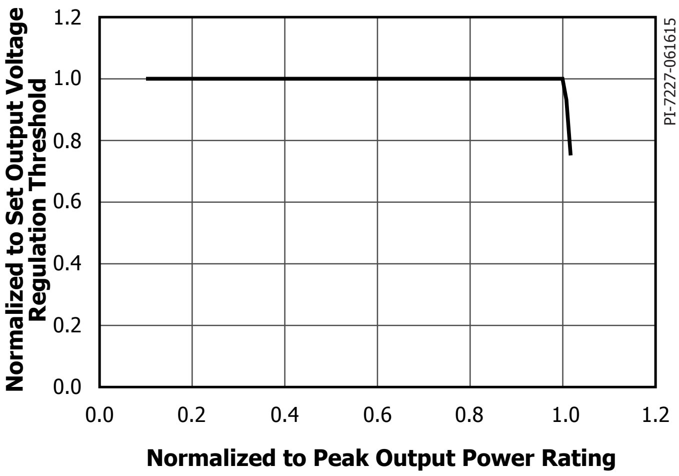


图6. 典型的归一化输出电压特性，与归一化峰值负载额定值成函数关系.

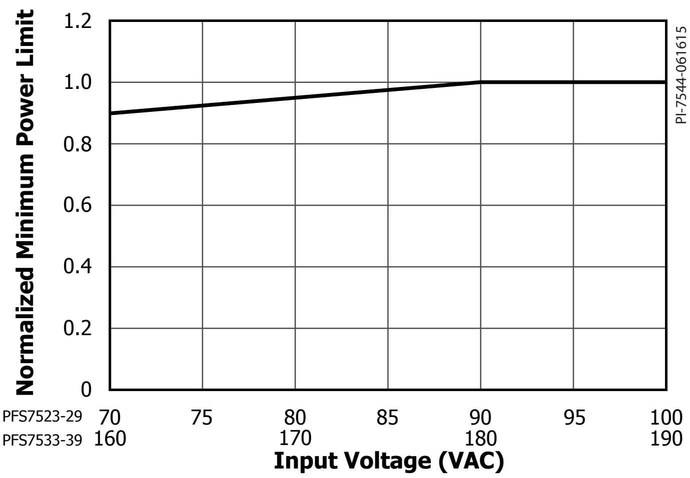


图7. 归一化最小功率限制与输入电压的函数关系

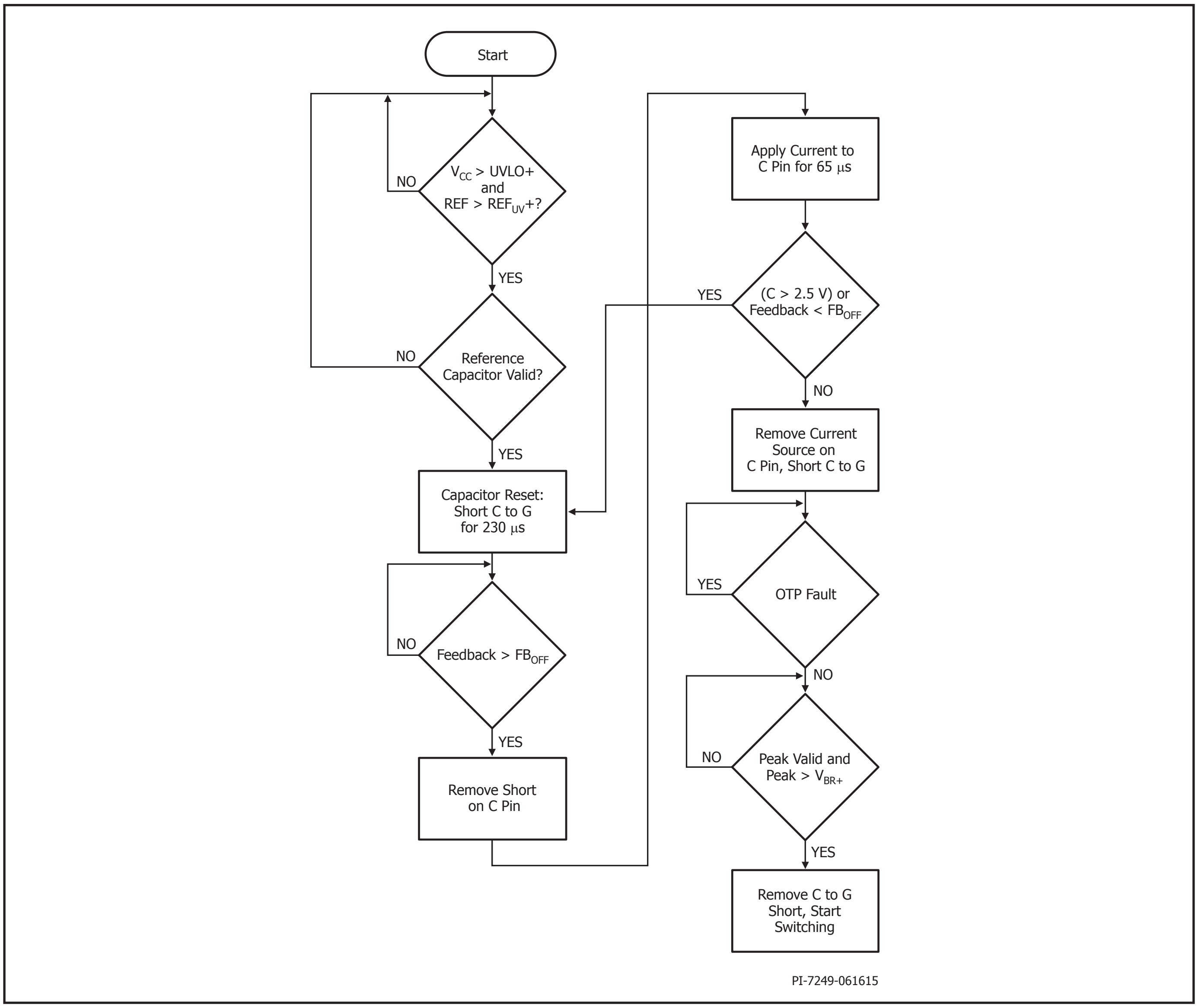


图8. 启动流程图

EcoSmart

HiperPFS-3包含EcoSmart功能，其内部误差信号(V_E)用来检测转换器输出功率。由于内部误差信号与输出功率相关，该信号电平用于设定与输出功率成函数关系的平均开关频率。

如图10所示，关断时间积分器控制参考(V_{OFF})在内部误差电压电平（输出功率）方面受到控制，以便转换器在20%至100%的额定负载范围内维持输出电压稳压和相对平坦的转换效率，这对于满足众多效率标准十分必要。频率滑动的程度还作为峰值输入线电压的函数受到控制。作为输入电压函数的更低V_{OFF}斜率可降低高输入电压工作的平均频率极值。

可降低空载功耗的脉冲串模式

在空载条件下，HiperPFS-3引擎可进入脉冲串模式，在固定误差电压电平之间对功率开关提供栅极控制。这可以确保低功耗，因为当漏电流构成负载的大部分电流时，通过脉冲串开关可以维持稳压。轻载时出现较高的输出电压纹波正是脉冲串模式有效工作所产生的假象。

电源备妥(PG)信号

HiperPFS-3具有一个内含比较器的“电源备妥”(PG)电路，当反馈引脚上检测到的输出电压升高至设定输出电压阈值的~95%（V_{PG+}）时，可以在启动时导通开漏开关。启动期间且在输出电压达到V_{PG+}之前，PG信号处于高阻抗状态（内部开关处于“关断”状态）。

当在反馈引脚上检测到的输出电压降至用户选定的阈值（使用电源备妥阈值(PGT)引脚上的电阻进行设定），电源备妥信号将从“导通”状态转换为“关断”状态。电源备妥阈值引脚有固定的源电流I_{PGT}。当由于PFC输出电压不在调整范围内，电源备妥信号从“导通”状态转换为高阻抗关断状态时，该电流与电源备妥阈值电阻一起设定阈值。

电源备妥比较器有一个81 µs内部抗尖峰脉冲滤波器(t_{PGD})，可防止因噪声事件而错误触发设定的V_{PG-}阈值。

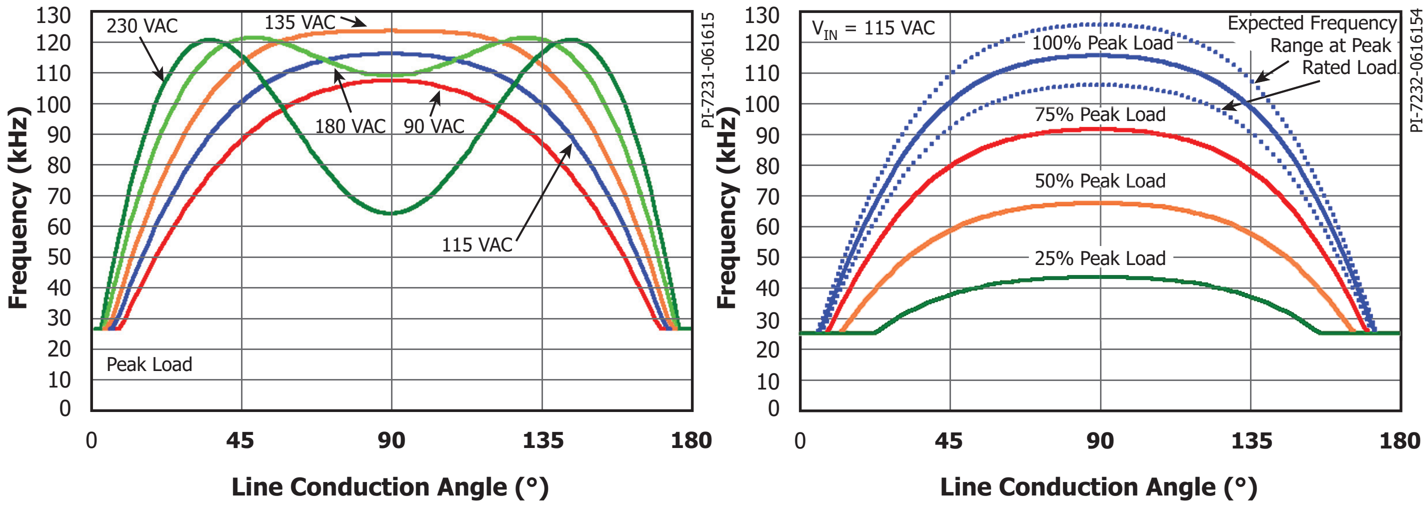


图9. (a) 半个工频周期内的频率变化与输入电压的函数关系；(b) 半个工频周期内的频率变化与负载的函数关系。
注：图中所示的频率曲线是从分析中得出，反映了整个线周期内的CCM工作情况。

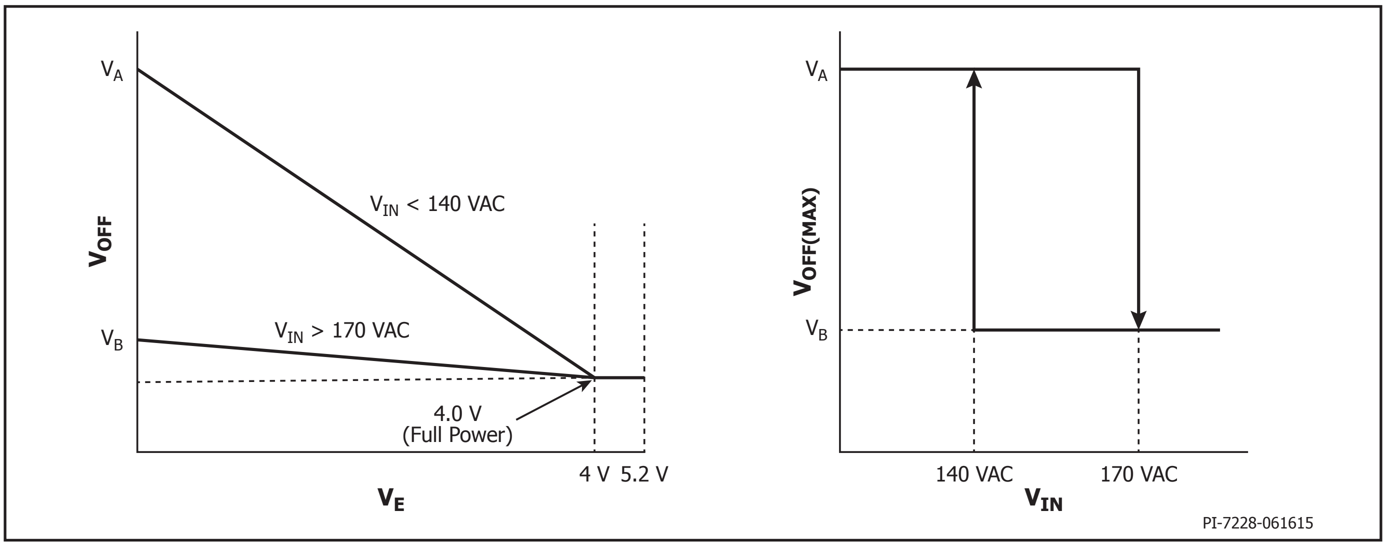


图10. EcoSmart频率滑动V_{OFF}相对于V_E的变化，$V_{OFF(MAX)}$相对于输入电压的变化

如果负载故障阻止升压转换器达到稳压（设定输出电压阈值的~95%），PG功能将维持在高阻抗状态，并且在输出电压降到用户设定的V_{PG-}阈值以下时不会指示出来。一旦达到V_{PG+}阈值，将使能用户设定的阈值V_{PG-}。

