

PKS603-607



PeakSwitch® 产品系列

性能增强、节能并具备出色峰值输出功率特性的离线式开关IC

产品特色

EcoSmart® — 极高效率

- 在输入功率为1 W时(交流高电压), 待机输出功率 ≥ 0.6 W
- 在输入功率为3 W时(交流高电压), 睡眠模式的输出功率 ≥ 2.4 W
- 在 265 VAC 输入情况下, 空载功率消耗 < 200 mW
- 超出加州能源委员会(CEC)、能源之星及欧盟节能标准的要求

PeakSwitch的产品特色降低了系统成本

- 峰值功率可达到最大连续输出功率的三倍
- 在提供值输出功率时, 器件工作在277 kHz, 极大地降低了变压器尺寸
- 可编程的智能AC电压检测电路提供了短路、过载及开环故障锁存关断保护, 防止在断电或持续低输入电压期间出现的输出电压扰动
- 交流输入断电时, 仅需要两个额外的元件来实现电源的锁定复位
- 自适应的最大脉冲导通时间延长特性提高了低输入电压时的峰值输出功率能力并减少了输入滤波电容的容量
- 自适应的流限调整降低了输出过载功率
- 频率调制技术降低了EMI滤波元件的成本
- 严格的I_{pf}参数公差范围及主要参数微小的温度漂移特性简化了设计, 降低了成本
- 精确的迟滞热关断保护且具备自行恢复功能, 使得整个系统具备过载保护, 而无需人工复位

同RCC及分立元件方案相比具有更好的系统性价比

- 简单的开/关控制, 无需环路补偿
- 元件数目很少 — 高可靠性及单面PCB板的布局
- 高带宽提供快速的无过冲启动及出色的瞬态负载响应
- 峰值限流工作方式可以抑制线电压频率的纹波
- 内置电流限制及迟滞热关断保护

应用

- 喷墨打印机
- 数据存储装置、音频放大器、直流电机驱动

详述

PeakSwitch用来满足对峰值与连续输出功率的比例要求很高的应用。在峰值功率负载情况下工作在很高的开关频率上及良好的负载瞬态响应降低了系统成本, 同时减

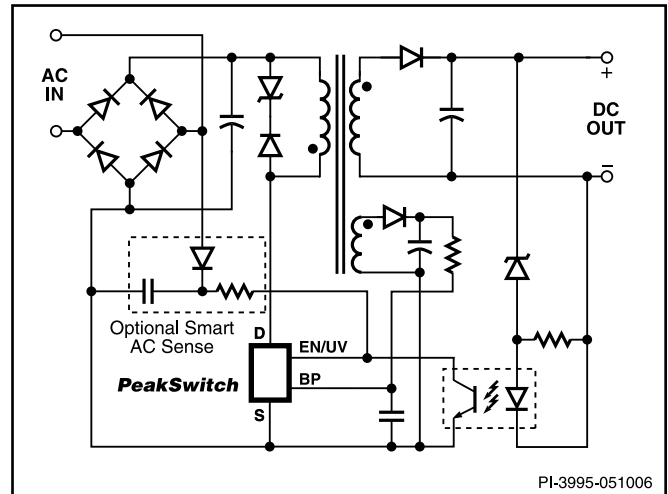
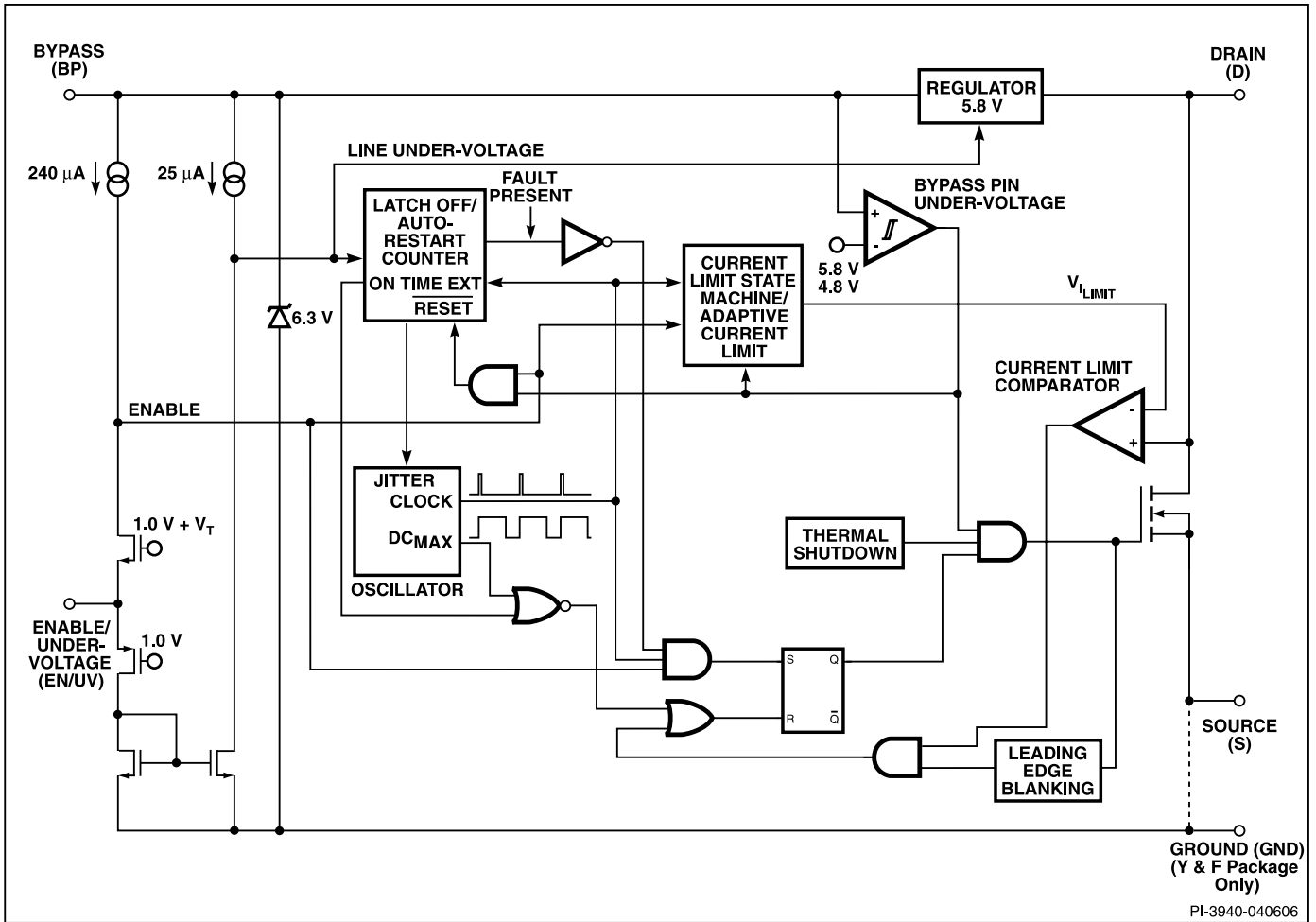


图1. 典型的峰值功率应用

输出功率表				
产品 ³	230 VAC $\pm 15\%$		85-265 VAC	
	适配器连续 ¹	适配器峰值 ²	适配器连续 ¹	适配器峰值 ²
PKS603 P	13 W	32 W	9 W	25 W
PKS604 P	23 W	56 W	16 W	44 W
PKS604 Y/F	35 W	56 W	23 W	44 W
PKS605 P	31 W	60 W	21 W	44 W
PKS605 Y/F	46 W	79 W	30 W	58 W
PKS606 P	35 W	66 W	25 W	46 W
PKS606 Y/F	68 W	117 W	45 W	86 W
PKS607 Y/F	75 W	126 W	50 W	93 W

表1. 注释: 1. 典型连续输出功率是在无风冷密闭适配器中、环境温度为+50 °C的条件下测量得到的。2. 典型峰值输出功率持续100 ms, 其占空比为10%, 是在无风冷密闭适配器中、环境温度为+50 °C的条件下测量得到的(参考数据手册中的主要应用部分)。3. 参考数据手册内的元件订购信息。

少了元件数目及尺寸。PeakSwitch将一个700 V的功率MOSFET、振荡器、用于启动的高压开关电流源、限流电路及热关断保护电路集成在一个单片器件内。另外, 该器件还具备自动重启、输入欠电压检测及频率调制特性。创新的设计减低了开/关控制方式中音频范围的频率分量, 即使使用标准浸渍的变压器, 也听不到音频噪音。



PI-3940-040606

图2. 功能结构图

引脚功能描述

漏极(D)引脚:

功率MOSFET的漏极连接点，在开启及稳态工作时提供内部操作电流。

旁路(BP)引脚:

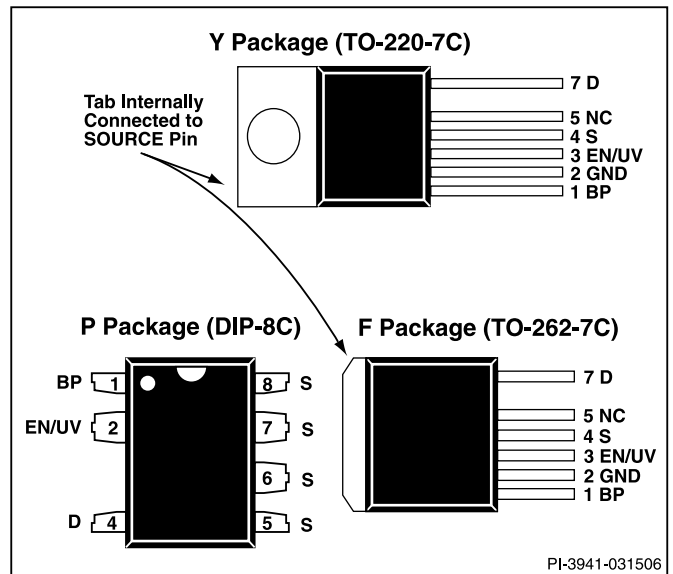
一个 $0.33\mu\text{F}$ 的外部旁路电容连接到此引脚，用于内部产生的 5.8V 电源去耦。在典型应用中，此引脚必须通过外部偏置绕组进行供电。

开关控制 / 欠压(EN/UV)引脚:

此引脚具备两项功能：开关控制信号输入和输入线电压欠压检测。在正常工作时，通过此引脚可以控制功率MOSFET的开关。当从此引脚拉出的电流大于 $240\mu\text{A}$ 时，MOSFET的开关将被禁止。另外，利用一个外接电阻连接到DC总线或AC检测电路上，此引脚还可用来检测输入欠压的情况。

源极(S)引脚:

此引脚是MOSFET的源极连接点，用于高压功率的返回节点及控制电路的参考点。



PI-3941-031506

图3. 引脚布局

接地(GND)引脚(只适用于Y或F封装):

此引脚为旁路电容及光电耦合器信号接地点。

PeakSwitch功能描述

PeakSwitch在一个硅片上集成了一个700V功率MOSFET开关及一个电源控制器。与通常的PWM（脉冲宽度调制器）控制器不同，它使用简单的开/关控制方式来调节输出电压。

该控制器包括了振荡器、开关控制电路（感测及逻辑）、流限状态调节器、5.85V稳压器、旁路引脚欠压电路、过热保护、限流电路及电流前沿消隐电路。PeakSwitch还集成了一些其它电路用于自适应的流限调整、输入线电压检测、可编程的智能AC电压检测、自动重新启动、自适应的导通时间延长及频率调制。图2显示了与器件重要特性相关的功能框图。

振荡器

典型的振荡器平均频率内部设置在277 kHz的水平。振荡器可生成两个信号：最大占空比信号(DC_{MAX})及每个周期开始的时钟信号。

振荡器包含一个可产生少量频率调制的电路，其调制频率通常为16 kHz峰峰值，用来降低EMI。频率调制的调制速率设置在1.1 kHz的水平，目的是优化并降低EMI平均及准峰值。测量频率调制时应把示波器触发设定在漏极电压波形的下降沿来测量。图4的波形显示了频率调制状态。

