

TOP264-271 TOPSwitch-JX产品系列

采用EcoSmart™节能技术、可实现高效电源设计的
集成离线式开关IC

产品特点

EcoSmart – 高效节能

- 适合输出功率在10 W到245 W的产品应用
- 在整个负载范围内均具有极高的能效
- 在265 VAC输入时空载功耗低于100 mW
- 在230 VAC下输入功率为1 W时，待机输出功率最高为750 mW

提高设计灵活性，降低系统成本

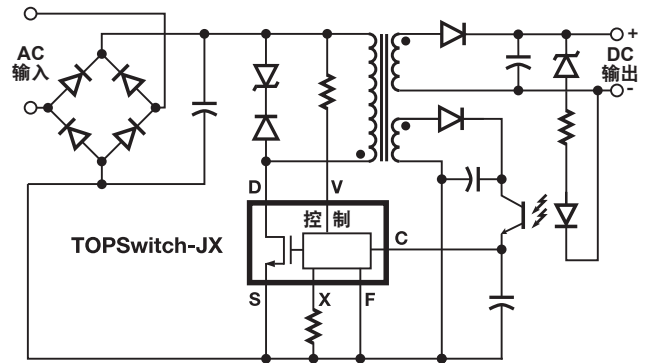
- 采用多模式PWM控制技术，可充分提高所有负载条件下的效率
- 132 kHz工作频率可减小变压器及电源的尺寸
 - 提供66 kHz频率选项，可满足最高效率要求
- 可实现精确的限流点设定
- 经优化的输入电压前馈可抑制输入电压纹波
- 频率调制技术可降低EMI滤波元件的成本
- 完全集成的软启动电路可降低器件启动时的应力
- 采用额定值725 V的功率MOSFET
 - 简化设计，轻松满足降额要求

全面保护功能

- 自动重启可在过载故障期间将输出功率限制在3%以下
 - 输出短路保护(SCP)
 - 输出过流保护(OCP)
 - 输出过载保护(OPP)
- 输出过压保护(OVP)
 - 用户可执行迟滞/锁存关断编程
 - 简单快速的AC复位
 - 初级侧或次级侧检测
- 输入欠压(UV)检测可防止关机时输出的不良波动
- 输入过压(OV)关断增强了对输入浪涌的耐受力
- 迟滞值较大，可实现精确的热关断(OTP)

高级封装选项

- eDIP™-12封装：
 - 通用输入、带PCB/金属散热片具有43 W/117 W输出功率能力
 - 薄型水平放置的特点适合超薄设计
 - 可将热传导至PCB和散热片
 - 可加装一个散热片，提供相当于TO-220封装的热阻抗
- eSIP™-7C封装：
 - 通用输入电压范围内可提供177 W通用输出功率能力
 - 立式封装的特点可缩小PCB占用面积
 - 可通过夹片方式快速安装散热片，提供相当于TO-220封装的热阻抗
- eSOP™-12封装：
 - 通用输入电压范围内可提供66 W通用输出功率能力
 - 薄型表面贴装的特点适合超薄设计
 - 热量可以通过裸露的金属片和源极引脚传导至PCB
 - 支持波峰焊或回流焊



PI-5578-090309

图1. 典型的反激式应用



图2. 封装选项：

- 增大了到漏极引脚的爬电距离
- 散热片与源极相连，从而降低了EMI

说明

TOPSwitch™-JX以经济高效的方式将一个725 V的功率MOSFET、高压开关电流源、多模式PWM控制器、振荡器、热关断保护电路、故障保护电路及其他控制电路集成在一个单片器件内。

典型应用

- 笔记本适配器
- 通用适配器
- 打印机
- LCD显示器
- 机顶盒
- PC或LCD电视机待机电源
- 音频放大器

输出功率额定值

参见下一页。

输出功率表

产品 ⁵	PCB铺铜区域 ¹				产品 ⁵	金属散热片 ¹			
	230 VAC ±15% ⁴		85-265 VAC			230 VAC ±15% ⁴		85-265 VAC	
	适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³		适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³
TOP264VG	21 W	34 W	12 W	22.5 W	TOP264EG/VG	30 W	62 W	20 W	43 W
TOP264KG	30 W	49 W	16 W	30 W					
TOP265VG	22.5 W	36 W	15 W	25 W	TOP265EG/VG	40 W	81 W	26 W	57 W
TOP265KG	33 W	53 W	20 W	34 W					
TOP266VG	24 W	39 W	17 W	28.5 W	TOP266EG/VG	60 W	119 W	40 W	86 W
TOP266KG	36 W	58 W	23 W	39 W					
TOP267VG	27.5 W	44 W	19 W	32 W	TOP267EG/VG	85 W	137 W	55 W	103 W
TOP267KG	40 W	65 W	26 W	45 W					
TOP268VG	30 W	48 W	21.5 W	36 W	TOP268EG/VG	105 W	148 W	70 W	112 W
TOP268KG	46 W	73 W	30 W	50 W					
TOP269VG	32 W	51 W	22.5 W	37.5 W	TOP269EG/VG	128 W	162 W	80 W	120 W
TOP269KG	50 W	81 W	33 W	55 W					
TOP270VG	34 W	55 W	24.5 W	41 W	TOP270EG/VG	147 W	190 W	93 W	140 W
TOP270KG	56 W	91 W	36 W	60 W					
TOP271VG	36 W	59 W	26 W	43 W	TOP271EG/VG	177 W	244 W	118 W	177 W
TOP271KG	63 W	102 W	40 W	66 W					