如果电源备妥阈值设定引脚连接至参考引脚，电源备妥功能将被禁止并且PG维持在高阻抗（“关断”）状态。PG不使用时这是优选的配置。如果电源备妥阈值引脚短路至信号接地引脚，PG信号将会在V_{PG+}下转换为“导通”状态，并且维持低阻抗（“导通”）状态，直到PFC输出电压已降到V_{FB_UV}阈值以下且持续时间超过t_{FB_UV}秒。

与上述禁止情况类似，如果PGT电阻的值使得V_{PG-}阈值大于V_{PG+}阈值，PG信号将锁存关断并维持在高阻抗关断状态。

电源备妥功能在以下情况下无效：

A. VCC或VREF未处于有效工作范围内。如果VCC低于UVLO-或VREF低于REF_{UV-}，电源备妥功能无效，此时电源备妥引脚处于高阻抗状态。
B. 当过热故障触发软关断以向次级电路提供过热故障预警时，电源备妥将进入高阻抗状态。
C. PGT处于225 V至360 V有效设定范围之外。PGT电压高于此范围值（包括PGT浮动），可防止PG转换到有效下拉。PGT电压低于此范围值，可导致PG无效，电压达到输出欠压(V_{FB_UV})阈值。
D. 在启动序列检查获得通过和转换器进入启动状态后，如果PGT开路，PG信号将维持在高阻抗锁存状态，直到控制器复位。

可选择的功率限制

参考引脚上的电容允许用户在每个器件的“完全”和“效率”功率限制之间进行选择。“效率”功率模式将允许用户针对给定的输出功率要求选择更大型号的器件，从而提高转换效率。

在“完全”功率模式下，参考引脚电容为1.0 µF ±20%；在“效率”功率模式下，参考引脚电容则为0.1 µF ±20%。

如果参考引脚意外短路至接地，IC将禁止开关，直到满足启动序列的所有条件后才停止禁止。

如果参考引脚开路，未检测到旁路电容，将禁止启动。在工作期间，开路可能会造成非常大的参考引脚噪声，进而导致VREF REF_{UV-}关断。

保护模式

电压缓升保护(V_{BR+})

电压监测引脚具有输入欠压检测功能，可限制最低启动电压。该检测阈值可防止器件在低于电压缓升阈值和高于400 V_{PK}峰值电压的AC输入电压下启动。

电压跌落保护(V_{BR-})

电压监测引脚具备电压跌落保护模式，当电压监测引脚电流低于输入欠压阈值(V_{BR-})的时间超过t_{BRWN_OUT}（电压跌落去抖动期间）时，HiperPFS-3将随之关断。当半个工频周期丢失（正常工频为47至63 Hz）时，电压跌落检测不会被激活。一旦触发电压跌落，HiperPFS-3软关断会在1 ms内逐步将内部误差电压降至零伏，从而将功率MOSFET导通时间减小至零。该软关断的开始与下一线周期的过零点保持一致，以减小无功分量di/dt瞬变并让存储在升压扼流圈和输入EMI滤波器中的能量有时间进行耗散。这有助于降低桥式整流管后的电压瞬变，从而防止误重新启动。器件将执行自动重启动，包括在检查输入电压是否高于电压缓升阈值（通过检查电压监测引脚是否高于V_{BR+}实现）之前进行的FMEA引脚故障检查和其他启动验证。

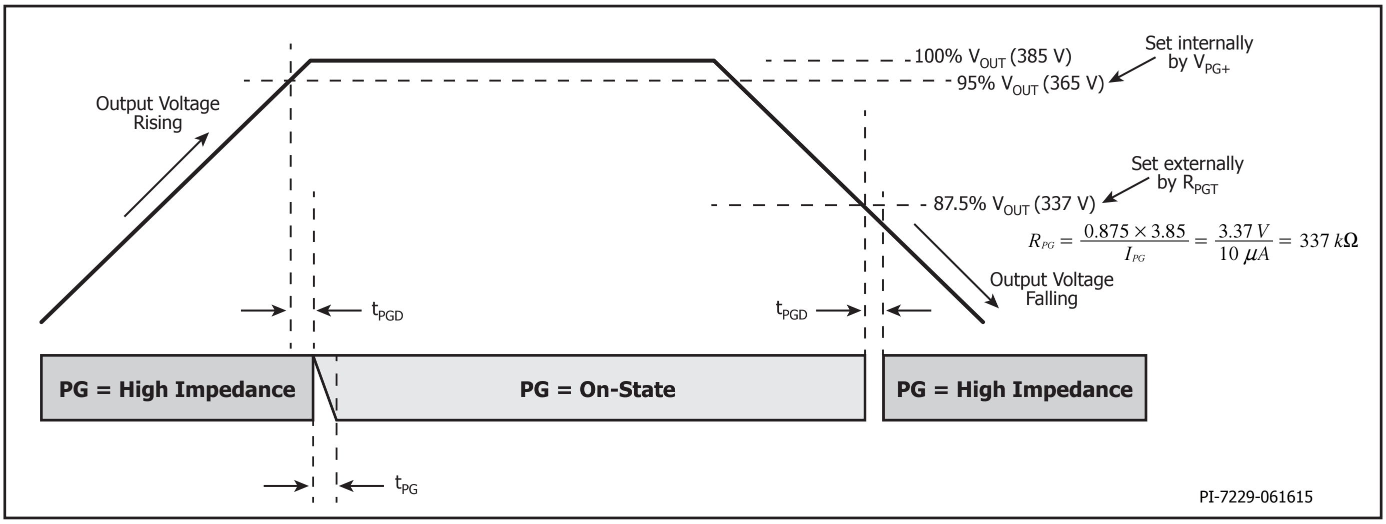


图11. 电源备妥功能描述

在电压缓升之后，并且一直到$t_{STARTUP}$计时器过期后，输入电压跌落阈值将降至V_{BR-NTC}并且电压跌落计时器将延长至$t_{BRWN_OUT_NTC}$，以便检测到因浪涌限制负温度系数(NTC)热敏电阻与输入线路串联所产生的输入电压降。

如果$t_{BRWN_OUT_NTC}$去抖动计时器被检测到的低于V_{BR-NTC}阈值的线电压降触发，但输入电压在$t_{BRWN_OUT_NTC}$过期之前恢复到V_{BR-NTC}阈值之上，$t_{STARTUP}$计时器将被重启动。如果输入电压在$t_{BRWN_OUT_NTC}$去抖动计时器过期之前未恢复到V_{BR-NTC}阈值之上，那么将会发生关断。

在$t_{STARTUP}$计时器过期之后，如果电压监测引脚电压经验证超过V_{BR-NTC}，电压跌落去抖动计时器将切换到正常时间(t_{BRWN_OUT})，并且电压跌落阈值将切换到V_{BR-}。如果电源监测引脚电压在随后的t_{BRWN_OUT}计时器过期后经验证未超过V_{BR-}，那么将会发生电压跌落关断。

HiperPFS-3采用输入波形鉴别来确定线路信号峰值-均值比值是更能代表正弦波还是高占空比方波。当检测到高占空比(UPS)方波时，电压跌落阈值降至V_{BR_SQ}。

VCC欠压保护(UVLO)

偏置电源(VCC)引脚还具有欠压锁存保护功能，可以抑制IC在施加的VCC电压超过VCC_{UVLO+}阈值之前启动。一旦偏置电源引脚电压超过VCC_{UVLO+}阈值，IC立即开始启动。启动后，IC将继续工作，直到偏置电源引脚电压低于VCC_{UVLO-}电平。偏置电源引脚的绝对最大电压为17.5 V，必须从外部限制该电压，以免对IC造成长期损坏。

依赖于输入线电压的过流保护(OCP)限制

器件具备逐周期过流保护机制，可在发生故障时对器件提供保护。此器件中OCP的用途是为内部功率MOSFET提供保护，不是专门对转换器提供输出短路或过载故障保护。

对于通用输入电压设计，OCP限制与输入线电压成函数关系，一个设定用于低输入电压，另一个设定用于高输电电压。这有助于限制功率限制进入短路，并有助于降低因较高输入电压下电流过载产生的开关应力。图12所示为对作为电压监测引脚线电压检测的函数的OCP电平的迟滞调整。这等于在输入线电压的峰值降到140 VAC以下的时间超过3个连续半周期时选择低输入电压OCP（两个设定值中较大者），当输入线电压超过170 VAC的时间超过1个半周期时选择高输入电压OCP电平（两个设定值中较小者）（下文所述的跟随器模式除外）。

HiperPFS-3会在检测到电压监测引脚高于高输入电压阈值VHIGH+后触发高输入电压OCP保护。只有在3个连续半个工频周期的峰值都低于低输入电压阈值V_{HIGH-}后，控制器才会返回到低输入电压OCP保护（以及低线频率滑动）。出现输入电压跌落时，如果电压跌落时间超过37 ms（正常值），控制器可能会从高输入电压参数恢复为低输入电压参数。仅高输入电压设计采用一个固定的OCP阈值。

只要输入电压超过V_{HIGH+}，跟随器模式的一项功能会立即将控制器更新至高输入电压状态。该功能对长时间AC输入电压跌落之后的高输入电压硬启动特别有好处，因为此时峰值检测器可能初步检测为低输入电压情况。

在功率MOSFET导通后，前沿消隐电路会将电流限流比较器抑制片刻(t_{LEB})。通过设置前沿消隐时间，可以防止由漏极电容及整流管反向恢复时间产生的开关电流尖峰引起导通的MOSFET提前误关断。

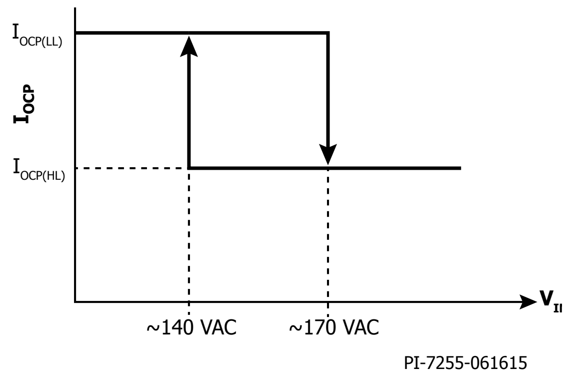


图12. 依赖于输入线电压的OCP

安全工作区(SOA)模式

由于上述的逐周期OCP机制不能避免电感电流出现“阶梯效应”的可能性，因此器件还采用了SOA模式。当出现电感饱和或当输入和输出电压较小且电感复位时间过短时，开关电流会快速增大。

只要开关电流达到限流值(I_{OCP})且导通时间小于t_{SOA}，即会触发SOA模式。SOA模式可强制关断时间等于$t_{OFF(SOA)}$，并将内部误差电压(V_E)拉低其最大值的1/2，以确保开关维持在SOA。

快速输出电压过压保护(FB_{OV})

HiperPFS-3在反馈引脚使用了一个电压反馈阈值比较器，可检测输出电压过压情况以便作出快速响应（独立于补偿引脚响应），从而防止危险电压情况的发生。过压保护具有迟滞性 – 反馈引脚的电压必须在开关重新启动之前降低0.1 V（相当于输出电压降低10 V）。

反馈至补偿引脚短路检测保护

PFC控制器连续监测反馈和补偿引脚，确保在邻近的反馈和补偿引脚之间没有潜在的短路情况，如果未检测到短路情况，则会导致输出过压情况。当检测到潜在的短路时，控制器将执行快速短路检查，并在可疑的短路情况得到确认后执行关断。

反馈引脚开路保护

反馈引脚连续吸收电流值为I_{FBPD} [$VCC > VCC_{UVLO+}$]的静态电流，以防止出现与反馈引脚开路或反馈分压器网络不完整有关的故障。内部电流源会使输出稳压产生较小的静态偏置，在选择输出反馈稳压元件（反馈引脚分压器）时可以考虑该因素。

迟滞热关断

热关断电路检测控制器的结温度，该电路通过接地的裸焊盘紧密耦合至散热片。阈值设置在117 °C，并具备36 °C的典型迟滞范围。当控制器结温度超过该阈值(OTP)时，控制器触发软关断并维持禁止状态，直到控制器结温度下降~36 °C，器件才会重新触发启动序列。