输入开关控制和流限状态调节器

EN/UV引脚的开关控制输入电路包括了一个输出设置在1V的低阻抗源极跟随器。流经此源极跟随器的电流被限定为240 μA。当流出此引脚的电流超过了240 μA，此电路的输出端会产生一个低逻辑电平（禁止）。当每个周期

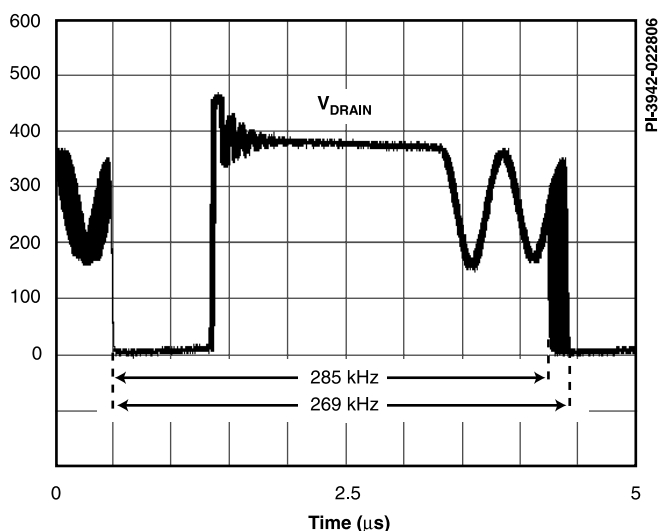


图4. 频率调制

开始时，在对应时钟信号的上升沿，对这一开关控制电路输出进行采样。如果为高电平，功率MOSFET会在那个周期导通（启用）。如果为低电平，功率MOSFET将仍处于关闭状态（禁止）。由于取样仅在每个周期的开始时进行，此周期中随后产生的EN/UV引脚电压或电流的变化对MOSFET状态都不构成影响。

在轻载状态下，当PeakSwitch开关频率有可能进入音频范围内时，流限状态调节器以非连续方式降低限流点。较低的电流限值提高了等效开关频率，使之在音频范围之上，降低变压器的磁通密度，从而减轻了音频噪音。状态调节器监测EN/UV电路导入点的逻辑值序列，来判断负载情况，并相应地以非连续方式调节限流点。

在大多数工作条件下（除接近空载时），在开关周期被禁止时低阻抗源极跟随器会保持EN/UV引脚电压不会低于1.0 V太多，这样就可改善连接到此引脚的光电耦合器的响应时间。

5.8 V稳压器及6.3 V分路电压箝位

在MOSFET处在关闭期间，5.8V稳压器就会从漏极吸取电流，将连接到旁路引脚的旁路电容充电到5.8V。旁路引脚是器件内部电源的电压节点。当MOSFET导通时，PeakSwitch利用储存在旁路电容内的能量进行工作。在电源启动时漏极电压给旁路引脚供电。

在正常工作情况下，当有电流通过外接到偏置绕组的电阻提供给旁路引脚时，芯片内部的一个6.3V的分路稳压箝位电路会将旁路引脚电压箝在6.3V。利用此方法给PeakSwitch供电，可以将空载功耗在265VAC输入时降低到大约150 mW。需要注意的是，必须用偏置绕组给器件供电，详细资料请参见主要应用指南部分。

旁路引脚欠压

当旁路引脚电压下降到4.8 V以下时，旁路引脚欠压电路将禁止功率MOSFET的开关。一旦旁路引脚电压下降到4.8 V之下，其电压必须重新升到5.8 V时才可重新开启功率MOSFET。

过热保护

热关断电路检测硅片温度。阈值设置在142°C并具备75°C的迟滞范围。当硅片温度超过这个阈值，功率MOSFET开关被禁止，直到硅片温度下降75°C，MOSFET才会重新开启。采用较大的75°C（典型）迟滞可防止因持续故障而使PCB板出现过热现象。

电流限制

电流限制电路检测功率MOSFET的电流。当电流超过内部阈值(I_{LIMIT})时,在该周期剩余阶段会关断功率MOSFET。电流限制状态调节器在中轻度负载条件下以非连续方式降低电流限制阈值。

在功率MOSFET开启后,电流前沿消隐电路会将电流限制比较器禁止一段时间(t_{LEB})。通过设置前沿消隐时间,可以防止由电容及次级整流管反向恢复时间所造成的电流尖峰引起开关脉冲的提前误关断。

在电源启动及故障情况下,控制器通过降低开关频率来防止过高的漏极电流出现。

自适应的限流点调整

当电源工作在最高限流点状态时,存在一个被丢掉的开关周期,其下一个导通脉冲又被最大限流点关断,此时意味着交流输入电压为高电压。在此情况下,自适应的限流点调整电路会将最大限流点降低10%,从而降低了过载输出功率。当再次出现丢开关周期的现象时,会禁止自适应的限流调整,将最大限流点调整回最大值。

输入欠压检测电路

输入欠压保护电路在输入电压低于设定的输入电压时可以防止电源启动,其方法是利用一个外接电阻连接在直流电压与EN/UV引脚间或将电阻连接在AC检测电路与EN/UV引脚间(见图1)。详细的工作过程参见图5所示的流程图。在上电期间或自动重新启动时功率MOSFET开关被禁止的期间,流入EN/UV引脚的电流必须超过 $25\mu A$ 才能使功率MOSFET重新进行开关操作。在上电期间,一旦EN/UV引脚电流达到这个阈值,而且旁路引脚电压也必须从4.8 V充电至5.8 V时,功率MOSFET才会开始进行开关操作。

欠压电路还能同时检测到没有外接电阻连到EN/UV引脚的状况(低于 $\sim 1\mu A$ 的电流流入此引脚)。在此情况下则禁止欠压保护功能。器件具备一般的自动重新启动功能。

可编程的智能AC电压检测电路

当使用外部的AC电压检测电路时(见图1),输入线电压检测电路可以用来判断EN/UV引脚反馈信号消失的原因。在输出过载、输出短路或环路开环的故障情况下,如果EN/UV引脚电压在30ms内没有被拉低,功率MOSFET开关将被禁止。在MOSFET开关被禁止时,AC输入电压如果还存在($I_{EN} > 25\mu A$),输入欠压保护电路会防止电源重新启动,直到交流输入电压断开($I_{EN} < 25\mu A$)为止。当AC重新上电($I_{EN} > 25\mu A$)后,内部的自动重新启动锁存会被重新复位,功率MOSFET会恢复开关操作。这样,在故障情况下利用AC复位实现了电源的锁存关断功能。

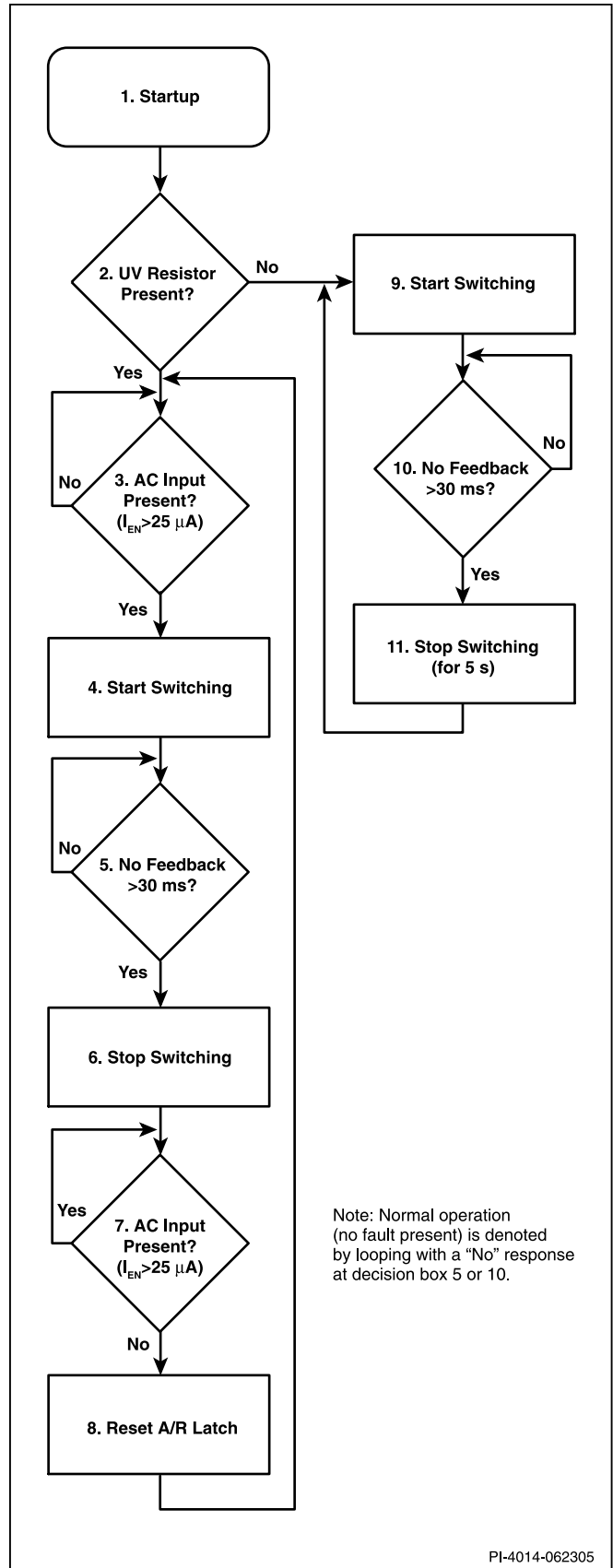


图5. PeakSwitch线电压检测功能流程

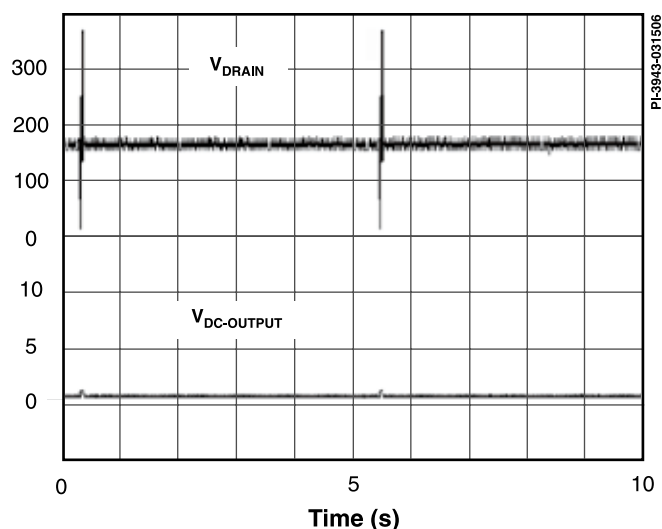


图6. PeakSwitch自动重新启动工作

当输入电压降低或电压跌落发生时，输出电压可能会失控，从而使EN/UV引脚没有反馈信号（此引脚被拉低意味着有反馈）。在30ms内没有反馈后，MOSFET开关被禁止。由于在不正常情况下AC输入电压过低($I_{EN} < 25 \mu A$)，则MOSFET开关会维持禁止状态，直到正常的交流输入电压恢复为止。一旦AC输入电压返回到正常范围($I_{EN} > 25 \mu A$)，功率MOSFET开关才会重新恢复。在此条件下这相当于禁止了锁存关断功能。

自动重新启动（欠压电阻不存在的情况下）

一旦出现故障，例如在输出过载、输出短路或开环情况下，PeakSwitch进入自动重新启动操作。每当EN/UV引脚电压拉低时，一个由振荡器记时的内部计数器会重新复位。如果30ms内EN/UV引脚未被拉低，功率MOSFET开关通常被禁止5秒（在第一次自动重新启动发生时为150ms）。自动重新启动电路对功率MOSFET进行交替开通和关闭，直到故障排除为止。图6显示了输出短路时自动重新启动电路的工作情况。

自适应的最大脉冲开关周期导通时间延长

自适应的最大脉冲开关周期导通延长是指在初级电流未达到电流限制点前继续保持此开关周期导通，而不是在最大占空比 DC_{MAX} 达到后结束此周期。这种导通时间延长是自适应的，因为它只在开关控制引脚维持高电平大约750 μs 后才发生。这种情况会在低输入电压、要求峰值输出功率时发生。导通时间延长功能在电源通电开启时是被禁止的。