表1. 输出功率表

注释:

1. 详细信息请参见主要应用指南部分。
2. 最大连续输出功率是在典型的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。
3. 最大连续输出功率是在敞开式设计、环境温度为+50 °C的条件下测量得到的。
4. 230 VAC或110/115 VAC倍压整流。
5. 封装: E: eSIP-7C, V: eDIP-12, K: eSOP-12。参见“元件订购信息”部分。

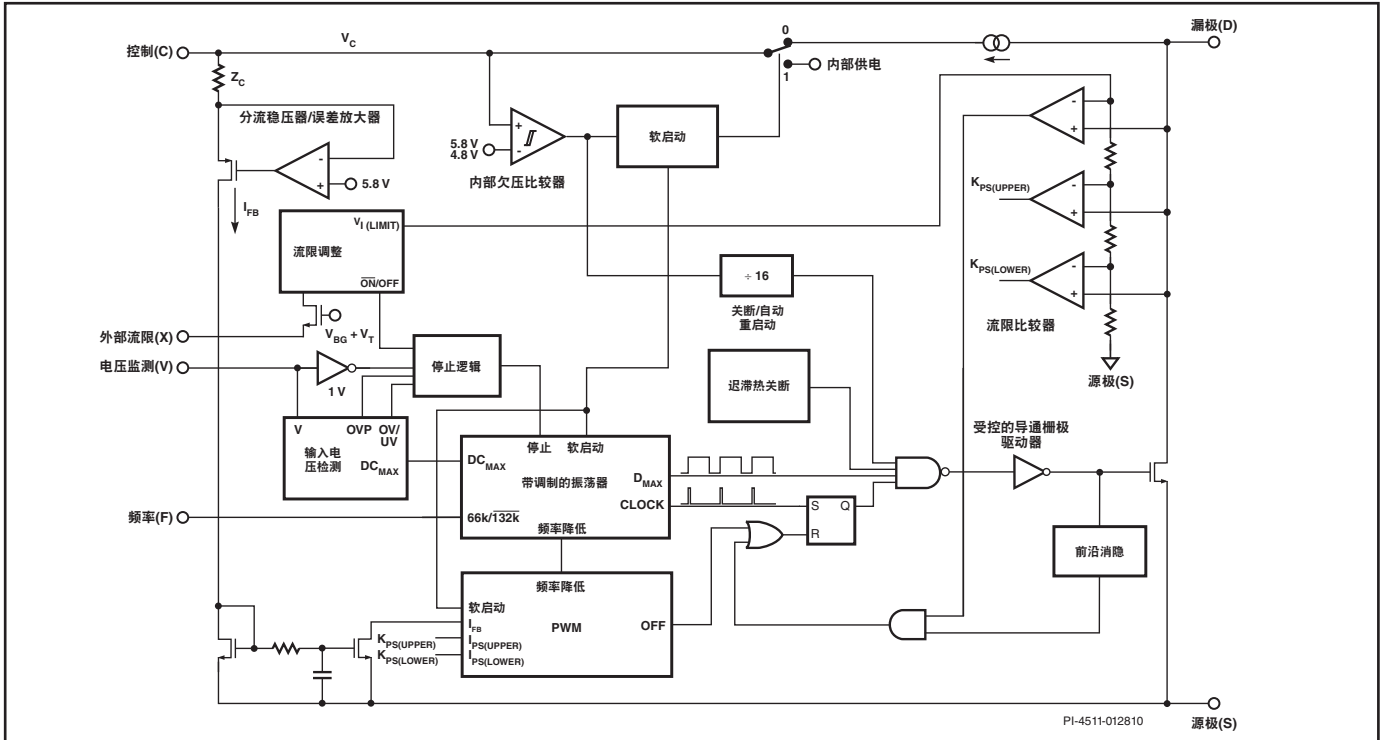


图3. 功能框图

引脚功能描述

漏极(D)引脚:

高压功率MOSFET漏极引脚。通过内部的开关高压电流源提供启动偏置电流。漏极电流的内部流限检测点。

控制(C)引脚:

误差放大器及反馈电流的输入脚，用于占空比控制。与内部分流稳压器相连接，提供正常工作时的内部偏置电流。也用作电源旁路和自动重启/补偿电容的连接点。

外部流限(X)引脚:

用于外部流限调节、远程ON/OFF控制及器件复位的输入引脚。连接至源极引脚则禁用此引脚的所有功能。此引脚不应该悬空。

电压监测(V)引脚:

用于过压(OV)、欠压(UV)、降低DC_{MAX}的输入电压前馈、输出过压保护(OVP)和远程ON/OFF控制的输入引脚。连接至源极引脚则禁用此引脚的所有功能。此引脚不应该悬空。

频率(F)引脚:

选择输入引脚：如果连接到源极引脚则开关频率为132 kHz，连接到控制引脚则开关频率为66 kHz。此引脚不应该悬空。

源极(S)引脚:

此引脚是输出MOSFET的源极连接点，用于高压功率的回路。它也是初级控制电路的公共点及参考点。

无连接(NC)引脚:

内部不相连的悬空电位引脚。

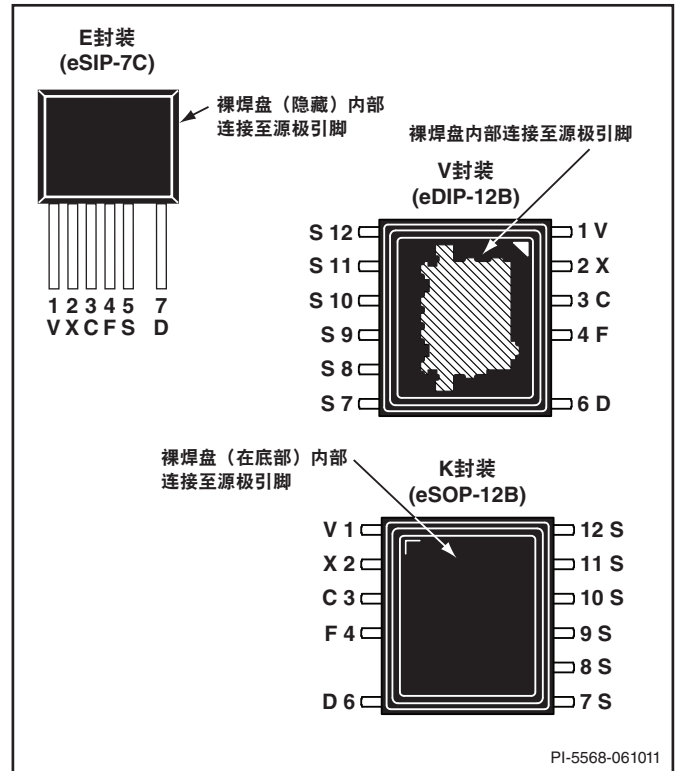
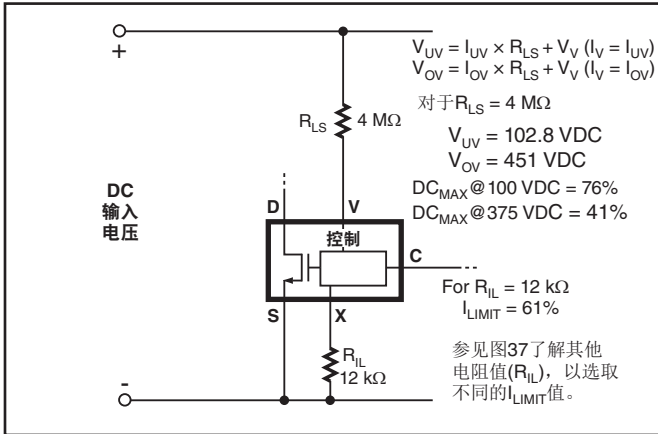


图4. 引脚配置 (顶视图)



PI-5579-111210

图5. 封装输入电压检测和外部设定流限

TOP264-271功能描述

与TOPSwitch-HX类似, TOP264-271也是一款集成式开关电源芯片, 能将控制引脚输入电流转化为高压功率MOSFET开漏输出的占空比。在正常工作情况下, 功率MOSFET的占空比随控制引脚电流的增大而线性减少, 如图6所示。

TOP264-271除了同三端TOPSwitch一样, 具有高压启动、逐周期电流限制、环路补偿电路、自动重新启动、热关断等特性外, 还综合了多项能降低系统成本、提高电源性能和设计灵活性的附加功能。此外, TOP264-271采用了专利高压CMOS技术, 能以高成本效益的方式将高压功率MOSFET和所有低压控制电路集成到一个单片集成电路中。