在检测到OTP事件后出现的软关断的最大时间延迟为t_{OTP}，将超过下一个过零点。

HiperPFS-3的其他功能及变化

注：HiperPFS-3并非是HiperPFS-2的脚对脚简单替代，因为它进行了功能变更和优化。

- 提高了工作供电电压最大值：15 V。
- 减少了外围元件数。
- 改进了主要参数在宽温度范围内的公差。
- 修改了架构，可提高噪声抗扰性和工作精度。
- 反馈网络分压器从环路补偿元件去耦。
- 仅高输入电压系列元件添加到了HiperPFS-3产品系列。
- 峰值检测器支持抗尖峰脉冲技术，专为使用NTC限制启动浪涌电流电路设计。
- 数字式功率因数增强电路算法可改善高输入电压轻载功率因数。
- 跨导误差放大器替代了HiperPFS-2的电压误差放大器。
- 通过固定电流源实现的NLA能提供快速动态响应，它替代了HiperPFS-2中的开关电压增益。
- 关断时间控制器可检测实际反馈电压，然后计算关断时间以防止电感饱和。
- 电压监测引脚使用电压模式检测，而不是HiperPFS-2的电流模式检测，有助于灵活选择电阻分压器的幅值。
- 降低了最小输入电压前馈增益，可在发生电压跌落时支持更高的功率输出。
- 通过真实平方函数而不是分段线性近似实现了输入电压前馈增益。
- 输入电压功能在数字域中执行：峰值检测、前馈、电压缓升/跌落以及功率因数增强。
- 峰值检测器采用滤波来平滑逐周期波动。
- 通过更严格的公差优化了电压缓升/跌落阈值。
- 大多数计时器来源于可提供准确计时的内部高速时钟。
- eSIP-16封装引脚布局已经过修改，可提供最佳的工作和内部接地。
- 脉冲串模式经过重新设计，使空载/轻载功耗得以优化。
- 降低了控制引擎的功耗：待机电流减小量为~4~5× HiperPFS-2正常值。
- HiperPFS-3参考引脚替代了HiperPFS-2参考引脚；外部旁路电容替代了外部1%电阻。
- $V_{FB(REF)}$从HiperPFS-2中的6.0 V正常值降至3.85 V正常值。
- 峰值检测器在整个最大工作条件下（即在畸变波形和输入电压跌落时）进行了优化。
- 方波检测器功能改善了UPS工作性能。
- 电源备妥功能在工作时独立于控制引擎，但OTP保护情况除外。
- FB_{OFF}故障检查在工作期间始终使能。
- 最大CCM峰值开关频率已从~100 kHz增大至123 kHz。

输出功率表

eSIP封装

产品	效率功率模式C_{REF} = 0.1 µF			完全功率模式C_{REF} = 1.0 µF		
	最大连续输出功率额定值(90 VAC)[2]		峰值输出功率额定值(90 VAC[4])	最大连续输出功率额定值(90 VAC)[2]		峰值输出功率额定值(90 VAC[4])
	最小[3]	最大		最小[3]	最大	
PFS7523L/H	65 W	90 W	100 W	85 W	110 W	120 W
PFS7524L/H	80 W	110 W	125 W	100 W	130 W	150 W
PFS7525L/H	110 W	150 W	170 W	140 W	185 W	205 W
PFS7526H	140 W	190 W	215 W	180 W	230 W	260 W
PFS7527H	175 W	235 W	265 W	220 W	290 W	320 W
PFS7528H	210 W	285 W	320 W	270 W	350 W	385 W
PFS7529H	245 W	335 W	375 W	300 W	405 W	450 W
产品	效率功率模式C_{REF} = 0.1 µF			完全功率模式C_{REF} = 1.0 µF		
	最大连续输出功率额定值(180 VAC)[2]		峰值输出功率额定值(180 VAC[4])	最大连续输出功率额定值(180 VAC)[2]		峰值输出功率额定值(180 VAC[4])
	最小[3]	最大		最小[3]	最大	
PFS7533H	155 W	205 W	230 W	195 W	255 W	280 W
PFS7534H	200 W	260 W	290 W	240 W	315 W	350 W
PFS7535H	275 W	360 W	400 W	335 W	435 W	480 W
PFS7536H	350 W	460 W	510 W	415 W	550 W	610 W
PFS7537H	430 W	560 W	625 W	520 W	675 W	750 W
PFS7538H	520 W	675 W	750 W	625 W	810 W	900 W
PFS7539H	575 W	745 W	830 W	690 W	900 W	1000 W

表2. 输出功率表

注释：

1. *请参见“主要应用指南”。*
2. *最大实际连续输出功率是在敞开式设计、90 VAC及有足够的散热、环境温度为50 °C的条件下测量得到的。*
3. *为获得**最佳轻载效率**建议的更低范围的最大连续功率；HiperPFS-3将此电平之下执行工作。*
4. *内部输出功率限值。*

应用范例

高效率、275 W、385 VDC通用输入PFC

图13中所示的电路采用HiperPFS3系列集成PFC控制器IC设计而成。此设计的额定连续输出功率为275 W，可提供额定为385 VDC的稳定输出电压，能够在从轻载到满载的范围内保持较高的输入功率因数和总效率。

保险丝F1对电路提供保护，在故障发生时将电路与AC电源隔离。二极管桥BR1对AC输入电压进行整流。电容C1-C7同电感L2及L3共同形成EMI滤波器，用于降低共模和差模噪声。电阻R1、R2以及CAPZero (IC U2)需要在电路断开连接时立即对EMI滤波器电容进行放电。使用CAPZero可以消除R1和R2上的静态损耗，因为它只在AC断开后才将两个电阻连接到输入端。

金属氧化物压敏电阻(MOV) RV1通过有效箝位电源的输入电压来实现对电路的输入浪涌保护。

升压转换器级由电感L1和HiperPFS-3 IC U1构成。此功率级充当升压转换器，可控制电源的输入电流，同时稳定输出DC电压。二极管D2通过旁路电感L1，同时对输出电容C17充电，可在启动时防止输出电压的谐振。

热敏电阻RT1限制启动时电路中产生的浪涌输入电流，并防止L1出现饱和。在大多数高性能设计中，需要使用一个继电器在启动后旁路热敏电阻，以提升电源效率。热敏电阻RT1在输出电压处于稳压后由电子机械继电器RL1进行旁路，来自U1的电源备妥信号被置为有效电平（低电平有效）。电阻R3、R4和Q1驱动继电器RL1和光耦U3。二极管D1在继电器断开时钳位线圈的反向电压。电阻R5限制流入光耦二极管中的电流。如果需要，IC U3通过连接器J2为电源备妥输出信号提供光耦隔离。

电容C15用于减小环路长度和输出电路的面积，以便降低EMI并在每次开关边缘降低U1内MOSFET的漏极和源极的电压过冲。

PFS7527H IC要求有一个12 V的稳压电源以维持工作，并且此电压不得超过15 V。电阻R6、R7、R8、齐纳二极管VR1和晶体管Q2共同形成一个串联稳压器，防止IC U1的供电电压超过15 V。电容C8和C9对供电电压进行滤波并提供旁路和去耦，确保IC U1的稳定工作。二极管D3提供反向极保护。

电阻R15[通过电源备妥阈值(PGT)引脚]对输出电压电平进行编程，低于该值时，电源备妥[PG]引脚将进入高阻抗状态。电容C14对电源备妥阈值引脚提供噪声抑制。

IC U1由电容C10设定在完全功率模式，该电容连接参考引脚。

IC U1利用电阻R10-R13对电源的整流AC输入电压进行检测。对于降低功耗而言，这些电阻的值较大。电容C11与下端分压电阻R13并联，可对耦合至电压监测引脚的噪声进行滤波。

输出分压器网络由电阻R16–R19构成，用于调整输出电压并向IC提供反馈。电容C16与电阻R19并联，可衰减高频噪声。

电阻R14、C12及C13需要用来改善反馈网络的环路响应。

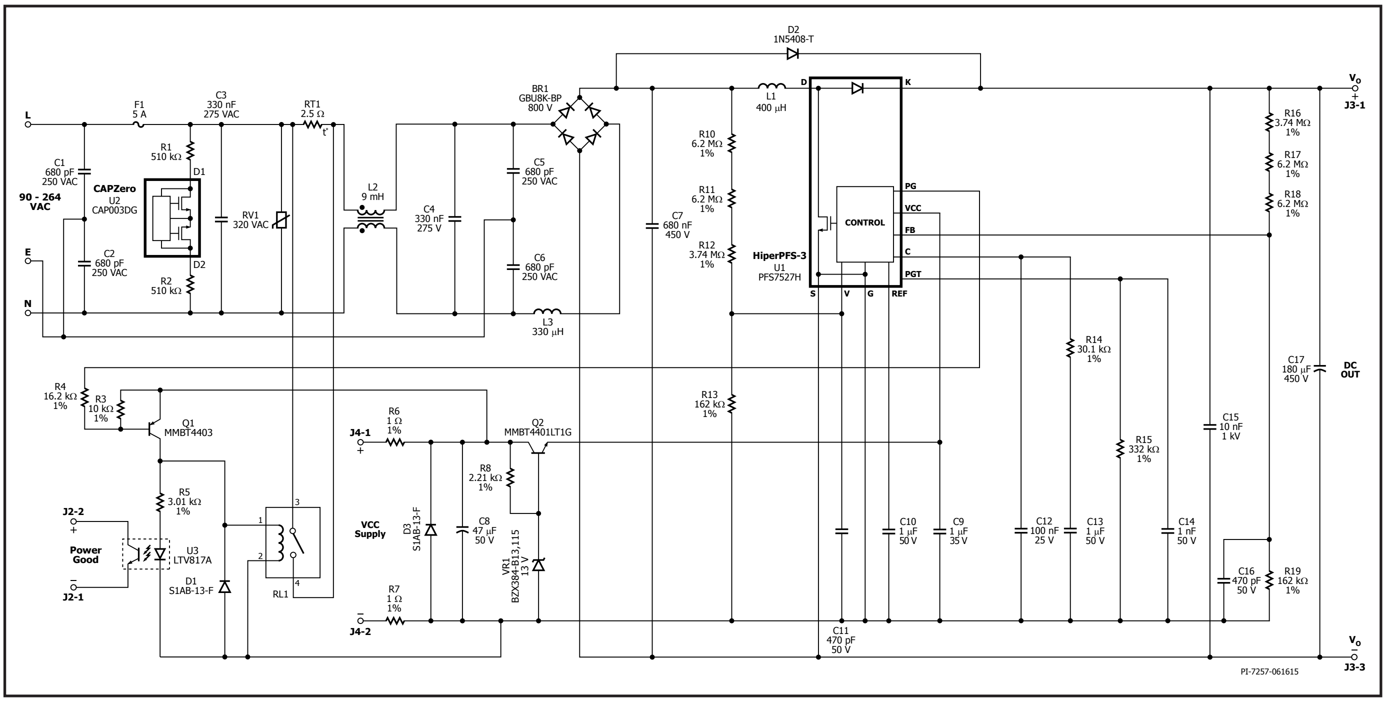


图13. 使用PFS7527H设计的275 W PFC

设计、装配和布局注意事项

功率表

表2中所示的数据手册功率表代表了以下条件下的最大实际连续输出功率：

对于通用输入器件(PFS7523L/H – PFS7529H)：

1. 输入电压范围为90 VAC到264 VAC。
2. 在最低工作电压下的总效率至少为93%。
3. 385 V额定输出。
4. 散热能力足以使器件温度保持在≤100ºC。

如果工作条件高于上述限值，则需要进行降额。在高温下工作会导致MTBF减小和性能下降，如效率降低、功率限制降低、PF降低和可能出现迟滞电源跌落等等，因此是不推荐的。不推荐HiperPFS-3设计使用高于395 V的额定输出电压。如果在高于395 V的电压下工作，会在线电压和负载瞬态期间出现超出预期的漏源极电压。

HiperPFS-3器件的选择

最佳HiperPFS-3器件的选择取决于所要求的最大输出功率、PFC效率和系统总效率（与次级DC-DC转换器配合使用时）、散热限制、系统要求及成本目标。设计所采用的HiperPFS-3器件可轻松地用功率表中功率更高或更低的器件加以替换，以优化性能、提高效率或更适配于存在热设计限制的应用。当在现有设计中为了优化性能而换用功率更高或更低的HiperPFS-3器件时，对有些设计而言，可能需要对电感值和EMI滤波元件进行细微的调整。

每个HiperPFS-3系列器件都有一个最佳的负载水平，用以提供发挥最大的价值。器件的工作频率将随负载水平而变。频率变化会导致所用电感中出现峰峰值电流纹波。电流纹波变化将影响输入PF和输入电流的总谐波失真。

输入保险丝和保护电路

输入保险丝的额定电流应高于PFC发生输入欠压保护时的输入电流值，这个电压也就是brown-out电压。

保险丝还应具有足够大的I^2t额定值，以避免启动时发生误触发故障。启动时，会从输入端吸收较大的电流，因为输出电容要充电至施加电压的峰值。充电电流仅受限于任何浪涌限制热敏电阻、EMI滤波电感的阻抗以及输入整流二极管的正向电阻。通常需要采用一个MOV来防止PFC出现线电压浪涌。MOV额定值的选择将取决于PFC需要耐受的能量等级（EN1000-4-5 Class标准）。

应在输入端使用合适的NTC热敏电阻来提供浪涌电流限制。该热敏电阻的选择应取决于电源的浪涌电流规格。NTC热敏电阻不可以放置于电路中任何其他位置，因为它们在发生线电压瞬态时无法限制器件的应力，也无法以可预测的方式限制浪涌电流。图13中的示例显示了这样的电路配置：在输入端设有浪涌限制NTC热敏电阻，它在PFC启动后通过一个继电器被旁路。这种配置可以确保电路实现一致的浪涌限制性能。

输入EMI滤波器

HiperPFS-3的可变开关频率可有效调制开关频率，并降低与基本开关频率的谐波相关的传导EMI峰值。此特性对于EMI测量中采用的均值探测模式特别有利。

PFC是开关转换器，需要在输入端设置一个EMI滤波器，以便满足大多数安全法规的传导和辐射EMI标准。通常，跨接在输入端的一个共模滤波器以及X电容将提供所需要的衰减，将输入电流的高频分量衰减至可接受的水平。共模滤波电感的漏抗与X电容形成一个低通滤波器。在有些设计中，可能必须使用额外的差模滤波电感，以补充共模扼流圈的差模电感量。