PeakSwitch工作原理

PeakSwitch器件以电流限流模式进行工作。当开关控制允许时，振荡器在每个时钟周期开始时开启功率MOSFET。

当电流达到限流点或达到最大占空比时，MOSFET才会关断。由于PeakSwitch的最大限流点和工作频率是固定的，因而传送到负载的功率与变压器初级电感量和初级峰值电流的平方成比例。因此，电源的设计包括变压器初级电感量的计算，以满足最大输出功率的要求。如果所选择的PeakSwitch正好适于所需要的输出功率，在最大占空比达到之前，流经变压器初级电感中的电流就会达到PeakSwitch的限流点值。

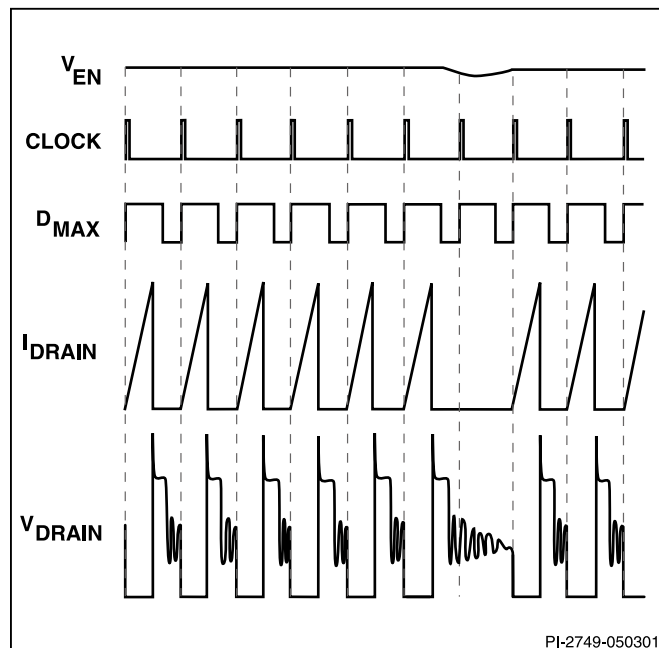


图7. PeakSwitch工作在接近最大负载时的情况

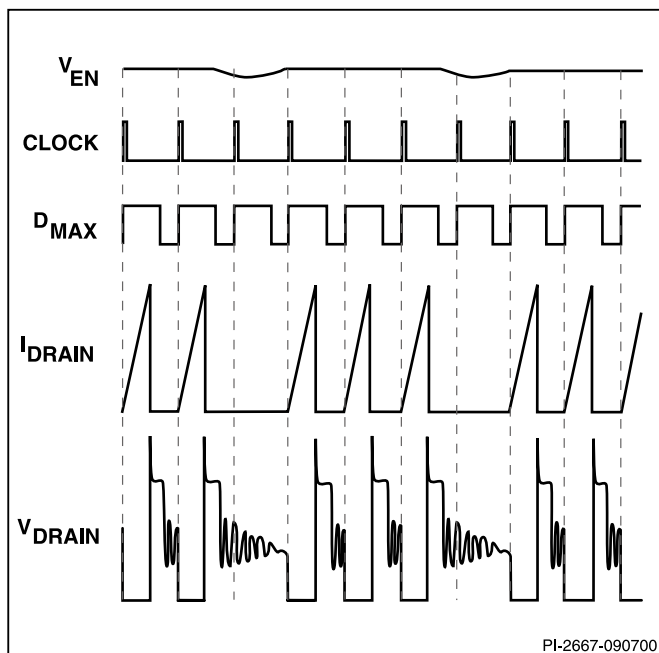


图8. PeakSwitch工作在较重负载时的情况

开关控制允许功能

如前所述，PeakSwitch检测EN/UV引脚来判定是否进行下一个开关周期。导通周期的分布情况用来决定所要采用的限流。一个导通周期一旦开始，就会完成整个周期（即使在周期进行中途EN/UV引脚状态发生变化也是如此）。这种工作方式使得电源的输出电压纹波由输出电容、每一开关周期传输的总能量及反馈延时决定。

电源输出电压与参考电压在次级进行比较产生EN/UV引脚信号。当电源输出电压低于参考电压时，EN/UV引脚信号为高电平状态。

在典型的应用当中，EN/UV引脚由光电耦合器驱动。光电耦合器晶体管的集电极连接到EN/UV引脚，发射极连接到源极引脚。将光电耦合器LED与一个齐纳二极管串联连接在需稳压的直流输出电压两端。当输出电压超出目标稳压值时（光耦二极管压降加上齐纳二极管电压），光耦LED开始导通，将EN/UV引脚拉低。如要改善输出稳压精度，齐纳二极管可用一个TL431电压参考电路替代。

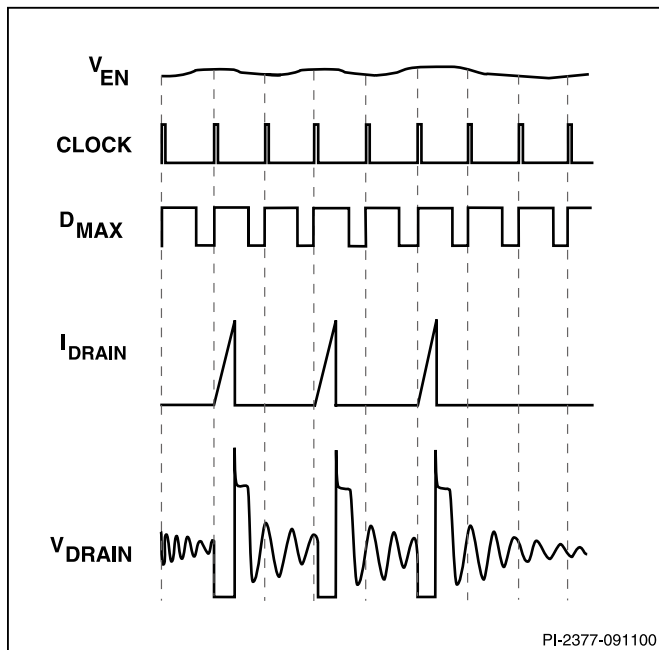


图9. PeakSwitch工作在中等负载时的情况

带限流状态调节器的开 / 关控制

PeakSwitch的内部时钟始终工作。它在每个时钟周期上升沿对EN/UV引脚信号进行取样，来决定是否执行一个开关周期，并根据多个周期的取样分布情况确定适当的限流点。重负载时，当EN/UV引脚电平为高电平（引脚拉出的电流低于240 μA ），将工作一个工作在最大限流点的周期。在轻载时，当EN/UV引脚电平为高电平，将工作一个工作在降低的限流点的周期。

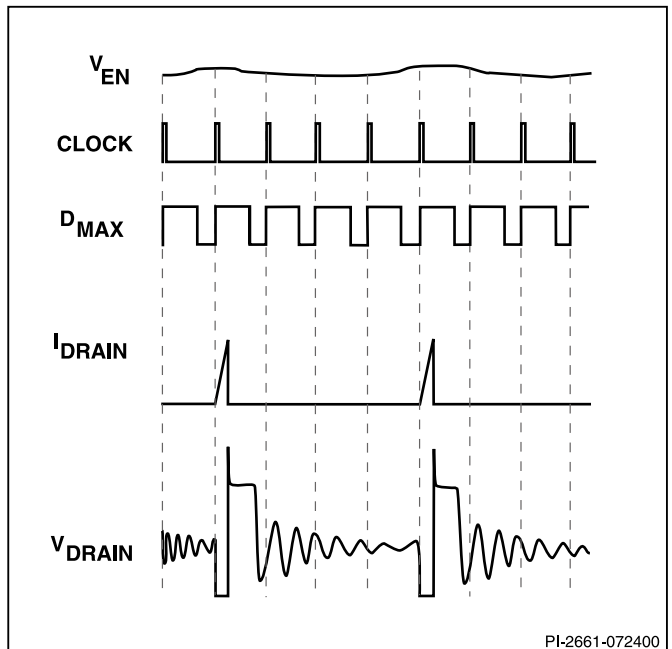


图10. PeakSwitch工作在轻负载时的情况

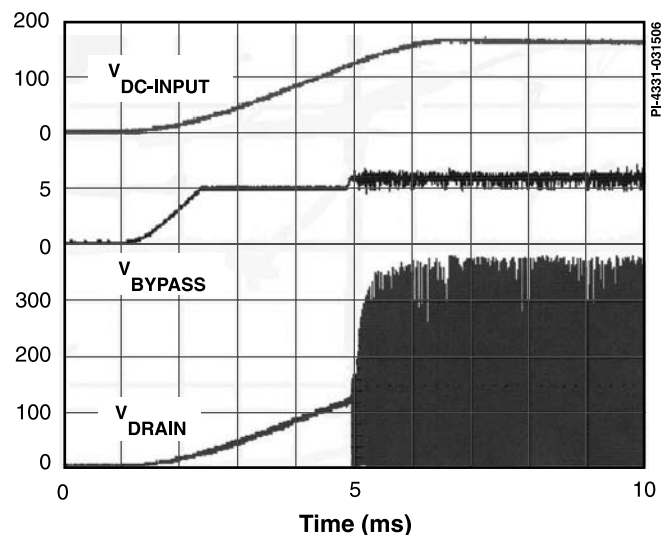


图11. PeakSwitch在EN/UV引脚外接可选择性的欠压电阻(4 M Ω)时的开机情况

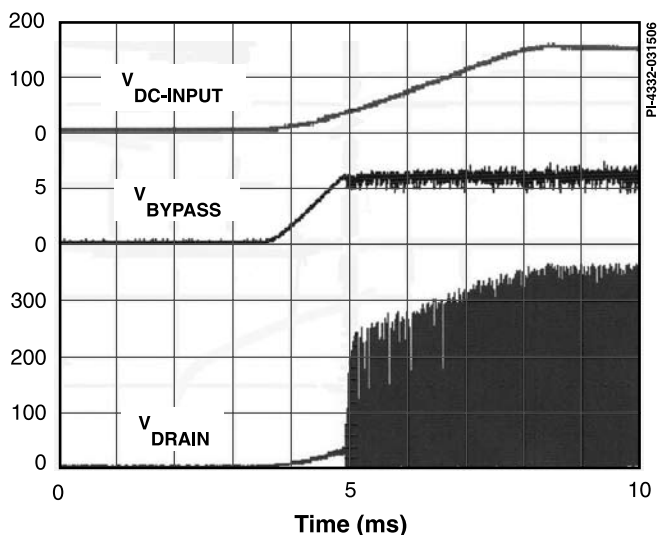


图12. EN/UV引脚没有外接欠压电阻时PeakSwitch通电时序波形

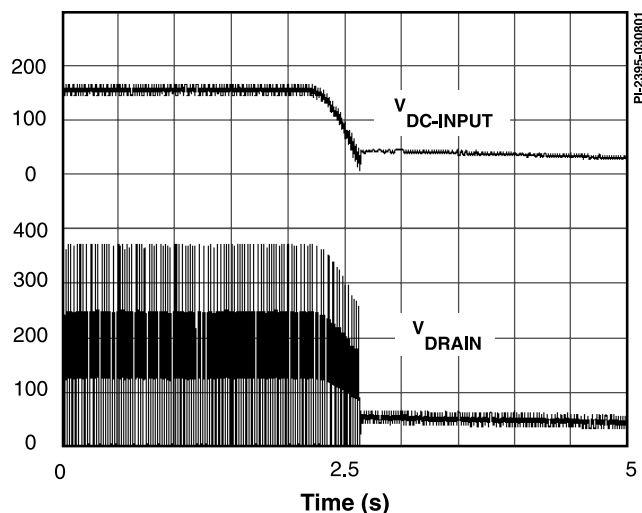


图14. EN/UV引脚连接外部选择性的欠压电阻(4 MΩ)时缓慢断电的时序波形

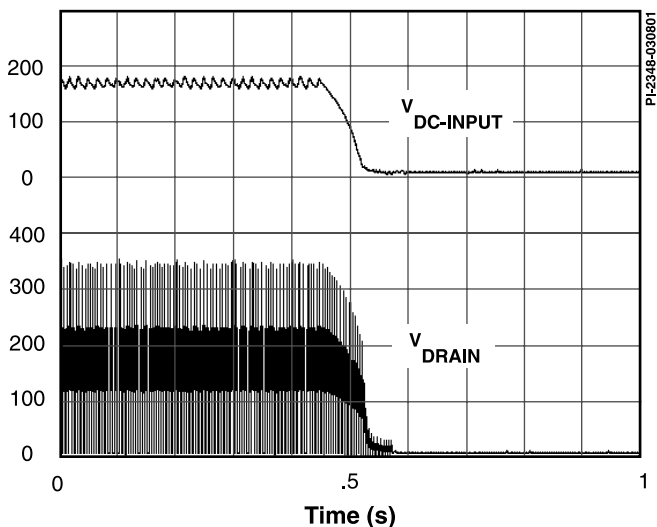


图13. 正常断电时序波形（无欠压保护）

在最大峰值负载时，PeakSwitch在几乎所有的时钟周期都会导通（图7）。在额定的连续负载时，它会“跳”过一些周期，以维持电源输出电压的稳定（图8）。在中等负载条件下，某些周期会被跳过，同时限流点也会降低（图9）。在非常轻的负载时，限流点会更一步被降低（图10）。而在空载时，只有很少的开关周期会发生，用来满足电源内部的功率消耗。