应将具有低ESR和高纹波电流能力的滤波电容连接到输入桥式整流管的输出端。该电流可降低输入电流纹波的开关频率分量的产生，并简化EMI滤波器的设计。通常，通用输入设计应采用每100 W输出功率0.33 μF，仅230 VAC设计应采用每100 W输出功率0.15 μF。

在桥式整流管后面使用更高的电容值和降低EMI滤波器中的X电容通常是可行的。

根据法规要求，需要使用放电电阻，使其在桥式整流管的AC端跨接输入(X)电容。这样是为了确保当电容高于0.1 μF时，使残留电荷在输入电压移除后得以耗散。采用Power Integrations的CAPZero集成电路，有助于消除与使用永久跨接X电容的放电电阻有关的稳态损耗。

电感设计

对于铁氧体电感，最佳设计的K_P值为0.3至0.45。（K_P是指电流峰峰值除以最低AC电压和90*相位角（满载）下的峰值）。K_P <0.3会（更连续地）造成电感尺寸过大，而K_P >0.45会造成绕组AC电阻损耗（由高频AC电流造成），尤其因为大多数电感设计都要求3层以上的绕组层。最大限流点下的磁通密度应<3900高斯，以防止磁芯饱和。

如果使用Sendust磁芯材料，推荐选用90μ或125μ材料，因为较高μ值材料可在低电流下产生更大的电感量，从而降低更低输入电压相位角(<45*)下的峰峰值电感电流，这有助于在更轻负载和更高输入电压下降低损耗并提高功率因数。设计目标为峰值电流（低输入电压，满载，90*输入电压相位角）下的H达到~60 A-t/cm。更高的H会造成过大的磁芯损耗，而低于此值将增大AC铜损。

HiperPFS-3设计表格可简化此过程，并针对铁氧体或Sendust磁芯自动推荐磁芯尺寸和设计。

为获得高性能设计，建议使用利兹线来降低由趋肤效应和临近效应造成的铜损。对于磁环电感，层数应小于3；对于骨架绕制电感，应使用层间绝缘来降低层间电容。

输出电容

对于额定值385 V的PFC，建议使用450 V或更高连续额定值的电解电容。所要求的电容值取决于可接受的输出纹波水平和维持时间要求。通过下面的方程式可以快速确定要求的电容值，以满足维持时间要求，同时满足输出纹波要求。将要求采用这两个值中的较大者：

通过以下方程式计算得出：

$$C_O = \frac{2 \times P_{OUT} \times t_{HOLD\_UP}}{V_{OUT}{}^2 - V_{OUT(MIN)}{}^2}$$

C_O　　PFC输出电容，单位F。
P_O　　PFC输出功率，单位W。
$t_{HOLD\text{-}UP}$　　电源的维持时间规格，单位秒。
V_{OUT}　　PFC的最低额定输出电压，单位V。
$V_{OUT(MIN)}$　　PFC在维持时间结束时的最低允许输出电压，单位V。

满足维低频率纹波规格所需的电容值通过以下方程式计算得出：

$$C_O = \frac{I_{O(MAX)}}{2 \times \pi \times f_L \times \Delta V_O \times \eta_{PFC}}$$

f_L　　输入频率，单位Hz。
ΔV_O　　峰峰值输出电压纹波，单位V。
η_{PFC}　　PFC工作频率。
$I_{O(MAX)}$　　最大输出电流，单位A。

应适当增大使用上述方面计算出的电容值，以考虑到老化和公差因素。

IC的电源

应对HiperPFS-3采用12 V稳压电源。如果VCC超过15 V，HiperPFS-3可能损坏。在大多数应用中，使用NPN晶体管和齐纳二极管制成的简单串联稳压器就足够用了，因为HiperPFS-3仅要求约$I_{CC(ON)}$的最大值即可正常运行。

建议使用一个1 μF或更大的低ESR陶瓷电容对VCC电源进行去耦。该电容应直接放置在电路上的IC引脚处。

线电压检测网络

连接到电压监测引脚的线电压检测网络向HiperPFS-3提供输入电压信息。本设计范例选用16 MΩ的值来降低这些电阻的功耗。建议采用公差仅为1%的电阻。

必须在HiperPFS-3的电压监测引脚和接地引脚之间连接一个与下端分压电阻并联的470 nF去耦电容。该电容应直接放置在电路上的IC引脚处。

反馈网络

为达到最佳性能，应使用当额定输出电压时能在反馈引脚处提供3.85 V电压的电阻分压网络；应以与电源监测引脚电阻分压器网络成正比的方式对其进行调整，确保提供正确的稳压和功率输出。HiperPFS-3控制器经过优化，当385VDC输出时可以获得最佳性能。对于要求电压偏离此额定参数，从而要求反馈引脚分压器比值并非推荐值100:1的应用而言，需要进行评估以便在特定设计的主要目标参数之间达到平衡。例如，可以

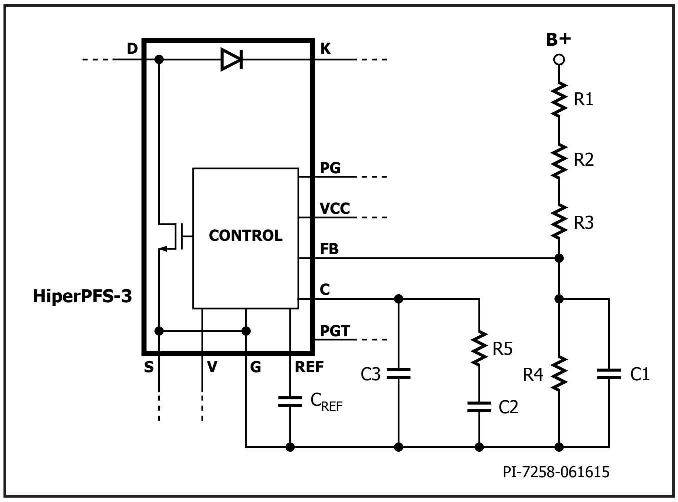


图14. 推荐的反馈电路

修改电压监测引脚分压器比值，使其相当于反馈分压器的比值，从而优化功率因数。不过，这会对功率限制、电压缓升/跌落阈值等参数产生影响。在额定值的±10 V范围内进行修改应该不会导致性能大幅下降，但应进行彻底验证。不建议做出超出此范围的更改。这种分项权衡不在本数据手册的讨论之列。

推荐的电路和相关的元件值如图14中所示。

电阻R1至R4组成主输出分压器网络。电阻R1、R2和R3构成上层分压器电阻，下层反馈电阻为R4。电容C1用于对从耦合进入反馈引脚的任何开关噪声进行滤波。电阻R5、电容C2及C3形成环路补偿网络，用来调整环路响应所需的低频零点，确保获得低交越频率和充足的环路相位裕量。所用元件的建议值如下：

R1 = 3.74 MΩ
R2 = 6.2 MΩ
R3 = 6.2 MΩ
R5 = 30.1 kΩ
C1 = 470 pF
C2 = 1 μF
C3 = 100 nF

当使用上述元件值时，可通过下面的方程式计算得出电阻R4的值：

$$R_4 = \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{\left(\frac{V_O}{V_{FB(REF)}} - 1\right)}$$

V_O　　输出电压。
$V_{FB(REF)}$　　反馈引脚电压，3.85 V。

在有些设计中，必须对电阻R5的值进行调整，并且作为一项指导原则，可以使用从下面的计算中得出的值：

$$R_5 = R_Z = \frac{P_O}{0.3 \times V_O^2 \times C_O}(k\Omega)$$

P_O 最大连续输出功率，单位W。
V_O 额定PFC输出电压，单位V
C_O PFC输出电容，单位F。

散热和热设计

图15、16和17分别显示了推荐的HiperPFS-3装配方式的示例。在这些装配中，不要求使用绝缘垫，HiperPFS-3可直接通过夹片或胶粘性热材料连接到散热片。