同PWM控制方式相比，开/关控制的响应时间很快。这使得输出稳压精度很高，并具有很好的瞬态响应特性。

通电/断电

PeakSwitch的旁路引脚上仅需要一个0.33 μF的电容。由于电容容量很小，电容的充电时间极短，通常低于1.5 ms。由于开/关控制反馈的速度很快，电源输出端没有过冲现象发生。当在直流输入正极与EN/UV引脚间连接一个外部电阻(4 MΩ)，在通电期间功率MOSFET开关将被延迟，直到输入直流电压超过阈值(100 V)之后，MOSFET才会进行开关操作。图11及图12显示了EN/UV引脚在有外接电阻及没有外接电阻(4 MΩ)的应用中，PeakSwitch的通电时序波形。

断电时，如果使用了外接电阻，功率MOSFET在输出失调后仍将继续开关30 ms。之后由于低压欠压保护功能禁止MOSFET重新启动，功率MOSFET将保持关断而不会造成输出电压的跳动。

图13显示了一个典型的断电时序波形。图14显示了一个在待机应用中一个非常缓慢断电的时序波形。此例中，在EN/UV引脚采用了一个外接电阻以避免不必要的重新启动。

电流限制工作方式

每个开关周期都在漏极电流达到PeakSwitch的电流限制值时被终止。限流工作能很好地抑制线电压纹波。

旁路引脚电容

旁路引脚使用一个很小的0.33 μF陶瓷电容来进行内部电源去耦。

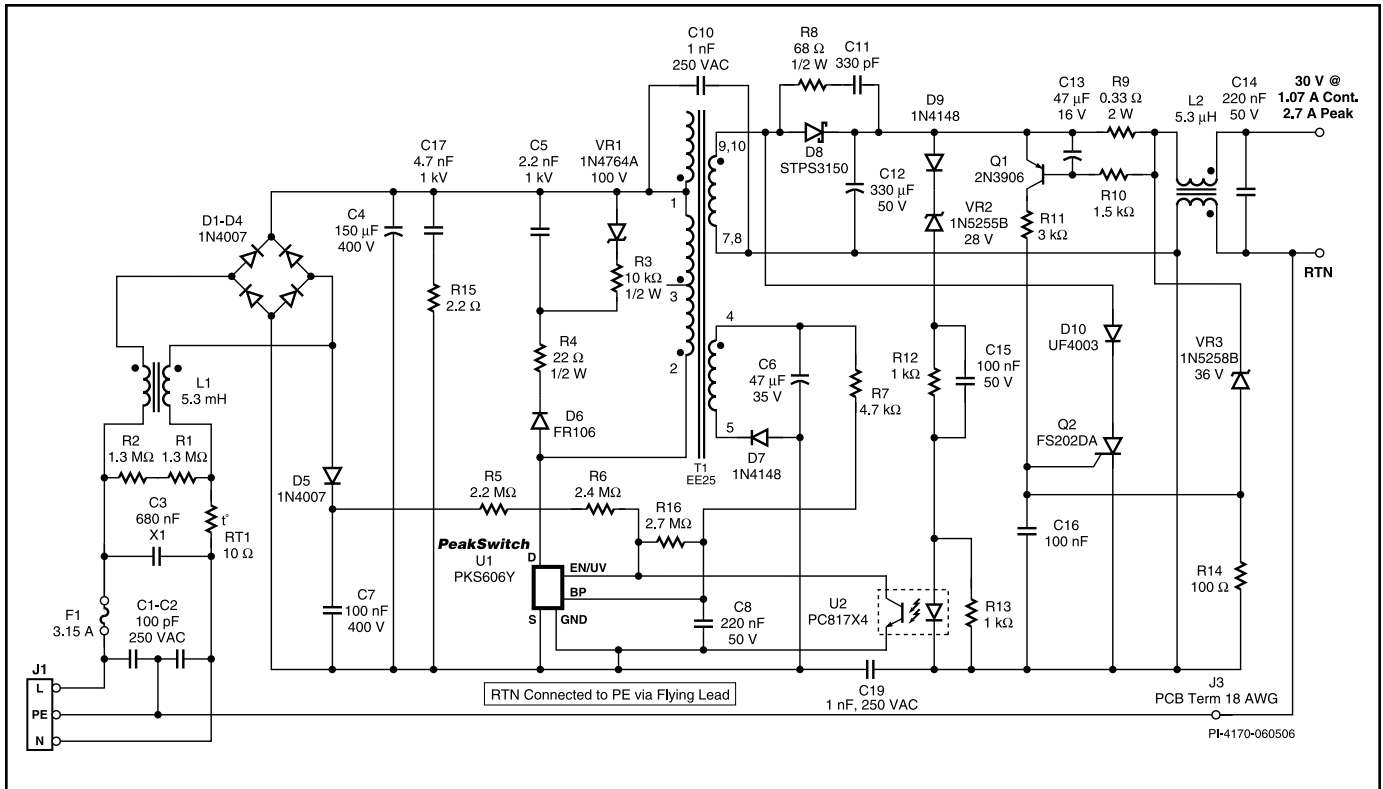


图15. 使用PKS606Y、通用电压输入、平均功率32 W、峰值功率81 W的电源

应用范例

图15显示了一个采用了PKS606Y、通用输入电压范围、30 V及平均输出1.06 A、峰值输出达2.7 A的反激式低成本高效率电源电路。

此电源具有欠压锁定、快速复位的智能AC检测特点。在故障情况下，过载锁定、开环重启及迟滞热关断不仅可保护电源，也保护了负载。同时，具有很高的效率(> 80%)及很低的空载功耗（在230 VAC交流输入时< 200 mW），满足带载及待机状态下的效率要求。使用一个简单的齐纳二极管参考及光电耦合器反馈可对输出电压进行调节。

C1、C2、C3、C10、C17、C19、R15、L1和L2提供共模和差模EMI滤波。当交流输入断开时，电阻R1和R2将电容C3放电，防止接触交流输入线时可能发生的电击现象。热敏电阻RT1在首次交流上电时可以限制峰值浪涌电流。

经整流及滤波的输入电压被加到T1的初级绕组上。集成在U1中的MOSFET驱动变压器初级的另一侧。二极管D6、C5、R3、R4及VR1组成的电路，将漏极电压箝位在安全范围以内。使用一个快速(500 ns)而不是超快恢复的二极

管D6，可把部分被箝位的能量传到次级，从而提高了电源的效率。由于工作频率很高，不要使用慢速的或标准恢复时间的二极管（慢速二极管由于恢复时间不够快，在开机及输出故障时会产生过多的功率消耗而造成损坏）。与常用的RCD箝位电路相比，齐纳二极管与R3串联，不但优化了EMI，而且提高了效率。

PeakSwitch U1利用D5、C7和R5-6实现AC电压检测和欠压检测。电容C7两端的电压来自于一个独立的整流电路，由于它不使用主输入滤波电容上的电压，因而它不受负载条件的变化而产生的影响。这使得PeakSwitch能够判断输出电压失调的原因。另外，当关掉AC输入并触发电源锁存关断后，此电路能快速复位。将电阻R5和R6连接到C4同样可以实现欠压保护，但是当故障出现时，用户必须等到C4放电后电源才会被重新复位。电阻R16给U1的EN/UV引脚提供少量的偏置电流，目的是在AC电压低于正常值时欠压保护功能仍能够工作。

在使用R5和R6电阻时，只有流入EN/UV引脚的电流超过25 μ A，开关操作才会进行。否则，开关将被禁止。这样可以在正常的输入电压范围内对电源的启动电压进行设定，从而可防止在非正常的输入电压、输入电压过低及AC断电时在输出端出现电压跳动。

在故障情况下，比如输出短路或者反馈开环，如果输入电压在正常范围内（流入EN/UV引脚的电流 $> 25 \mu\text{A}$ ），*PeakSwitch*将会关断电源。这可以在持续故障情况下保护负载和电源。断开AC供电可以对此锁存关断进行复位。

输出电压由稳压管VR2电压、R12的压降、D9的导通压降及光耦U2的LED导通压降来决定。电阻R13给D9和VR2提供偏置电流，以确保VR2工作在接近其平缓稳压区域。R12调整整个反馈环路的增益。电容C15提高了高频的环路增益，改善被控制的导通周期的分配，减少不均匀脉冲群分布现象的发生。

当输出电压超过反馈阈值电压时，电流将流经光电耦合器的LED。从而使光电耦合器晶体管中有电流流过。当此电流超出开关控制引脚阈值电流时，下一个开关周期将被禁止。反之，当输出电压降低（低于反馈阈值）时，会开放一个开关周期。通过调节开放周期的数量，可实现对输出电压的调节。随负载的减轻，开放的周期也随之减少，从而降低有效的开关频率并根据负载变化，相应的调节开关损耗。因此能够在负载极轻时提供恒定的效率，易于满足能效标准的要求。

变压器辅助绕组的电压经D7和C6整流滤波，给*PeakSwitch* U1进行供电。电阻R7给旁路引脚电容C8提供大约2 mA的供电电流。在启动及故障情况下偏置电压很低，此时旁路引脚的供电由U1内部的高压电流源来提供，从而节省了专门用于启动的外围元件。

Q1-2、R9-11、R14、C13、C16、和VR3构成了过压及过流保护电路。任何输出过压或过流情况出现时都会触发可控硅Q2，从而将输出电压进行箝位，并在30 ms后将*PeakSwitch* U1进行锁存关断。由R10和C13组成的低通滤波器为过流保护检测电路提供一个延时。电源关断保护后，可以简单的通过切断交流电约3秒钟（最长）来实现重新复位。使用*PeakSwitch*的锁存保护功能大大降低了可控硅Q2及输出二极管D8的容量。因为在电源关断保护之前，只在50 ms的时间内有短路电流流经以上两个元件。

该设计在电源输出端接地的情况下也能满足EN55022 Class B传导EMI要求，且有 $> 10 \text{ dB}$ 的裕量。

主要应用指南

*PeakSwitch*设计考量

输出功率表

数据手册中最大输出功率表（表1）列出的最大实际连续输出功率是在以下的假设条件下得到的：

1. 85 VAC输入时的最小直流输入电压为100 V或更高，230 VAC输入或100/115 VAC倍压输入时为220 V。输入电容值应足够大以满足交流输入电压的要求。
2. 在85-265 VAC交流输入时，Y/F封装的器件效率为70%，P封装为75%；对于230 VAC输入，所有封装的效率都假定75%。
3. 使用数据手册中最小的 I_{F} 参数值。
4. 变压器初级电感量的误差范围为 $\pm 10\%$ 。
5. 输出反射电压(V_{OR})取值为135 V。
6. 输出电压为15 V，且使用超快恢复输出整流二极管。
7. 瞬态 K_p^* 值为0.25的连续工作方式。
8. 具有足够大的散热器。或者外加散热片（对Y/F封装），或者将器件（P封装）安装在电路板上的铺铜区域上，保持源极引脚或器件基板散热片的温度低于 110°C 。
9. 对于开放式设计，器件的环境温度为 50°C ，对于封闭式适配器应用，器件的环境温度为 40°C 。