HiperPFS-3的背面金属与散热片电气连接，并且要求散热片连接到HiperPFS-3的源极端子，以降低EMI。

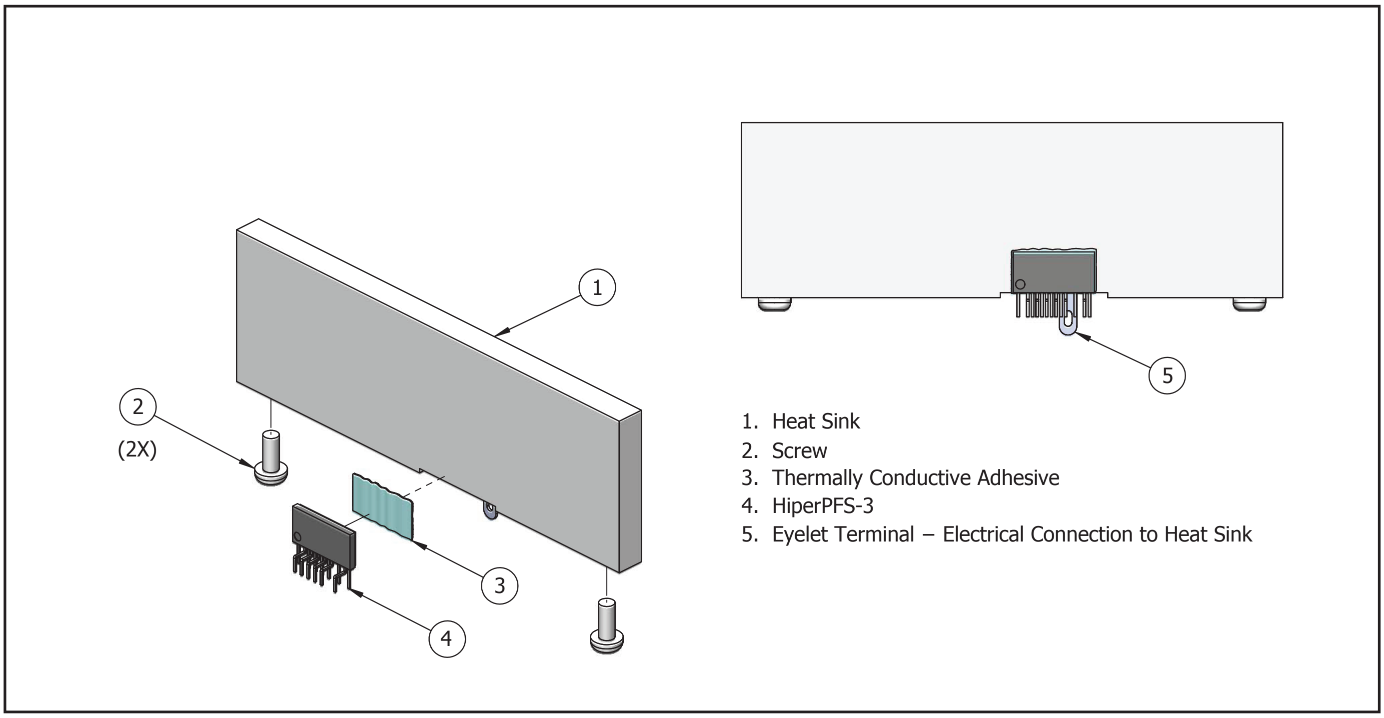


图15. 散热片装配 – 使用导热性粘胶

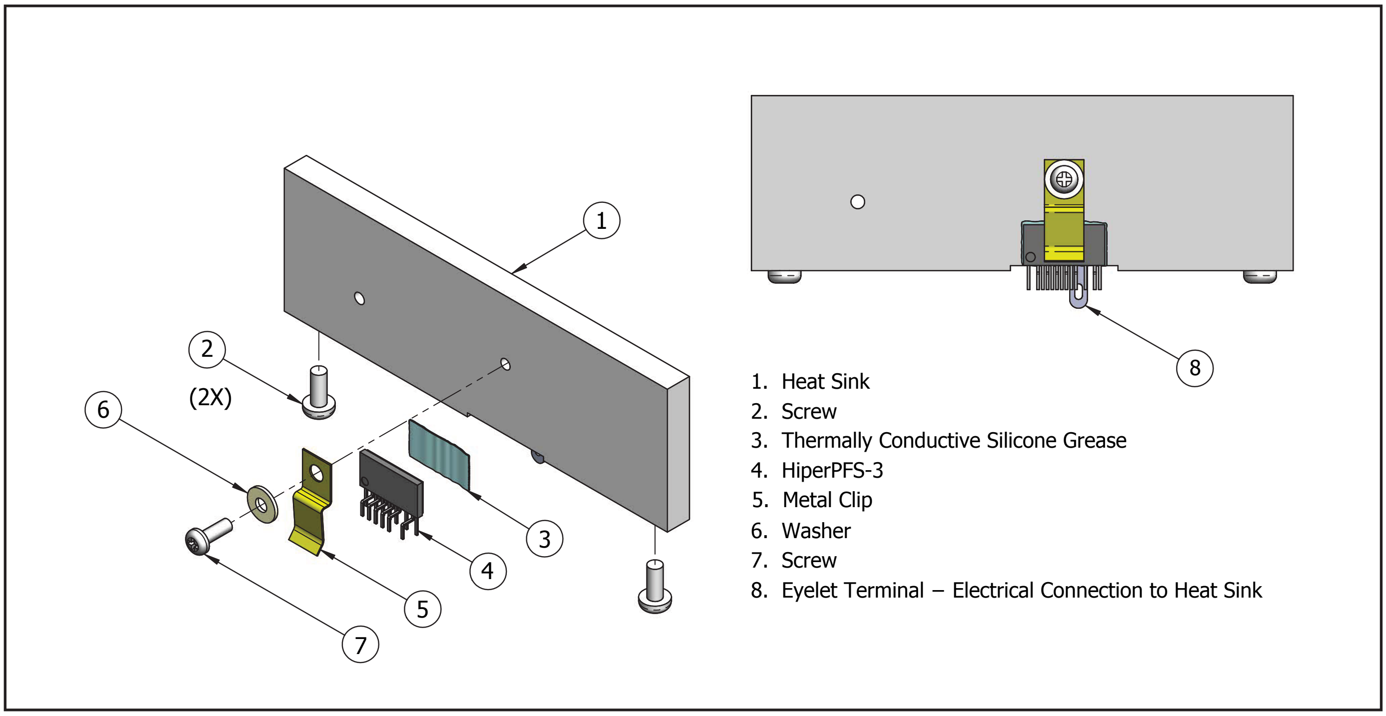


图16. 散热片装配图 –使用金属夹片

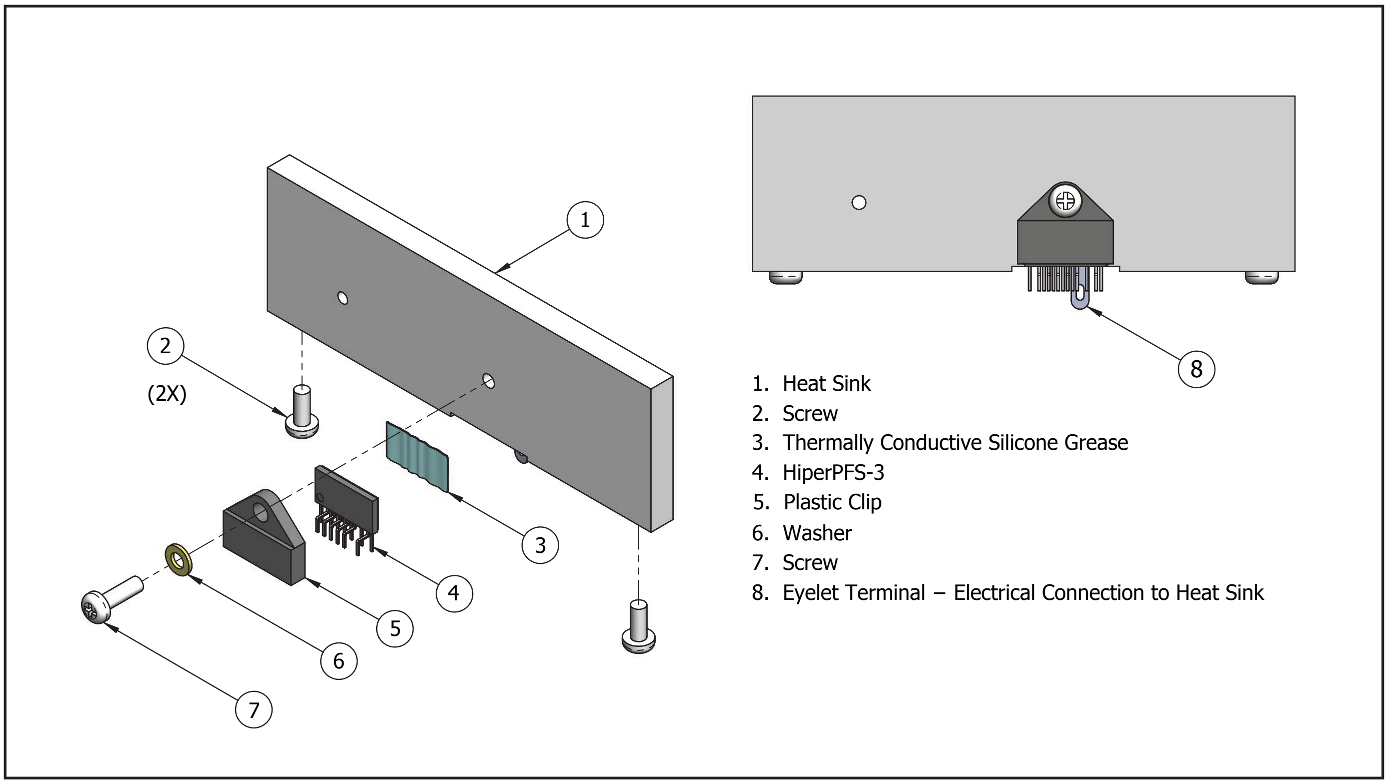


图17. 散热片装配图 –使用塑料夹片

PCB设计指南和设计范例

线电压检测网络和反馈电路均使用较大的电阻值，用以降低自身所产生的功耗。请注意，应使反馈电路和线电压检测网络元件远离高压及大电流节点，以减少任何干扰。注入反馈电路和线电压检测网络的任何噪声通常都会导致功率因数下降。过多的噪声注入可导致波形不稳定或不对称。

EMI滤波元件应集中在一起放置，这样可提升滤波器的效果。EMI滤波元件在电路板中应合理放置，使输入电路远离PFC电感器的漏极节点。

滤波器或去耦电容应位于桥式整流管的输出端。该电容与EMI滤波器中的X电容以及EMI滤波器部分的差模电感相配合，充当一个滤波器，来降低输入电流中的开关频率电流纹波。该电容还有助于减小开关频率电流环路的环路面积，从而降低EMI。

HiperPFS-3漏极节点、输出二极管漏极端子和PFC电感之间的连线长度应尽可能地短。

应在PFC输出二极管的负端和HiperPFS-3的源极端子之间连接一个低损耗陶瓷介质电容。这样可确保在MOSFET切换时承载高频电流的环路的环路面积得以减小，并有助于降低因穿越环路的二极管电流的高频脉冲特性造成的辐射EMI。

在电路板上放置元件时，最好先将电压监测、反馈、参考和偏置供电去耦电容靠近各引脚放置，然后再放置和连接其他元件。参考引脚去耦电容需要有专门的接地引脚返回回路。如果没有，则会降低浪涌和ESD测试期间的噪声抗扰性。源自接地引脚的电源回路走线应与连接反馈电路元件和接地引脚的走线进行隔离。

为降低走线阻抗对电压调整的影响，应直接从输出电容的正极端子获取输出反馈。线电压检测电阻的上端应连接到与桥式整流器输出端相连的高频滤波电容。

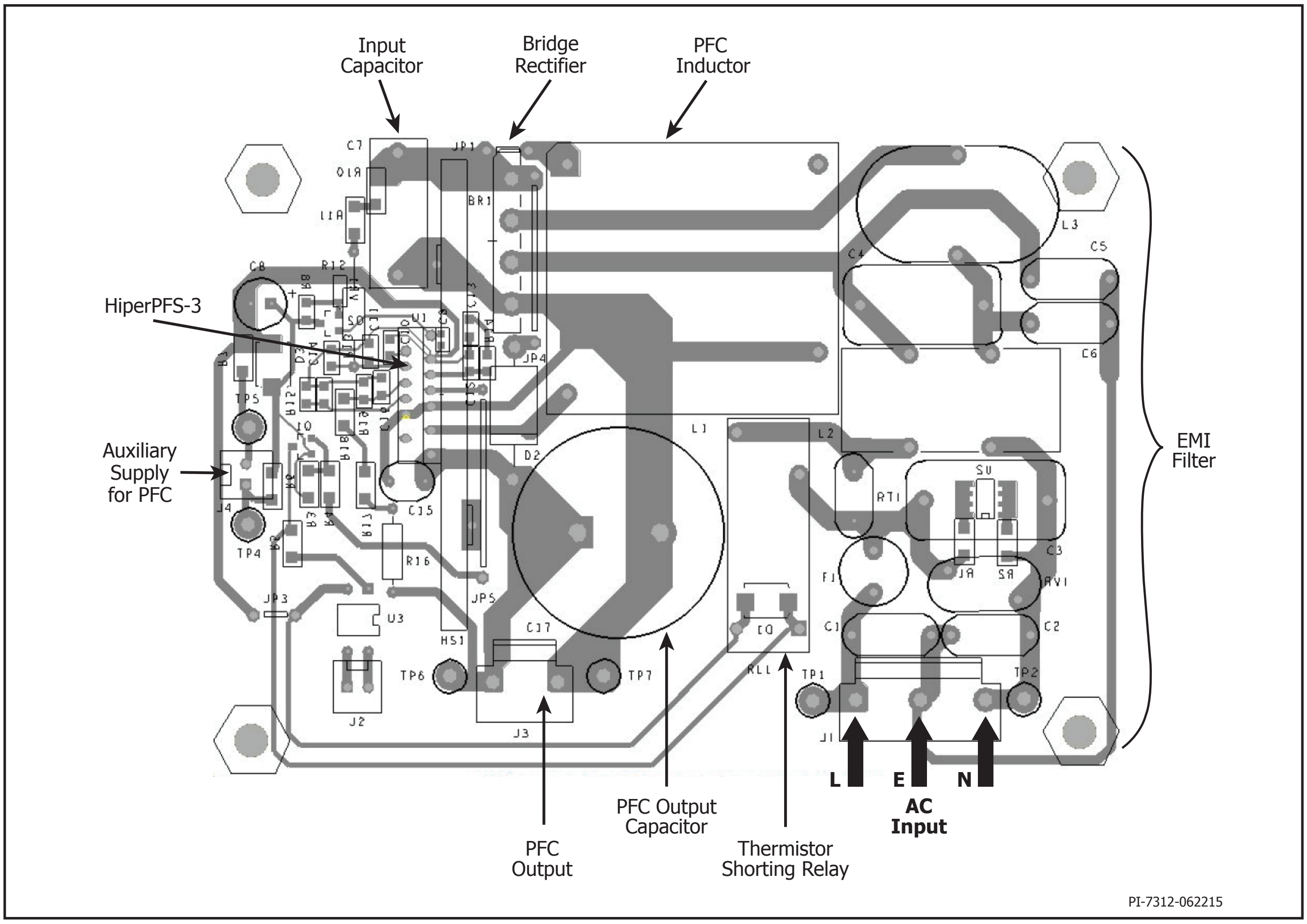


图18. PCB布板示例

快速设计校验

对于任何使用HiperPFS-3的电源设计，都应经过全面测试以确保在最差条件下元件的规格没有超过规定范围。建议至少进行如下测试：

1 最大漏极电压 – 检验峰值VDS 在最低输入电压和最大过载输出功率时不要超过530 V。当输出过载至一个稍高于最高额定负载时，或在电源输出电压开始失调前，会出现最大过载输出功率。如果超过该电压，则应使用额外的外部缓冲电路。在大多数设计中，添加一个跨接PFC输出二极管的介于33 pF和100 pF之间的陶瓷二极管后，可以将最大漏源极电压降至BV_{DSS}额定值以下。测量MOSFET的漏源极电压时，应使用高压探头。将探头尖取下后，在探头内部可以看到一个银环。此环处于地电位，是进行无噪声测量的最佳接地连接点。用硬导线缠绕该接地环，然后以尽量最短的长度将该接地线连接到电路，并将探头尖连接到正在测量的点，这样可以确保测量不会出现误差。应根据探头制造商的指导手册对探头进行补偿，以确保无误差测量。

2. 最大漏极电流 – 可以通过监测电感电流来间接测量漏极电流。应在桥式整流管和电感连接点之间插一个电流探头。在最高环境温度、最低输入电压和最大输出负载情况下，观察启动时的漏极电流波形，检验是否出现电感饱和的征兆。对Sendust电感执行此测量时，通常会看到电感电流波形因为磁导率下降而表现出指数形式的增长。不应当将这与硬饱和相混淆。

3. 热检查 – 在最大输出功率、最小输入电压和最高环境温度条件下，检验HiperPFS-3、PFC电感器、输出二极管和输出电容是否超过温度指标。应有足够的温度裕量以保证HiperPFS-3不会因为零件与零件间$R_{DS(ON)}$的差异而引起过热问题出现，参见数据手册中关于RDS(ON)的说明。建议封装的最高温度不超过100 °C，这样就可以适应上述参数的变化。

4. 输入PF应随着负载而提高，如果发现性能随着负载变化而逐渐下降，则表明电压监测引脚电路或反馈分压器电路和补偿电路可能产生噪声干扰。

绝对最大额定值[1,2]

漏极引脚峰值电流： PFS7523/PFS7533.......................................7.5 A
PFS7524/PFS7534...................................... 9.0 A
PFS7525/PFS7535....................................11.3 A
PFS7526/PFS7536....................................13.5 A
PFS7527/PFS7537....................................15.8 A
PFS7528/PFS7538 ....18.0 A
PFS7529/PFS7539....................................21.0 A
漏极引脚电压 .... -0.3 V到530 V/540 V[6]
VCC[3]引脚电压 ....-0.3 V到17.5 V
PG ....-0.3 V到17.5 V
PG引脚电流...10 mA
V、PGT、FB、C及REF引脚电压....................................... -0.3 V到5.6 V
贮存温度 ....-65 °C到150 °C
结温[4]...-40 °C到150 °C
引线温度[5] .... 260 °C