* 当 K_p 值小于1时， K_p 是初级电流纹波与全部峰值电流的比率。为防止开关周期的提前关断所导致的输出功率能力的降低，建议瞬态 K_p 值要满足 ≥ 0.25 。这样将避免在MOSFET开启时其初始电流限制点不被触发。

峰值功率与连续功率

*PeakSwitch*具有的限流点值使其能达到功率表中所示的峰值功率。如果使用足够大的散热器，也许能够连续输出功率表中所示的峰值功率数值。但在很多应用当中，这种做法是不实际的。*PeakSwitch*适合于短时间内有很高的峰值功率要求但对连续或平均功率要求很低的应用场合。一般的功率比例为 $P_{\text{峰值}} \geq 2 \times P_{\text{平均}}$ 。*PeakSwitch*很高的开关频率允许使用一个小的磁芯来处理峰值功率。因为峰值功率持续时间很短，变压器绕组不会出现过热的现象。随着平均功率的增加，基于变压器的实际测量温度，可能需要选择较大的变压器，以增大绕组的导电面积。

针对于密闭的适配器工作在峰值功率与连续（平均）功率时的应用，功率表中的数据提供了一些指导性的建议。然而，具体的实际应用可能会存在差异。例如，如果峰值功率输出的占空比很低，假设只在开机时用来加速驱动硬盘，持续时间2秒钟，那么变压器温升只与连续平均功率有关。可是，如果在每200 ms期间峰值功率持续时间达50 ms，变压器的温升就要考虑了。

在所有情况下，可接受的*PeakSwitch*和变压器的温升都要在最恶劣的环境温度、最差的负载条件下进行验证。

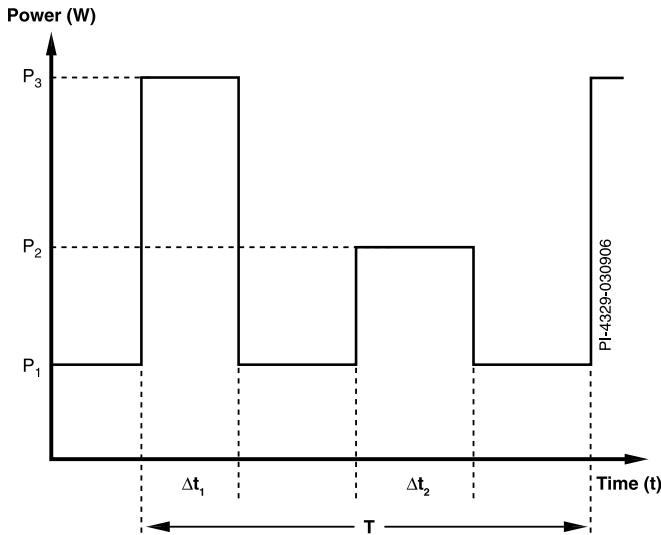


图16. 连续（平均）输出功率的计算举例

图16显示了在两个不同的峰值负载条件下如何计算要求的平均输出功率。

$$P_{AVE} = P_1 + (P_3 - P_1) \cdot \delta_1 + (P_2 - P_1) \cdot \delta_2$$

$$\delta_1 = \frac{\Delta t_1}{T}, \delta_2 = \frac{\Delta t_2}{T}$$

其中 P_x 表示不同的输出功率。 Δt_x 表示每个峰值功率的持续时间。 T 为纹波负载一周期所需的时间。

噪音

*PeakSwitch*中使用的丢导通周期模式操作在变压器内会产生音频频率成份。为抑制噪音，应将变压器的峰值磁芯磁通密度设计在低于3000高斯(300 mT)之下。按照如下设计指南并使用标准浸漆的变压器制造技术，就能实际上消除噪音。不要使用真空浸漆的变压器，因为这种方法会导致高的初级分布电容，从而增加损耗。

在箝位电路中使用象Z5U介质的陶瓷电容同样可能会产生噪音。如果这种电容真的产生噪音，尝试使用其他不同介质材料或结构的电容，例如薄膜型电容。

最大磁通密度

建议在正常工作时最大磁通密度取3000高斯，这样可以限制在开机和输出短路情况下的最大磁通密度。在开机及输出短路时输出电压很低，在MOSFET关断期间，变压器的磁通复位不足，使得变压器的磁通密度会累积到超过正常工作时的水平。相应于所选取器件的峰值限流点，磁通密度设置在3000高斯，连同*PeakSwitch*内置的保护特性，提供了足够的裕量保证在开机及输出短路情况下磁芯不会饱和。

光电耦合器的CTR

为了降低由于光电耦合器引起的时间延迟，建议在*PeakSwitch*设计中使用具有较高CTR (300-600%)的光电耦合器。

偏置绕组

在所有的*PeakSwitch*设计中，一旦电源进入正常工作，必须使用偏置绕组给旁路引脚提供工作电流。建议选择合适电阻连接在旁路引脚和偏置绕组之间，其提供的电流要等同于数据手册中相应器件的最大漏极供电电流(I_{S2})。

*PeakSwitch*电路板布局注意事项

参见图17 *PeakSwitch*的推荐电路板布局

单点接地

对于Y和F封装的器件，MOSFET源极和控制器的信号地(GND)具有独立的引脚。尽管在器件内部它们也是相连的，但建议在PCB板布局时不要将它们连接在一起。

对于P封装的器件，MOSFET源极和控制器的信号地没有单独的引脚。建议小电流的反馈信号地线、IC去耦的地线、有高电流流经MOSFET的源极引线及偏置绕组的地线在布局时都要经过单独的走线，最后利用单点接地的方法连接在一起。

偏置绕组的地线要单独进行处理，即使其流过的电流很低。当电源进行雷击测试时有高电流流经的走线要远离*PeakSwitch*器件。另外，偏置绕组的地线要直接连接到输入滤波电容的负端。

旁路引脚电容(C_{BP})

旁路引脚电容应放置在距离BP引脚和源极引脚最近的地方。

初级环路面积

由输入滤波电容、变压器初级及*PeakSwitch*组成的初级环路面积应尽可能小。

初级箝位电路

箝位电路用来限制MOSFET在关断时漏极引脚出现的峰值电压。这可通过在初级绕组两端使用一个RCD箝位或一个Zener (~200 V)及二极管箝位来实现。在任何情况下，为改善EMI，从箝位元件到变压器再到*PeakSwitch*的电路路径应保证最小。

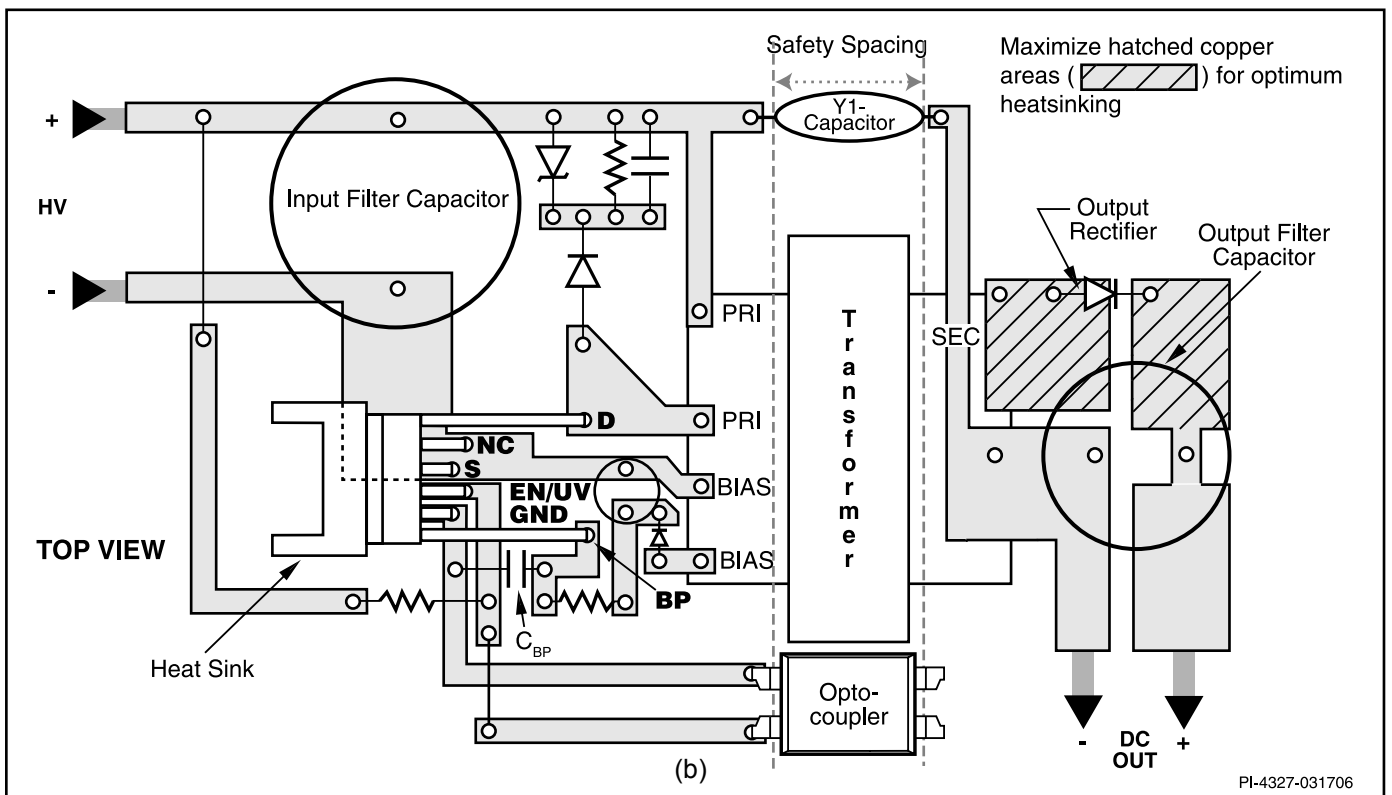
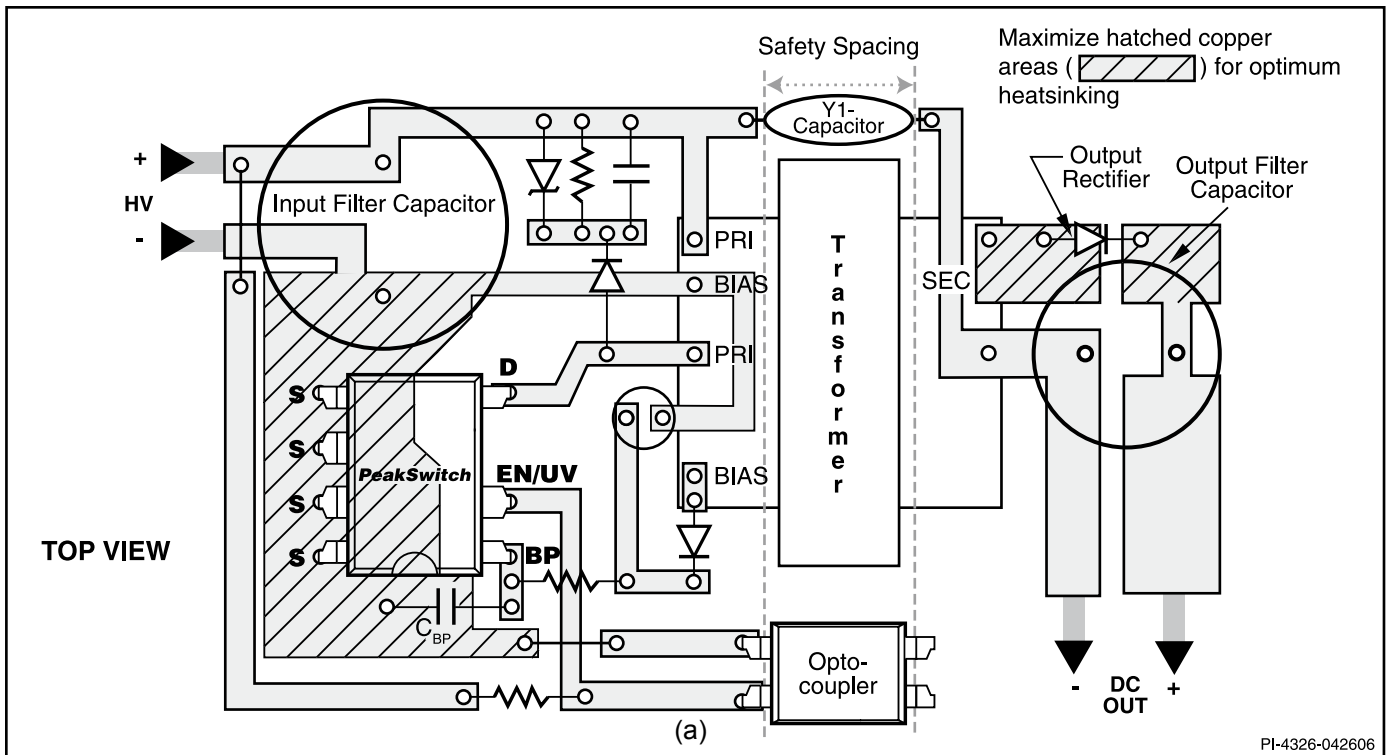