注释：
1. 所有电压都是以T_A = 25 °C时的源极为参考点。
2. 在短时间内施加器件允许的最大额定值不会引起产品永久性的损坏。但长时间用在器件允许的最大额定值时，会对产品的可靠性造成影响。
3. VCC的绝对最大额定值为17.5 V。该值是不得超越的绝对最大条件。介于最大工作电压(15 V)与该绝对最大额定值之间的电压应非常少见且持续时间短暂（如在启动时或暂时故障条件下）。这些条件不对产品在达到绝对最大额定值时提供可靠性保证，但可以作为施加电压水平的准线 – 一旦超出该值，就存在对产品造成即时损坏的风险。
4. 通常由内部电路控制。适用于控制器$T_{J(C)}$、MOSFET $T_{J(M)}$和二极管结温$T_{J(D)}$。
5. 在距壳体1/16英寸处测量，持续时间5秒。
6. 持续时间小于15 ns且$I_{DS} \leq I_{OCP(TYP)}$。
7. $T_{C(D)}$二极管外壳温度。

Qspeed二极管

		PFS7523-7529 PFS7533-7535	PFS7536-7539
峰值重复反向电压(VRRM)		530 V	530 V
平均正向电流(AV)	$T_{J(D)}$ = 150 °C	3 A	6 A
非重复峰值浪涌电流(IFSM)	60 Hz，½周期，$T_{C(D)}$[7] = 25 °C	50 A	100 A
非重复峰值浪涌电流(IFSM)	t = 500 µs, $T_{C(D)}$[7] = 25 °C	130 A	260 A

热阻

热阻：H/L封装。
(θ_{JA})[1] .... 103 °C/W
(θ_{JC}) .... （见图21）

注释：
1. 控制器结温($T_{J(C)}$)可能小于MOSFET结温($T_{J(M)}$)和二极管结温($T_{J(D)}$)。

参数	符号	**条件** 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C（注释C） （除非另有说明）	引脚	最小值	典型值	最大值	单位
电流							
磁芯和齐纳二极管上电后的欠压电流消耗	$I_{CC(UVLO)}$	VCC < UVLO+(min) V = 1 V, C = 0 V, FB = 3.85 V 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	VCC		140		µA
待机电流消耗 – 电压缓升前无开关	$I_{CC(STBY)}$	V = 1 V, C = 0 V, FB = 3.85 V 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	VCC		320		µA
电流消耗 – 脉冲串模式下，无开关	$I_{CC(BURST)}$	FB = 3.85 V, C < V_{ERR_MIN}, V = 1.414 V （或为2.828 V - 仅高输入电压设计） 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	VCC		395	470	µA

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C （注释C）（除非另有说明）		最小值	典型值	最大值	单位
电流（续上）							
工作电流	$I_{CC(ON)}$	REF空载 开关频率F_{MIN} (T_{OFF} = $T_{OFF(MIN)}$, T_{ON} = $T_{ON(MAX)}$) 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	PFS7523 PFS7533	0.64	0.75	0.90	mA
			PFS7524 PFS7534	0.67	0.79	0.95	
			PFS7525 PFS7535	0.74	0.88	1.05	
			PFS7526 PFS7536	0.79	0.93	1.12	
			PFS7527 PFS7537	0.85	1.00	1.20	
			PFS7528 PFS7538	0.91	1.07	1.28	
			PFS7529 PFS7539	0.98	1.15	1.38	
UVLO状态下的漏电流	I_{oz}	0 < 引脚电压 < REF 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	V, FB, C, PGT		±10		nA
		V_{PG} = 12 V	PG		±0.1		μA
反馈下拉电流	$I_{FB(PD)}$	VCC < UVLO+时无效 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	FB		100		nA
电压下拉电流	$I_{V(PD)}$	VCC < UVLO+时无效 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	V		100		nA
导通时间控制器							
最大工作导通时间	$t_{ON(MAX)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		29	34	40	μs
关断时间控制器							
最大工作关断时间	$t_{OFF(MAX)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		36	43	48	μs
关断时间精度	$t_{OFF(ACCURACY)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C V = 1.414 V（或为2.828 - 仅高输入电压设计） FB = 3.85 V C > = 4 V			±4.0		%
反馈							
反馈电压参考	$V_{FB(REF)}$	$T_{J(C)}$ = 25 °C		3.82	3.85	3.88	V
		0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		3.75	3.85	3.95	
反馈误差放大器跨导增益	G_M	3.75 V < V_{FB} < 3.95 V V_C = 4 V 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		75	95	105	μA/V
软关断时间	$t_{SHUTDWN}$	见注释A		0.86	1.00	1.16	ms
反馈引脚启动/故障阈值	$V_{FB(OFF)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		0.57	0.64	0.71	V

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C （注释C）（除非另有说明）	最小值	典型值	最大值	单位
反馈（续上）						
反馈引脚欠压断言阈值	$V_{FB(UV)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	2.09	2.25	2.36	V
反馈引脚过压断言阈值	$V_{FB(OV+)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	4.00	4.10	4.20	V
反馈引脚过压断言相对阈值	$V_{FB(OV+REL\_FB)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	V_{FBREF} +0.19	V_{FBREF} +0.245	V_{FBREF} +0.30	
反馈引脚过压撤销阈值	$V_{FB(OV-)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	3.90	4.00	4.10	V
反馈引脚过压撤销相对阈值	$V_{FB(OV-REL\_FB)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	V_{FBREF} +0.11	V_{FBREF} +0.16	V_{FBREF} +0.21	
反馈引脚过压迟滞	$V_{FB(OVHYST)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	0.070	0.085	0.115	V
补偿引脚PF增强电路禁止阈值	$V_{LOW(LOAD+)}$	见注释A		1.1		V
补偿引脚PF增强电路使能阈值	$V_{LOW(LOAD-)}$	见注释A		1.0		V
补偿引脚PF增强电路阈值迟滞	$V_{LOW(LOAD\_HYST)}$	见注释A		0.1		V
补偿引脚脉冲串禁止阈值	$V_{ERR(MIN+)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		0.19		V
补偿引脚脉冲串使能阈值	$V_{ERR(MIN-)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		0.1		V
补偿引脚脉冲串阈值迟滞	$V_{ERR(HYST)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		0.09		V
线电压检测/峰值检测器						
线电压检测输入电压范围	$V_{V(RANGE)}$	见注释A	0		4	V
电压缓升阈值电压	V_{BR+}	通用输入器件 (PFS7523-PFS7529) 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	1.08	1.12	1.16	V
		仅高电压输入器件 (PFS7533-PFS7539) 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	2.30	2.35	2.42	

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C （注释C）（除非另有说明）		最小值	典型值	最大值	单位
线电压检测/峰值检测器（续上）							
电压跌落阈值电压	V_{BR-}	通用输入器件 (PFS7523-PFS7529) 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		0.93	0.97	1.02	V
		仅高电压输入器件 (PFS7533-PFS7539) 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		2.15	2.21	2.27	
电压缓升/跌落迟滞（NTC预热时间）	$V_{BR(HYS)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		0.13	0.145	0.160	V
高占空比方波的电压跌落阈值	$V_{BR(SQ)}$	通用输入器件 (PFS7523-PFS7529)			0.86		V
		仅高电压输入器件 (PFS7533-PFS7539)			1.93		
启动电压跌落阈值电压（NTC预热期间）	$V_{BR(NTC)}$	通用输入器件 (PFS7523-PFS7529)			0.74		V
		仅高电压输入器件 (PFS7533-PFS7539)			1.57		
电压跌落NTC抖动计时器	$t_{BRWNOUT(NTC)}$	见注释A		875	1000	1160	ms
电压跌落抖动计时器	$t_{BRWNOUT}$	见注释A		43	54	66	ms
使用更低电压跌落阈值(V_{BR-NTC})的启动计时器	$t_{STARTUP}$	见注释A		875	1000	1160	ms
电压引脚高输入电压断言阈值	$V_{V(HIGH+)}$	见注释A			2.42		V
电压引脚高输入电压撤销阈值	$V_{V(HIGH-)}$	见注释A			2.00		V
电压引脚最小断言峰值	$V_{PK(MIN)}$	见注释A			0.71		V
电流限流/电路保护							
过流保护		PFS7523L/H di/dt = 250 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	3.8	4.1	4.3	A
			V_V > 2.42 V	2.6	2.8	3.0	
		PFS7524L/H di/dt = 300 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	4.5	4.8	5.1	
			V_V > 2.42 V	3.0	3.3	3.5	

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C (注释C)(除非另有说明)		最小值	典型值	最大值	单位
电流限流/电路保护(续上)							
过流保护	I_{OCP}	PFS7525L/H di/dt = 400 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	5.5	5.9	6.2	A
			V_V > 2.42 V	3.6	4.0	4.4	
		PFS7526H di/dt = 500 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	6.8	7.2	7.5	
			V_V > 2.42 V	4.6	4.9	5.25	
		PFS7527H di/dt = 650 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	8.0	8.4	8.8	
			V_V > 2.42 V	5.35	5.8	6.2	
		PFS7528H di/dt = 800 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	9.0	9.5	9.9	
			V_V > 2.42 V	6.0	6.5	7.1	
		PFS7529H di/dt = 920 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C	V_V < 2 V	10	10.5	11	
			V_V > 2.42 V	6.7	7.2	7.7	
		PFS7533H di/dt = 250 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		3.8	4.1	4.3	
		PFS7534H di/dt = 300 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		4.5	4.8	5.1	
		PFS7535H di/dt = 400 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		5.5	5.9	6.2	
		PFS7536H di/dt = 500 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		6.8	7.2	7.5	
		PFS7537H di/dt = 650 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		8.0	8.4	8.8	
		PFS7538H di/dt = 800 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		9.0	9.5	9.9	
		PFS7539H di/dt = 920 mA/μs $T_{J(C)}$ = 25 °C		10	10.5	11	

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C （注释C）（除非另有说明）	最小值	典型值	最大值	单位
电流限流/电路保护（续上）						
功率限制下的归一化频率	F_{LIM}	C_{REF} = 1.0 μF $T_{J(C)}$ = 25 °C		±7		%
		0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C		±10		
SOA保护固定关断时间	$t_{OFF(SOA)}$	$T_{J(C)}$ = 25 °C	200	250	300	μs
前沿消隐(LEB)时长	t_{LEB}	$T_{J(C)}$ = 25 °C 见注释A		220		ns
IOCP下的最小导通时间	$t_{ON\_OCP(MIN)}$	$T_{J(C)}$ = 25 °C		400		ns
VCC辅助电源						
VCC工作范围	VCC		UVLO+	12	15	V
启动VCC （上升沿）	$VCC_{UV(LO+)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	9.6	9.85	10.1	V
关断VCC（下降沿）	$VCC_{UV(LO-)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	9.05	9.3	9.55	V
VCC迟滞	$VCC_{(HYS)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	0.50	0.57	0.65	V
UVLO关断延迟计时器	$t_{UV(LO-)}$	见注释A		500		ns
从VCC > VCC_{UVLO+}到器件开始开关的时间	t_{RESET}	V > V_{BR+} 见注释A		60	75	ms
串联调整器						
REFERENCE Pin Voltage	V_{REF}	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	4.95	5.25	5.45	V
参考引脚要求电容	C_{REF}	完全功率模式	0.8	1.0		μF
		模式效率	0.08	0.1	0.2	
参考引脚UVLO上升沿	REF_{UV+}	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C 见注释A			5.0	V
参考引脚UVLO下降沿	REF_{UV-}	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C 见注释A	4.4			V
电源备妥						
电源备妥撤销阈值输出参考电流	$I_{PG(T)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C; V_{PGT} = 3.0 V	-10.65	-10	-9.35	μA
电源备妥时间（从FB > V_{PG+}到PG < 1 V期间）	t_{PG}	0° C < $T_{J(C)}$ < 100° C; PG = 20 kΩ上拉至VCC, 见注释A		<15		μs
电源备妥抗尖峰时间	$t_{PG(D)}$	见注释A	57	81	108	μs

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C （注释C）（除非另有说明）	最小值	典型值	最大值	单位
电源备妥（续上）						
电源备内部断言妥阈值	$V_{PG(+)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	3.55	3.65	3.75	V
电源备妥相对阈值	$V_{PG+REL(FB)}$	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	V_{FBREF} -0.24	V_{FBREF} -0.20	V_{FBREF} -0.16	
电源备妥撤销阈值	$V_{PG(-)}$	V (PGT) = 3 V 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C	2.94	V (PGT) ±30 mV	3.06	V
关断状态下的电源备妥引脚漏电流	$IOZH_{PG}$	FB < V_{PG-} 0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C			500	nA
电源备妥引脚导通电压	VOL_{PG}	0 °C < $T_{J(C)}$ < 100 °C I_{PG} = 2.0 mA; FB = 3.85 V			2	V
过热保护(OTP)						
关断的控制器结温($T_{J(C)}$)	T_{OTP+}	见注释A		117		°C
重启动的控制器结温($T_{J(C)}$)	T_{OTP-}	见注释A		81		°C
过热迟滞	$T_{OTP(HYST)}$	V > V_{BR+} 见注释A		36		°C
VTS MOSFET						
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	$I_D = 0.5 \times I_{OCP}$; PFS7523 PFS7533; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.61	0.76	Ω
		PFS7523 PFS7533; $T_{J(M)}$ =100 °C			1.10	
		PFS7524 PFS7534; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.51	0.63	
		PFS7524 PFS7534; $T_{J(M)}$ = 100 °C			0.92	
		PFS7525 PFS7535; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.41	0.51	
		PFS7525 PFS7535; $T_{J(M)}$ = 100 °C			0.73	
		PFS7526 PFS7536; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.34	0.42	
		PFS7526 PFS7536; $T_{J(M)}$ = 100 °C			0.62	
		PFS7527 PFS7537; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.30	0.36	
		PFS7527 PFS7537; $T_{J(M)}$ = 100 °C			0.52	
		PFS7528 PFS7538; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.26	0.32	
		PFS7528 PFS7538; $T_{J(M)}$ = 100 °C			0.46	
		PFS7529 PFS7539; $T_{J(M)}$ = 25 °C		0.22	0.27	
		PFS7529 PFS7539; $T_{J(M)}$= 100 °C			0.40	