图17. P封装(a)和Y/F封装(b)的PeakSwitch推荐电路板布局

散热考量

P封装源极的四个引脚都从内部连接到IC的基板，是器件散热的主要途径。因此所有的源极引脚都应连接到*PeakSwitch*下的铺铜区域，不但作为单点接地，还可作为散热片使用。因它连接到安静的源极节点，可以将这个区域扩大以使*PeakSwitch*实现良好的散热。对于轴向输出二极管亦如此，应加大连接到阴极的PCB区域。

Y电容

应将Y电容直接放置在初级输入滤波电容正极和变压器次级的共地 / 返回极接脚之间。如果在初次级地之间需要第二个Y电容，将Y电容直接连接到输入大电容的负极。这样放置会使高幅值的共模浪涌电流远离*PeakSwitch*器件。注意：如果在输入端使用了π(C, L, C)型EMI滤波器，那么滤波器内的电感应放置在输入滤波电容的负极之间。

光电耦合器

将光电耦合器置于靠近*PeakSwitch*的地方来缩短初级侧铺铜走线的长度。令具有高电流、高电压特点的漏极及箝位电路的铺铜走线远离光电耦合器以避免噪声信号的干扰。

输出二极管

要达到最佳的性能，连接次级绕组、输出二极管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。此外，与二极管的阴极和阳极连接的铜铂区域面积应足够大，以使用来散热。最好在安静的阴极留有更大的铜铂区域。在阳极铺铜区域过大会增加高频辐射EMI。

快速设计校验清单

对于任何使用*PeakSwitch*的电源设计，都应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。因此，建议一定要进行如下最少的测试项目：

1. 最大化漏极电压 — 校验在最高输入电压和峰值（过载）输出功率时 V_{DS} 没有超过650V。给700V的 BV_{DSS} 规格留有50V的裕量，使得在设计变更时留有一定的设计裕量。
2. 最大漏极电流 — 图29给出了在最恶劣条件下，漏极电压和电流在同一瞬间所允许的最大值。校验实测的电压电流值，确保它们在允许的范围内。通常最大的漏极电压和电流在最大输入电压、最高环境温度电源开机（且输出短路）的情况下才会出现。使用电流探棒对漏极电流进行测量时，要校正测量结果，因为电流探棒有10-20 ns的时间延迟。
3. 最大漏极电流 — 在最高环境温度、最大输入电压及峰值输出（过载）功率情况下，检查漏极电流的波形以确定变压器是否出现饱和现象。如果变压器出现饱和，就要重新设计变压器使其工作在更低的磁通密度上，或者使用更高质量的磁性材料。另外，为防止限流点被误触发，要校验前沿电流尖峰在 $t_{LEB(MIN)}$ 结束时低于 $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在任何条件下，最大漏极电流都应低于数据手册中规定的绝对最大额定值。
4. 热检测 — 在规定的最大输出功率、最小输入电压及最高环境温度情况下，检查*PeakSwitch*、变压器、输出二极管及输出电容的温度没有超标。应有足够的温度裕量以保证*PeakSwitch*不会因为元件与元件间 $R_{DS(ON)}$ 的差异而引起过热问题出现，参见数据手册中关于 $R_{DS(ON)}$ 的说明。建议在低压输入及最大输出功率的情况下，*PeakSwitch*源极引脚或散热基片的最高温度不高于110°C，这样就可以适应上述参数的变化。

设计工具

有关最新的设计工具，请访问：www.powerint.com

绝对最大额定值^(1,4)

漏极电压.....	-0.3 V to 700 V	注释: 1. 所有电压都是以源极为参考点, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 。 2. 通常由内部电路控制。 3. 在距壳体1/16英寸处测量, 持续时间5秒。 4. 在非重复性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。但长时间对器件施加允许的最大额定值时, 会对产品的可靠性造成影响。 5. 在漏极电压同时低于400 V时刻, 可允许更高的峰值漏极电流。见图29。
漏极峰值电流.....	$2 \times I_{LIMIT}$ (Typical) ⁽⁵⁾	
EN/UV电压.....	-0.3 V	
to 9 V		
EN/UV电流.....	100 mA	
旁路引脚电压.....	-0.3 V to 9 V	
储存温度.....	-65 °C to 150 °C	
工作结温 ⁽²⁾	-40 °C to	

热阻抗

热阻抗: Y/F封装		注释: 1. 不加散热器件的条件下; 2. 在器件后部的散热基片上测量得到的; 3. 将器件焊接在0.36平方英寸(232 mm ²), 2盎司厚(610 g/m ²)的铜铂区域; 4. 将器件焊接在1平方英寸(645 mm ²), 2盎司厚(610 g/m ²)的铜铂区域; 5. 在靠近塑封体表面的源极引脚处测量得到。
(θ_{JA}) ⁽¹⁾	80	
°C/W		
(θ_{JC}) ⁽²⁾	2	
°C/W		
P封装:		
(θ_{JA}).....	70 °C/W ⁽³⁾ ; 60	
°C/W ⁽⁴⁾	(θ_{JC}) ⁽⁵⁾	

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$ 参见图18 (另行说明除外)					
控制功能							
输出频率	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ See Figure 4	平均	250	277	304	kHz
			调制的峰 - 峰值		16		
最大占空比	DC_{MAX}	S1开路		62	65	68	%
EN/UV引脚关断 阈值电流	I_{DIS}			-350	-240	-200	μA
EN/UV引脚电压	V_{EN}	$I_{EN/UV} = -125\text{ }\mu\text{A}$		0.4	1.0	1.5	V
		$I_{EN/UV} = 25\text{ }\mu\text{A}$		1.3	2.0	2.7	
漏极供电电流	I_{S1}	$V_{EN/UV} = 0\text{ V}$		350	475	600	μA
		I_{S2}	EN/UV开路 (MOSFET 开关操作) 见注释A, B	PKS603	460	570	
	PKS604			600	725	870	
	PKS605			700	875	1050	
PKS606	950	1175		1400			
旁路引脚充电电流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V},$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 见注释C	PKS603-604	-7.5	-5.0	-2.5	mA
			PKS605-606	-10.0	-6.6	-3.2	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V},$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 见注释C	PKS603-604	-4.5	-3.0	-1.5	
			PKS605-606	-6.5	-4.5	-2.5	

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; T _J = -40 to 125 °C 参见图18 (另行说明除外)					
电路保护 (续)							
旁路引脚分流稳压 电压旁路引脚	V _{BP(SH)}	见注释D		6.0	6.3	6.7	V
旁路引脚电压	V _{BP}			5.5	5.8	6.15	V
旁路引脚电压迟滞	V _{BPH}			0.8	1.0	1.3	V
EN/UV引脚欠压 阈值	I _{LUV}	T _J = 25 °C		22.5	25	27.5	μA
电路保护							
电流限制点	I _{LIMIT}	PKS603 P T _J = 25 °C	di/dt = 200 mA/μs 见注释E	0.75	0.81	0.87	A
		PKS604 P/Y/F T _J = 25 °C	di/dt = 290 mA/μs 见注释E	1.35	1.45	1.55	
		PKS605 P T _J = 25 °C	di/dt = 290 mA/μs 见注释E	1.35	1.45	1.55	
		PKS605 Y/F T _J = 25 °C	di/dt = 325 mA/μs 见注释E	1.76	1.89	2.02	
		PKS606 P T _J = 25 °C	di/dt = 255 mA/μs 见注释E	1.40	1.51	1.62	
		PKS606 Y/F T _J = 25 °C	di/dt = 660 mA/μs 见注释E	2.60	2.80	3.00	
功率系数	I ² F	PKS603 P T _J = 25 °C	di/dt = 200 mA/μs	164	182	204	A ² kHz
		PKS604 P/Y/F T _J = 25 °C	di/dt = 290 mA/μs	524	582	652	
		PKS605 P T _J = 25 °C	di/dt = 290 mA/μs	524	582	652	
		PKS605 Y/F T _J = 25 °C	di/dt = 325 mA/μs	890	989	1108	
		PKS606 P T _J = 25 °C	di/dt = 255 mA/μs	569	632	708	
		PKS606 Y/F T _J = 25 °C	di/dt = 660 mA/μs	1955	2172	2433	
初始电流限制点	I _{INIT}	见图21, 参考注释F		0.75 × I _{LIMIT(Min)}			mA

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ to 125 °C 参见图18 (另行说明除外)					
电路保护 (续)							
前沿消隐时间	t_{LEB}	$T_J = 25$ °C 见注释F		170	215		ns
电流限制延迟	t_{ILD}	$T_J = 25$ °C 见注释F, G			150		ns
热关断温度				135	142	150	°C
热关断迟滞					75		°C
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	PKS603 $I_D = 81$ mA	$T_J = 25$ °C		7.8	9.0	Ω
			$T_J = 100$ °C		11.7	13.5	
		PKS604 $I_D = 150$ mA	$T_J = 25$ °C		5.2	6.0	
			$T_J = 100$ °C		7.8	9.0	
		PKS605 $I_D = 200$ mA	$T_J = 25$ °C		3.9	4.5	
			$T_J = 100$ °C		5.8	6.7	
PKS606 $I_D = 300$ mA	$T_J = 25$ °C		2.6	3.0			
	$T_J = 100$ °C		3.9	4.5			
关断状态漏极漏电流	I_{DSS1}	$V_{BP} = 6.2$ V $V_{EN/UV} = 0$ V $V_{DS} = 560$ V $T_J = 125$ °C 见注释H				200	μ A
	I_{DSS2}	$V_{BP} = 6.2$ V $V_{EN/UV} = 0$ V	$V_{DS} = 375$ V $T_J = 50$ °C 见注释H		15		
击穿电压	BV_{DSS}	$V_{BP} = 6.2$ V, $V_{EN/UV} = 0$ V, 见注释I, $T_J = 25$ °C		700			V
漏极供电电压				50			V
输出导通 / 欠压延迟	$t_{EN/UV}$	见图20				5	μ s
输出禁止的设定时间	t_{DST}				0.5		μ s
自动重新启动导通时间	t_{AR}	$T_J = 25$ °C 见注释J			30		ms
自动重新启动关断时间	t_{AROFF}	见注释K			5		s

注释:

- A. 当EN/UV引脚短路到地（MOSFET不进行开关操作）时，总的电流消耗为 I_{S1} 与 I_{DSS} 电流之和；当EN/UV引脚开路时，总的电流消耗为 I_{S2} 与 I_{DSS} 电流之和。
- B. 由于输出MOSFET处在开关状态，很难将开关电流和来自漏极的供电电流区分开来。在BP引脚电压为6.1 V时可以用测量BP引脚电流的方法来进行替代。
- C. 参见典型特性章节中旁路引脚启动时充电波形。
- D. 旁路引脚由外部（偏置绕组）供电。
- E. 关于其它di/dt值时的电流限制点请参考图25。
- F. 此参数是通过电器性能校正得到的。
- G. 此参数是从限流值的变化情况推导出的。通过改变限流值 I_{LIMIT} 规格中的di/dt，从一倍增到四倍，可以测量到限流值的变化。
- H. I_{DSS1} 是在80%的 BV_{DSS} 以及最大工作结温时测得的最差的关断状态漏电流。 I_{DSS2} 是在最差应用条件下（265 VAC整流后）进行空载损耗计算时的典型漏电流。
- I. 可通过抬高漏极引脚电压，但不超过最小 BV_{DSS} 的方式检查击穿电压。
- J. 自动重新启动时导通时间的温度特性曲线与振荡器相同(与频率成反比)。在启动及某些故障情况下，自动重新启动的导通时间会延长。因为控制器会降低时钟频率以防止产生过大的漏极电流。如果在自动重新启动导通时间经过一半时还持续存在过大的漏极电流，那么在剩余的自动重新启动导通时间内MOSFET开关将被禁止（如果没有交流输入电压被检测到）或者电源会被锁存关断(如果检测到有输入电压且在正常范围内)。
- K. 只适用于在EN/UV引脚无欠压电阻连接的情况。如果之前的自动重新启动操作没有将EN/UV引脚电平拉低，则自动重新启动关断时间为5秒钟。在此情况下，首次自动重新启动的关断时间为150毫秒。

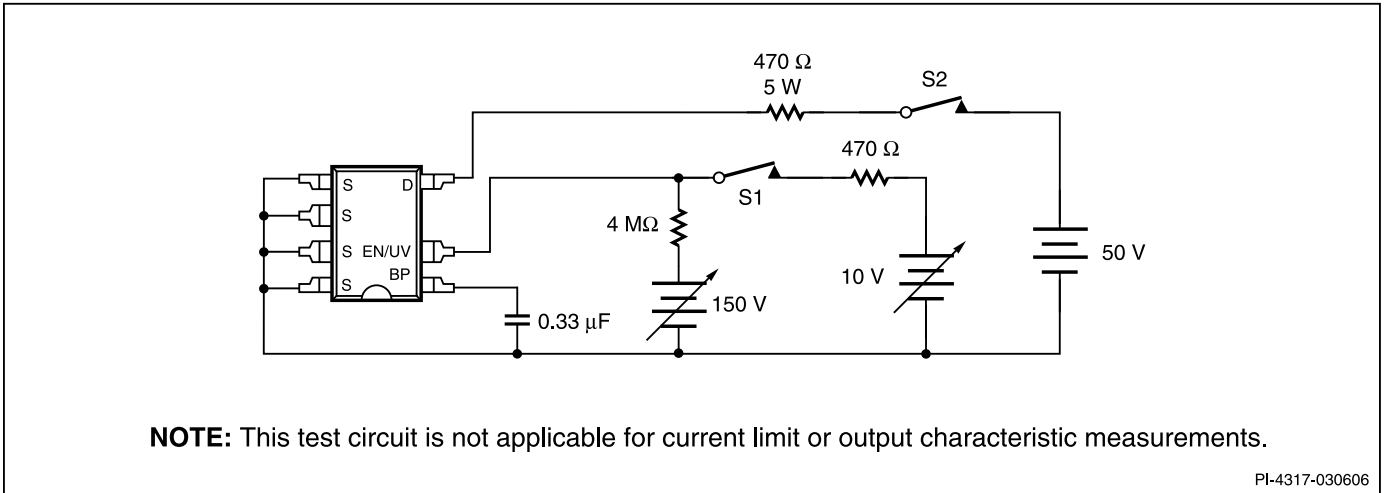


图18. PeakSwitch一般测试电路

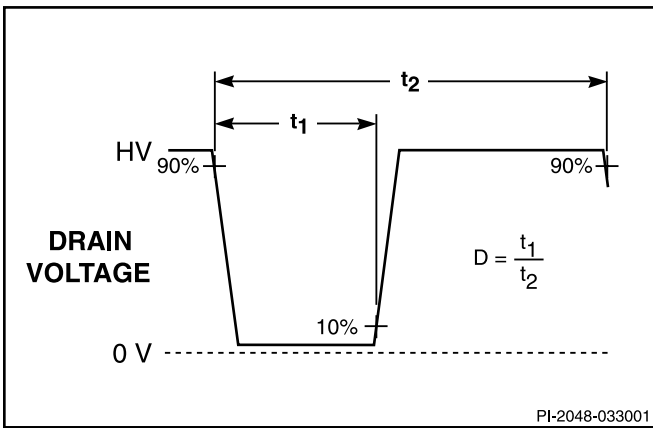


图19. 占空比的测量

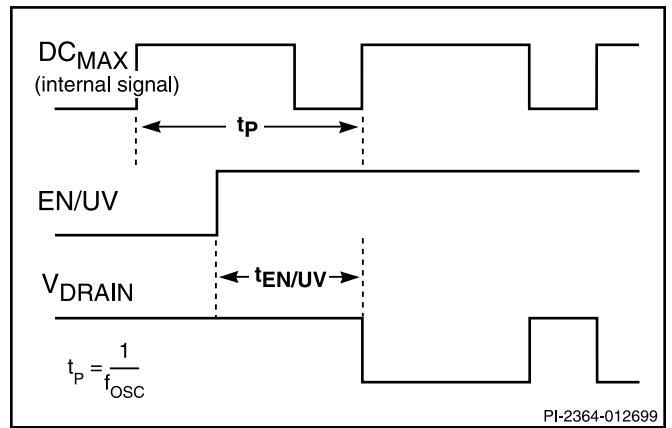


图20. 输出开关允许时序

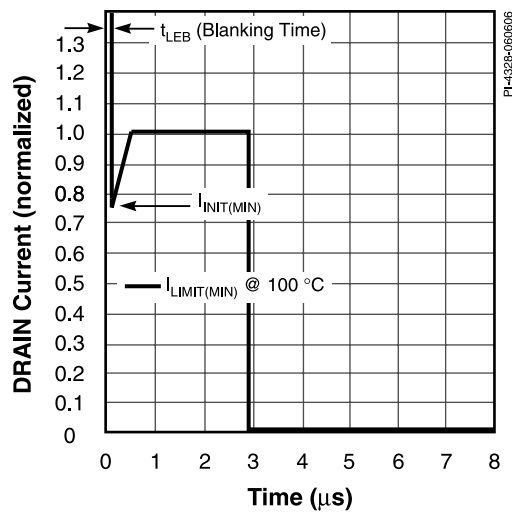


图21. 电流限制点包络线

典型性能特性

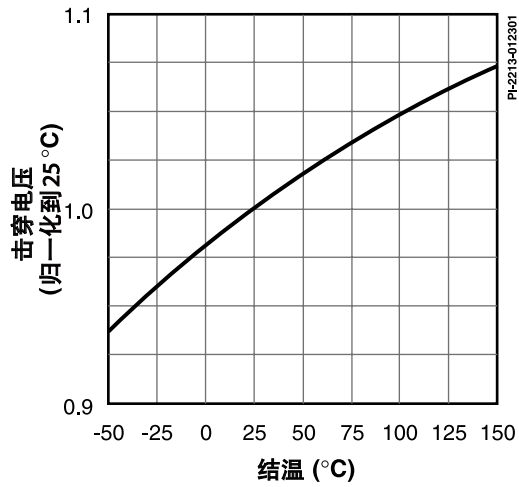


图22. 击穿电压相对温度的变化

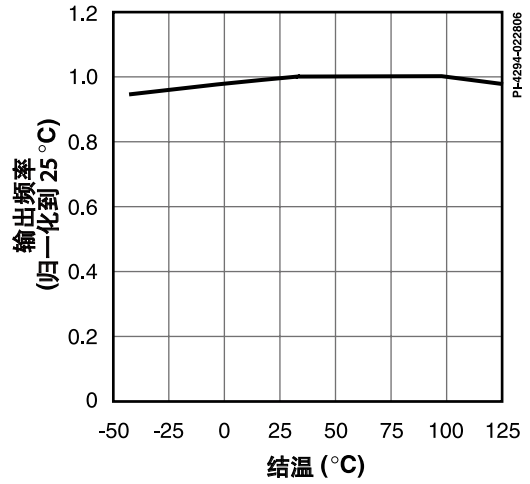


图23. 频率相对温度的变化

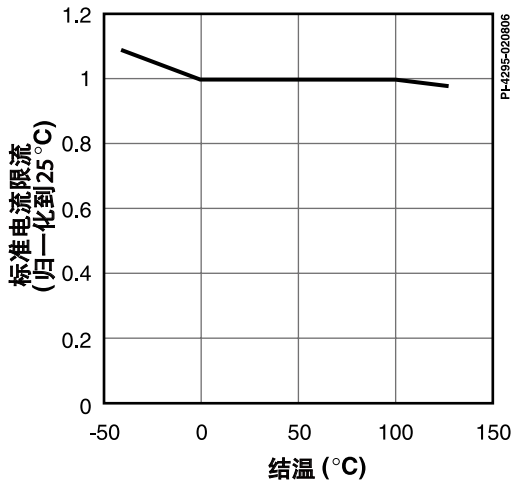


图24. 标准限流点相对温度的变化

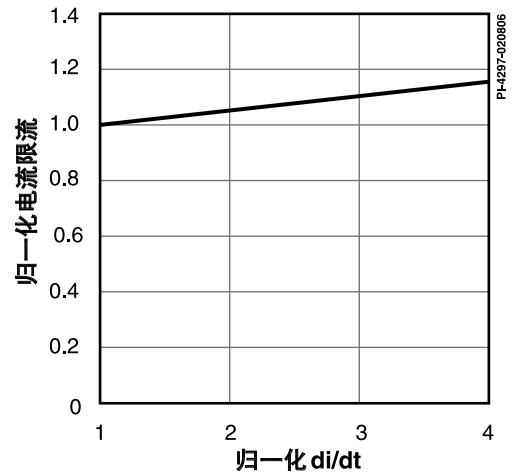


图25. 限流点相对 di/dt 的变化

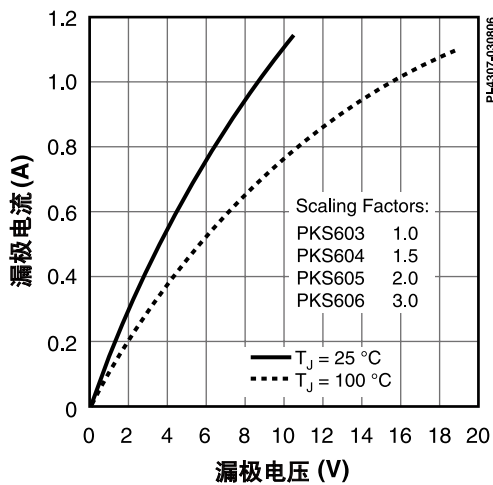


图26. 输出特性

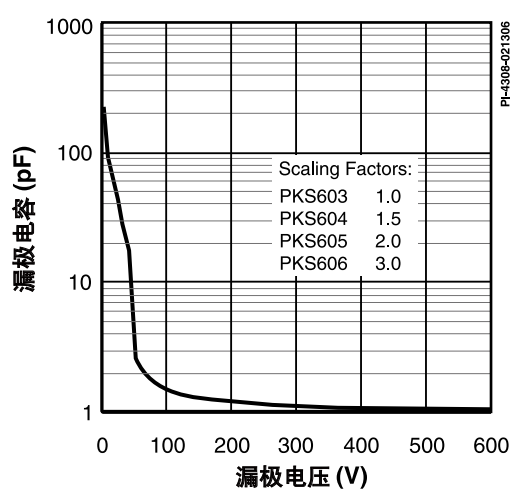


图27. C_{oss} 相对漏极电压的变化

典型性能曲线(cont.)