参数	符号	条件 源极 = 0 V; V_{CC} = 12 V, -40 °C < $T_{J(C)}$ < 125 °C （注释C）（除非另有说明）			最小值	典型值	最大值	单位
VTS MOSFET								
等效输出电容	C_{oss}	$T_{J(M)}$ = 25 °C V_{GS} = 0 V, V_{DS} = 0至80% BV_{DSS} 见注释A	PFS7523 PFS7533				176	pF
			PFS7524 PFS7534				210	
			PFS7525 PFS7535				265	
			PFS7526 PFS7536				312	
			PFS7527 PFS7537				369	
			PFS7528 PFS7538				420	
			PFS7529 PFS7539				487	
击穿电压	BV_{DSS}	$T_{J(M)}$ = 25 °C, VCC = 12 V I_D = 250 μA, V_{FB}= V_V = 0 V			530			V
击穿电压温度系数	$BV_{DSS(TC)}$	见注释A				0.048		%/°C
关断状态漏极漏电流	I_{DSS}	V_{DS} = 80% BV_{DSS} VCC = 12 V V_{FB} = V_V = V_C = 0	PFS7523 PFS7533	$T_{J(M)}$ =100 °C			80	μA
			PFS7524 PFS7534	$T_{J(M)}$ =100 °C			100	
			PFS7525 PFS7535	$T_{J(M)}$ =100 °C			120	
			PFS7526 PFS7536	$T_{J(M)}$ =100 °C			150	
			PFS7527 PFS7537	$T_{J(M)}$ =100 °C			170	
			PFS7528 PFS7538	$T_{J(M)}$ =100 °C			200	
			PFS7529 PFS7539	$T_{J(M)}$ =100 °C			235	
关断电压上升时间	t_R	见注释A、B、C				50		ns
导通电压下降时间	t_F	见注释A、B、C				100		ns

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
Qspeed二极管(3A) PFS7523-7529/7533-7535							
DC特性							
反向电流	I_R	V_R = 530 V	$T_{J(D)}$ = 25 °C		0.4		μA
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		0.07		mA
正向电压	V_F	I_F = 3 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		1.55		V
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		1.47		
结电容	C_J	V_R = 10 V, 1 MHz			18		pF
动态特性（注：有关动态特性的定义，请参见图19和图20。							
反向恢复时间	t_{RR}	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 3 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		26.5		ns
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		32		
反向恢复电荷	Q_{RR}	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 3 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		40.6		nC
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		65.7		
最大反向恢复电流	I_{RRM}	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 3 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		2.1		A
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		3.0		
软度系数 = t_B/t_A	S	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 3 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		1		
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		0.45		

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
Qspeed二极管(6A) PFS7536-7539							
DC特性							
反向电流	I_R	V_R = 530 V	$T_{J(D)}$ = 25 °C		0.8		μA
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		0.15		mA
正向电压	V_F	I_F = 6 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		1.51		V
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		1.44		
结电容	C_J	V_R = 10 V, 1 MHz			41		pF
动态特性(注:有关动态特性的定义,请参见图19和图20。							
反向恢复时间	t_{RR}	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 6 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		28.5		ns
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		37.3		
反向恢复电荷	Q_{RR}	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 6 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		58		nC
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		105.5		
最大反向恢复电流	I_{RRM}	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 6 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		2.95		A
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		4.05		
软度系数 = t_B/t_A	S	di/dt = 200 A/μs, V_R = 400 V I_F = 6 A	$T_{J(D)}$ = 25 °C		0.53		
			$T_{J(D)}$ = 100 °C		0.31		

注释:

A. 未测试参数。由设计保证。

B. 在典型的升压PFC应用电路中进行测试。

C. 通常由内部电路控制。

D. 此条件下的测试可能要求因自热造成的脉冲工作。脉冲参数(时长、重复次数)待定。

E. BV_{DSS} 540 V最长10 ns。

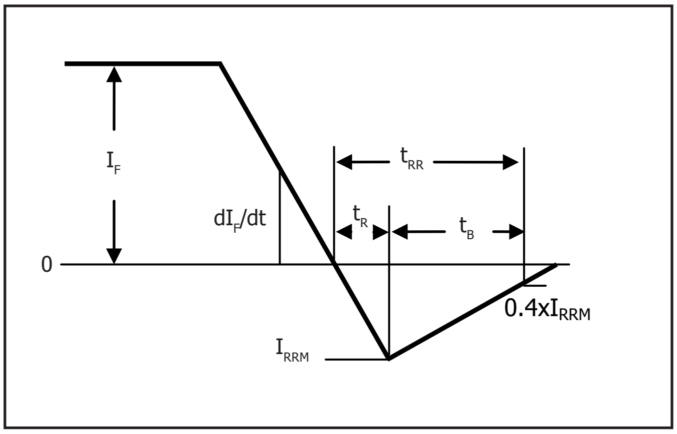


图19. 反向恢复定义

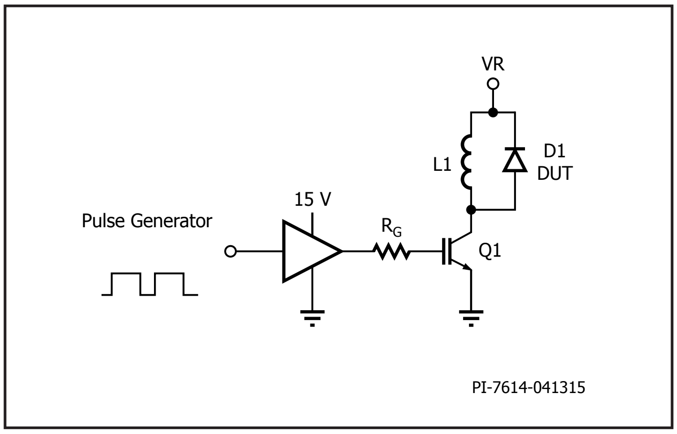


图20. 反向恢复测试电路

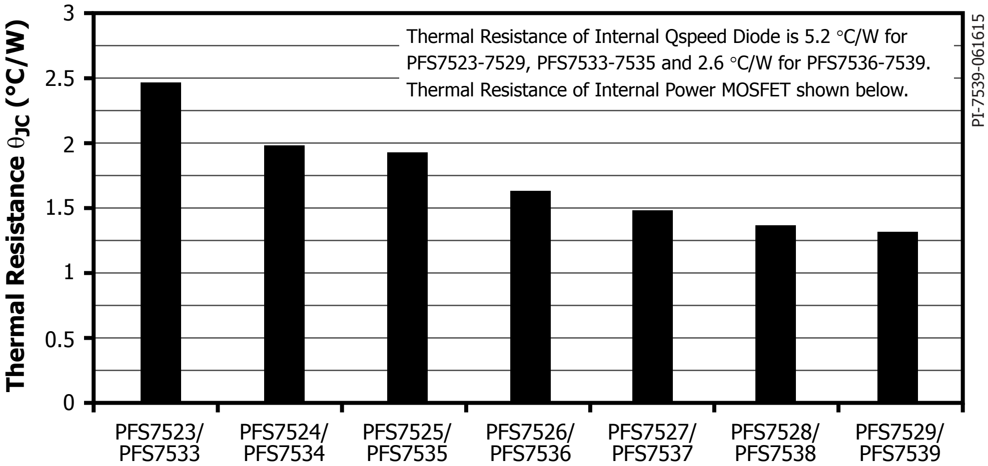


图21. 热阻eSIP-16D/eSIP-16G封装(θ_{JC}).

典型性能特性

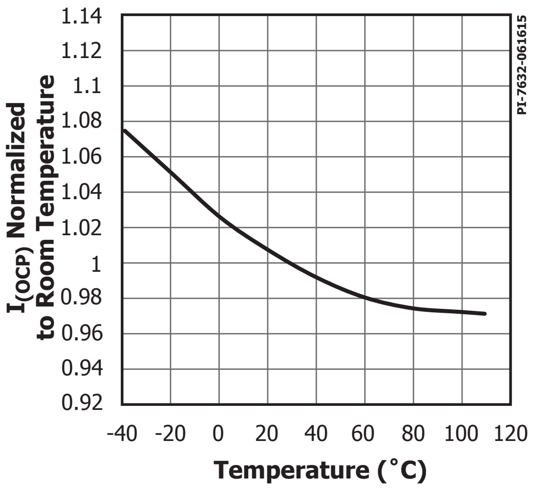


图22. 归一化$I_{(OCP)}$相对于温度的变化

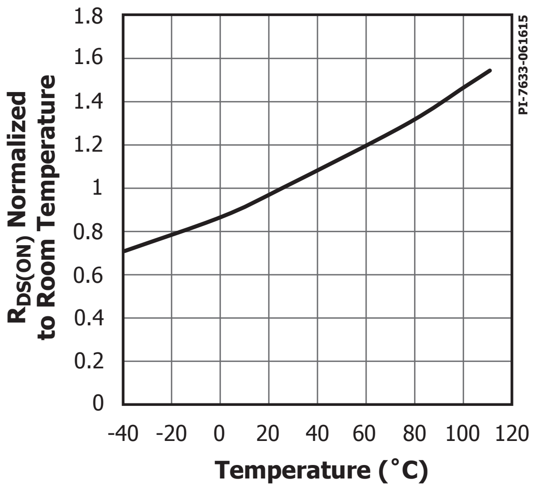


图23. 归一化$R_{DS(ON)}$相对于温度的变化

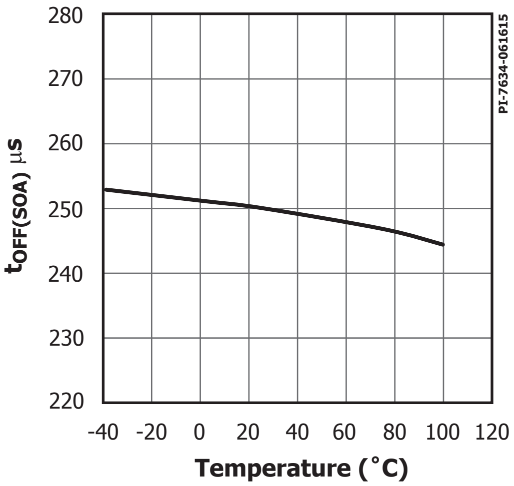


图24. $t_{OFF(SOA)}$相对于温度的变化

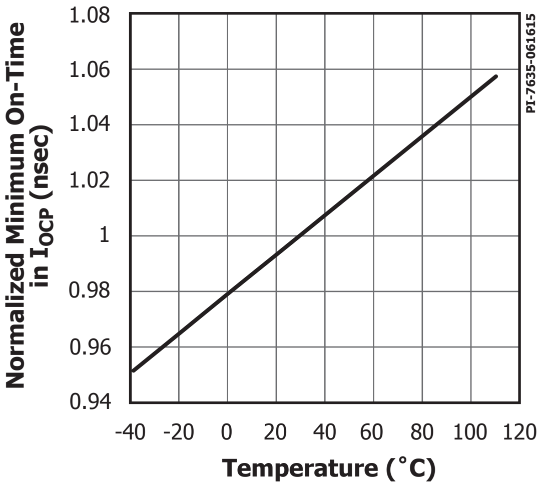


图25. IOCP下归一化导通时间相对于温度的变化

型性能特性

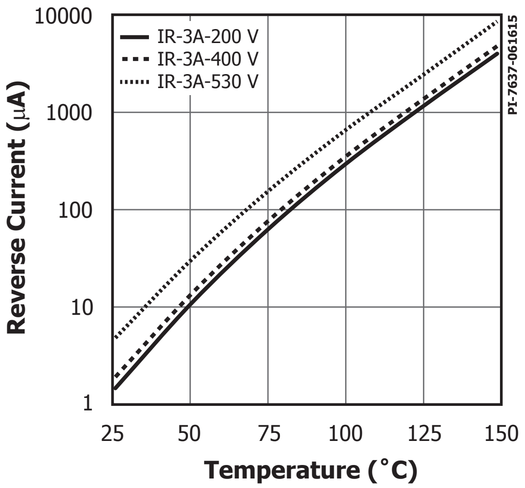


图26. 温度依赖于3 A Qspeed二极管反向电流

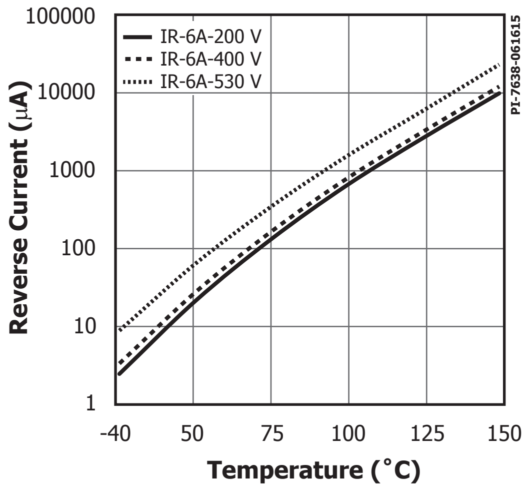


图27. 温度依赖于6 A Qspeed二极管反向电流

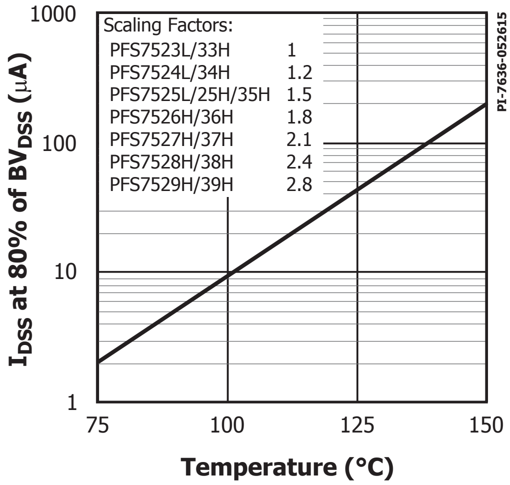
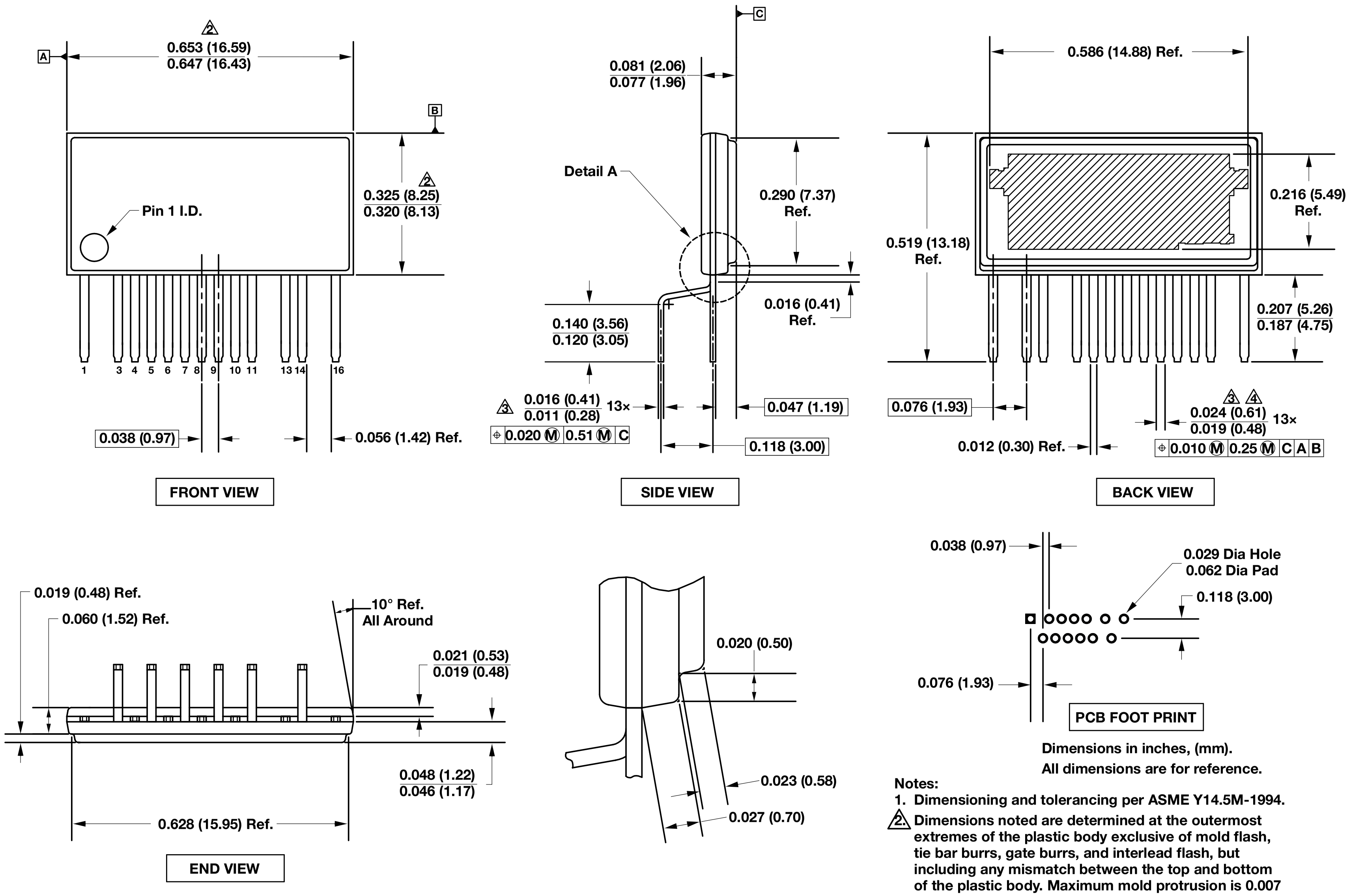


图28. 典型温度依赖于I_{DSS}，在80%的BV_{DSS}下

eSIP-16D (H Package)

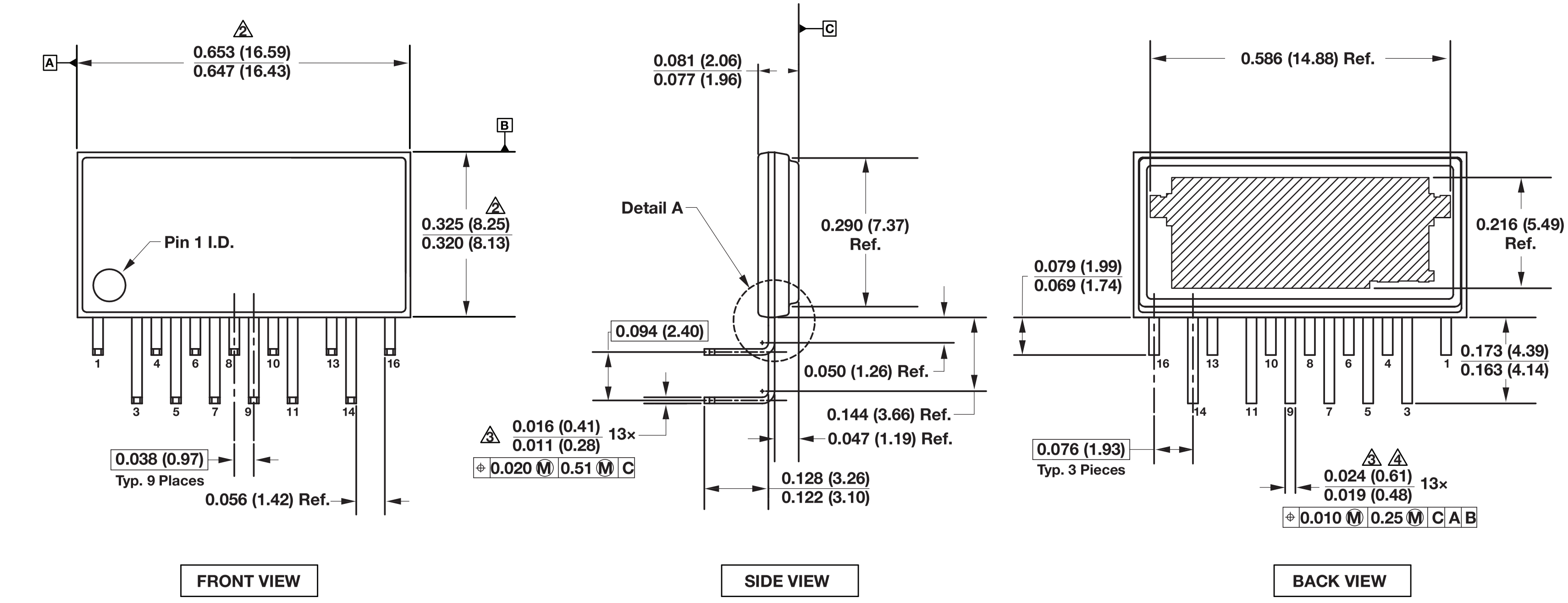


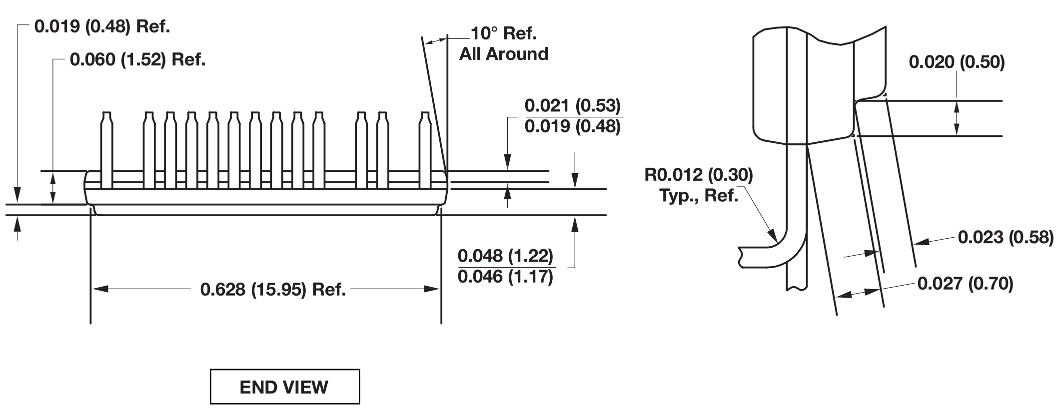
Dimensions in inches, (mm).
All dimensions are for reference.

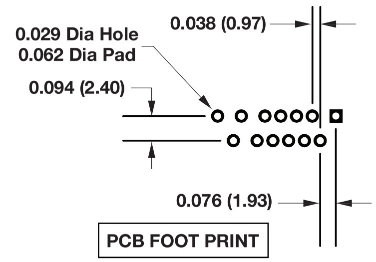
Notes:
1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
2. Dimensions noted are determined at the outermost extremes of the plastic body exclusive of mold flash, tie bar burrs, gate burrs, and interlead flash, but including any mismatch between the top and bottom of the plastic body. Maximum mold protrusion is 0.007 [0.18] per side.
3. Dimensions noted are inclusive of plating thickness.
4. Does not include interlead flash or protrusions.
5. Controlling dimensions in inches (mm).

PI-7242-010614

eSIP-16G (L Package)







Dimensions in inches, (mm).

All dimensions are for reference.

Notes:
1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
2. Dimensions noted are determined at the outermost extremes of the plastic body exclusive of mold flash, tie bar burrs, gate burrs, and interlead flash, but including any mismatch between the top and bottom of the plastic body. Maximum mold protrusion is 0.007 [0.18] per side.
3. Dimensions noted are inclusive of plating thickness.
4. Does not include interlead flash or protrusions.
5. Controlling dimensions in inches (mm).

PI-7256-012114

元件订购信息

元件编号	选项	数量
PFS7523L/H	管	30
PFS7524L/H	管	30
PFS7525L/H	管	30
PFS7526H	管	30
PFS7527H	管	30
PFS7528H	管	30
PFS7529H	管	30
PFS7533H	管	30
PFS7534H	管	30
PFS7535H	管	30
PFS7536H	管	30
PFS7537H	管	30
PFS7538H	管	30
PFS7539H	管	30

元件标识信息

PFS 7523 L

- **HiperPFS产品系列**
- **HiperPFS-3序列号**
- **封装信息**

L	塑封eSIP，L型弯曲
H	塑封eSIP

注释

订版本	注释	日期
A	初始版本。	06/15

了解最新信息，请访问我们的网站：www.power.com

Power Integrations全球销售支持网络

全球总部
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@power.com

中国（上海）
Rm 2410, Charity Plaza, No. 88
North Caoxi Road
Shanghai, PRC 200030
Phone: +86-21-6354-6323
Fax: +86-21-6354-6325
e-mail: chinasales@power.com

中国（深圳）
17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan
8th Road, Nanshan District,
Shenzhen, China, 518057
Phone: +86-755-8672-8689
Fax: +86-755-8672-8690
e-mail: chinasales@power.com

德国
Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
Phone: +49-895-527-39110
Fax: +49-895-527-39200
e-mail: eurosales@power.com

印度
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-4113-8020
Fax: +91-80-4113-8023
e-mail: indiasales@power.com

意大利
Via Milanese 20, 3rd. Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI)
Italy
Phone: +39-024-550-8701
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@power.com

日本
Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokohama,
Kohoku-ku
Yokohama-shi Kanagwan
222-0033 Japan
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@power.com

韩国
RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: koreasales@power.com

新加坡
51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@power.com

台湾
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@power.com

英国
First Floor, Unit 15, Meadway Court,
Rutherford Close,
Stevenage, Herts. SG1 2EF
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-141
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurosales@power.com