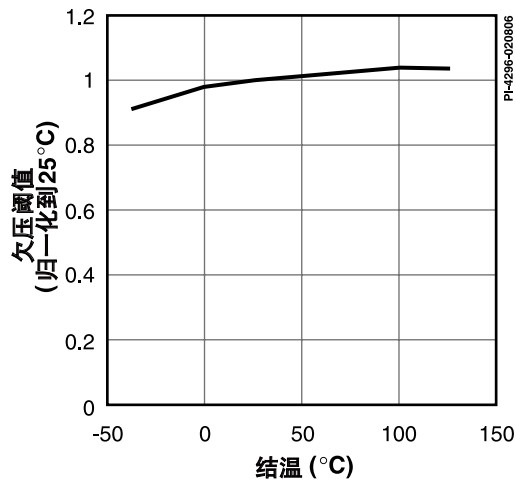


图28. 欠压关断阈值相对温度的变化

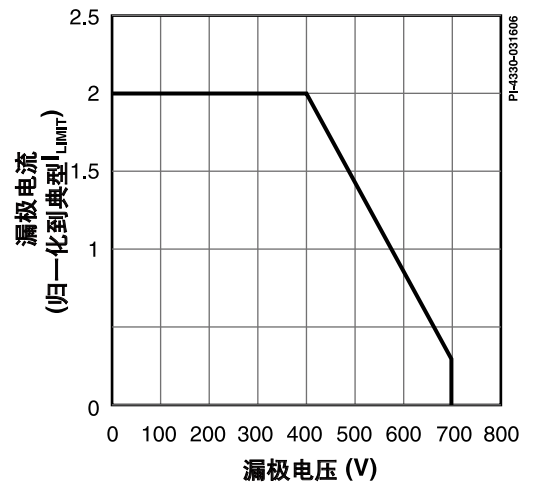
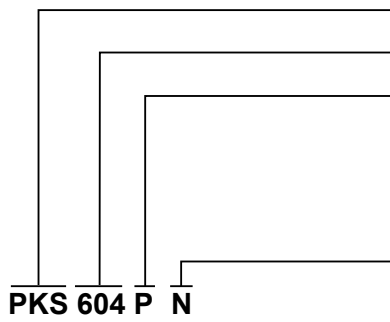


图29. 最大允许的漏极电流相对漏极电压的变化

器件订购信息



PeakSwitch产品系列

系列号

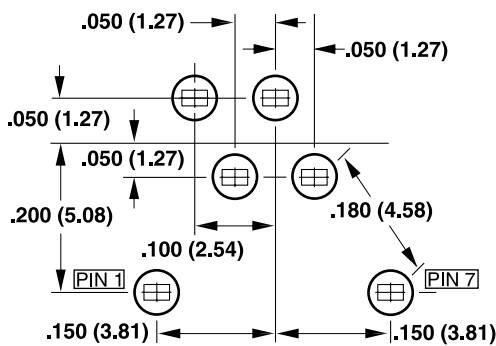
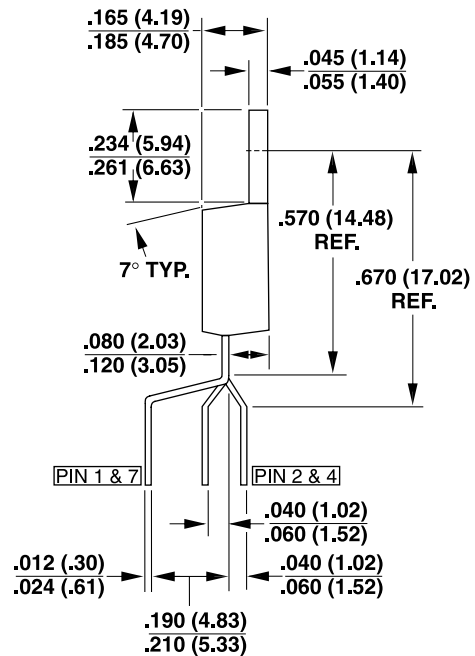
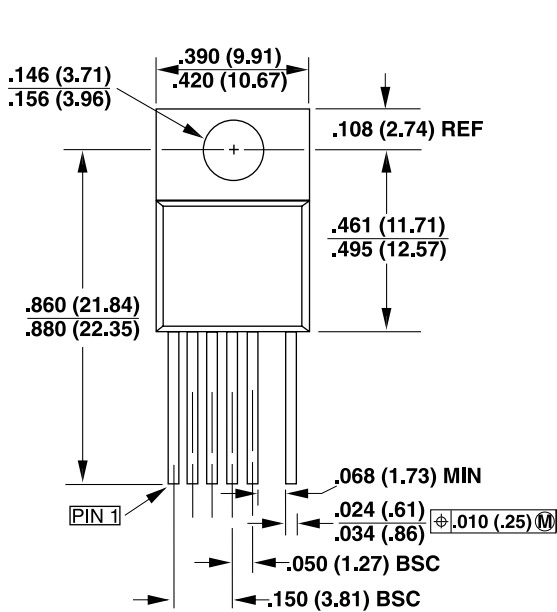
封装信息

P	塑封DIP-8C
Y	塑封TO-220-7C
F	塑封TO-262-7C

无铅封装

N	纯镀锡封装（无铅）
---	-----------

TO-220-7C



Y07C

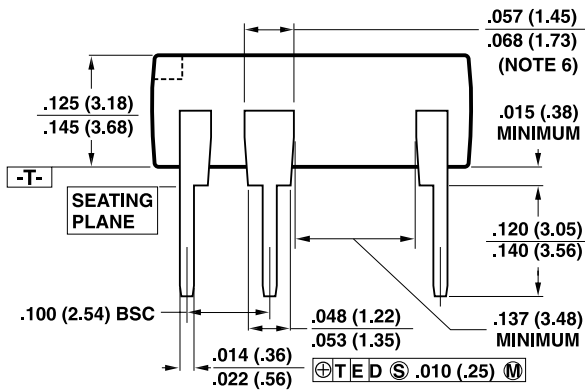
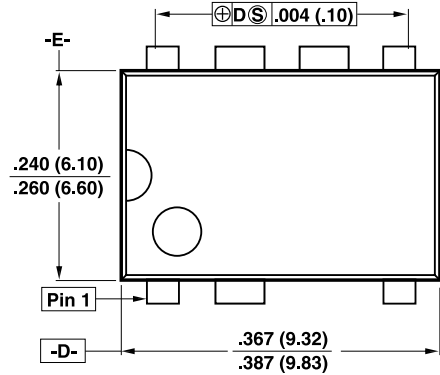
MOUNTING HOLE PATTERN

Notes:

1. Controlling dimensions are inches. Millimeter dimensions are shown in parentheses.
2. Pin numbers start with Pin 1, and continue from left to right when viewed from the front.
3. Dimensions do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15mm) on any side.
4. Minimum metal to metal spacing at the package body for omitted pin locations is .068 in. (1.73 mm).
5. Position of terminals to be measured at a location .25 (6.35) below the package body.
6. All terminals are solder plated.

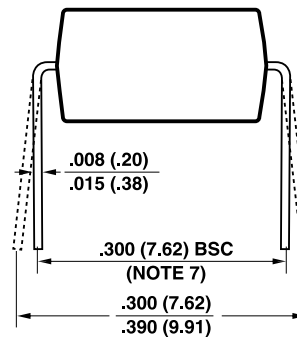
PI-2644-122004

DIP-8C



Notes:

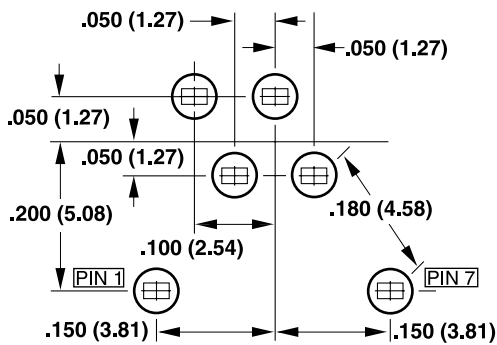
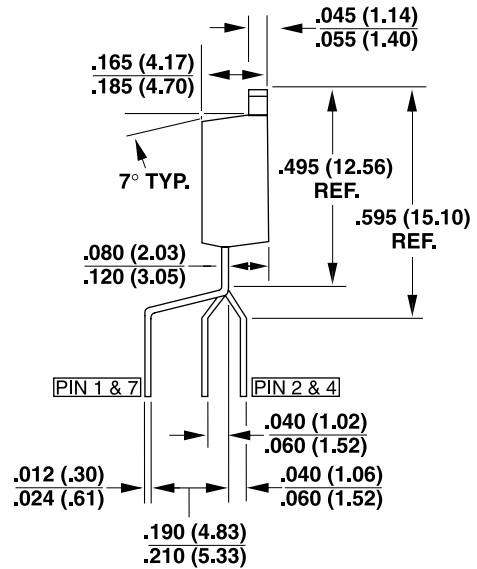
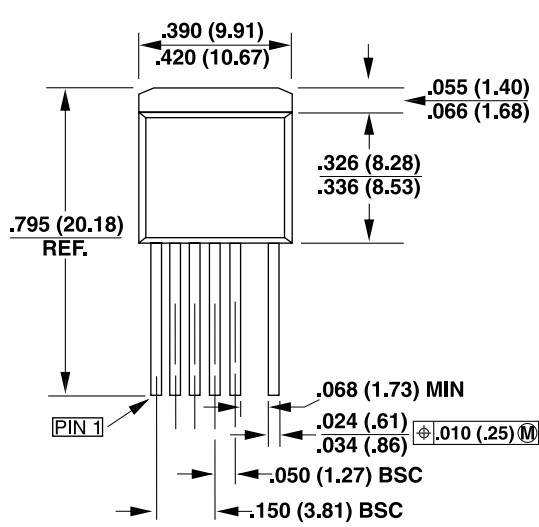
1. Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001-AB (Issue B 7/85) for standard dual-in-line (DIP) package with .300 inch row spacing.
2. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
3. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
4. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clockwise to Pin 8 when viewed from the top. The notch and/or dimple are aids in locating Pin 1. Pin 3 is omitted.
5. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
6. Lead width measured at package body.
7. Lead spacing measured with the leads constrained to be perpendicular to plane T.



P08C

PI-3933-100504

TO-262-7C



F07C

MOUNTING HOLE PATTERN

Notes:

1. Controlling dimensions are inches. Millimeter dimensions are shown in parentheses.
2. Pin numbers start with Pin 1, and continue from left to right when viewed from the front.
3. Dimensions do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15mm) on any side.
4. Minimum metal to metal spacing at the package body for omitted pin locations is .068 inch (1.73 mm).
5. Position of terminals to be measured at a location .25 (6.35) below the package body.
6. All terminals are solder plated.

PI-2757-122004

版本	注释	日期
F	1) 最终发布的数据手册。	3/06
G	修改了图1及图15内的器件符号以便与其它PI文档保持一致(增加了次级接地)。图17已经修改(PI-4326)。	4/06
H	修改了图1的接地。	6/06
I	增加了PKS607。	2/07

有关最新产品信息，请访问：www.powerint.com

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

PATENT INFORMATION

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations' patents may be found at www.powerint.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at <http://www.powerint.com/ip.htm>.

LIFE SUPPORT POLICY

POWER INTEGRATIONS' PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF POWER INTEGRATIONS. As used herein:

1. A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

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@powerint.com

e-mail: chinasales@powerint.com

德国
Rueckertstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
Phone: +49-89-5527-3910
Fax: +49-89-5527-3920
e-mail: eurosales@powerint.com

日本

Keihin Tatemono 1st Bldg 2-12-20
Shin-Yokohama, Kohoku-ku,
Yokohama-shi, Kanagawa ken,
Japan 222-0033
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@powerint.com

台湾

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@powerint.com

中国 (上海)

Rm 807-808A
Pacheer Commercial Centre,
555 Nanjing Rd. West
Shanghai, P.R.C. 200041
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: chinasales@powerint.com

印度

261/A, Ground Floor
7th Main, 17th Cross,
Sadashivanagar
Bangalore, India 560080
Phone: +91-80-5113-8020
Fax: +91-80-5113-8023
e-mail: indiasales@powerint.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@powerint.com

欧洲总部

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurosales@powerint.com

中国 (深圳)

Rm 2206-2207, Block A,
Electronics Science & Technology
Bldg.
2070 Shennan Zhong Rd.
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
Phone: +86-755-8379-3243
Fax: +86-755-8379-5828

意大利

Via Vittorio Veneto 12
20091 Bresso MI
Italy
Phone: +39-028-928-6000
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@powerint.com

新加坡

51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@powerint.com

技术支持热线

全球 +1-408-414-9660

技术支持传真

全球 +1-408-414-9760