TOP264-271使用频率、电压监测和外部流限三个端子来实现一些新的功能。将如上引脚与源极引脚连接时, TOP264-271以类似TOPSwitch的三端模式工作。然而, 即使在此种模式下, TOP264-271仍能实现如下多项功能而无需其他外围元件:

1. 完全集成的17 ms软启动, 通过从低到高扫描限流点和频率以限制启动时的峰值电流和电压, 可以显著降低或消除大多数应用中的输出过冲。
2. 最大占空比(DC_{MAX})可达78%, 允许使用更小的输入存储电容, 所需输入电压更低或具备更大输出功率能力。
3. 采用多模式工作, 可以优化和提高整个负载范围内的电源效率, 同时保持多路输出电源中良好的交叉调整率。
4. 采用132 kHz的开关频率, 可减少变压器尺寸, 并对EMI没有显著影响。
5. 频率调制降低了高负载时全频模式下的EMI。

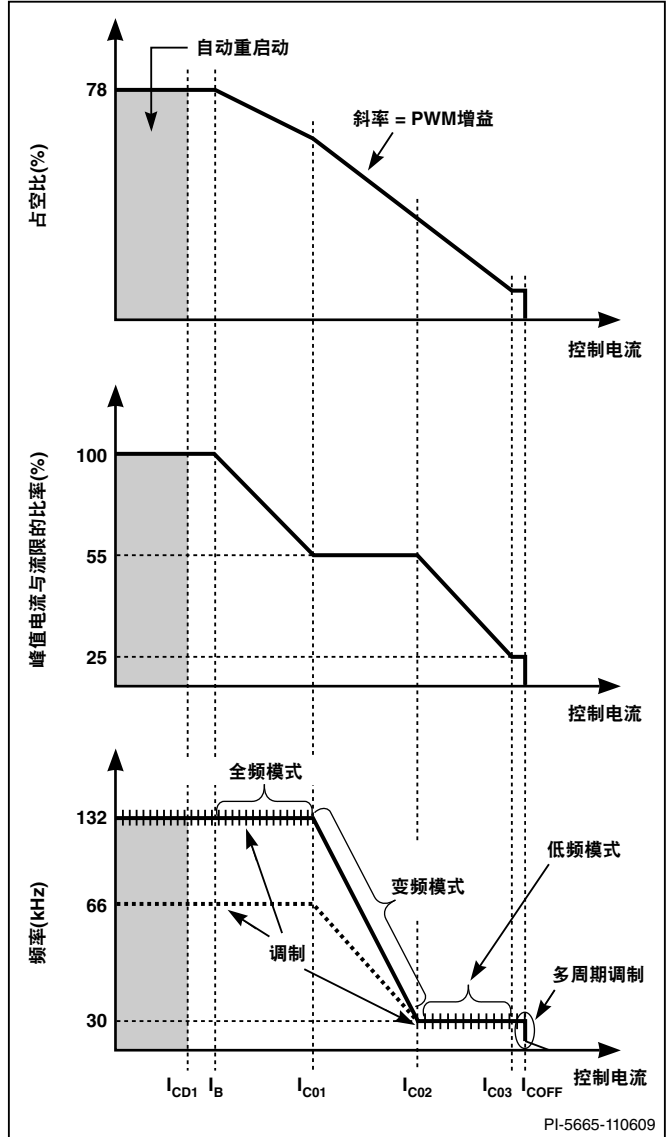


图6. 控制引脚特性 (多模式工作)

6. 迟滞过温关断可确保实现热故障保护。
7. 采用缺省引脚及引线的封装, 可提供更大的漏极爬电距离。
8. 降低自动重启占空比和频率可以增强在开环故障、短路或电压失调状况下对电源和负载的保护能力。
9. 功率系数(I^2f)、限流点降低、PWM增益和热关断阈值的公差更为严格。

电压监测(V)引脚通常用于输入电压检测,通过一个4 M Ω 电阻与经整流的高压直流总线连接,能设定过压(OV)、欠压(UV)和降低DC_{MAX}的双斜率输入电压前馈。在此模式之下,电阻值确定OV/UV的阈值,且DC_{MAX}开始呈双斜率线性减少,提高了输入电压纹波抑制。此外,它还提供其它阈值来设定锁存和迟滞输出过压保护(OVP)。此引脚还可通过I_{UV}阈值用于远程ON/OFF。

外部流限(X)引脚可以通过一个电阻与源极连接,从外部将流限降低到接近工作峰值的电流。此引脚还可用于远程ON/OFF控制及输入。

频率引脚(F)与源极相连时将全频PWM模式下的开关频率设置为132 kHz的缺省值。而与控制引脚连接时,频率减半为66 kHz。此引脚最好不要悬空。

控制(C)引脚工作

控制引脚是提供供电和反馈电流的低阻抗节点。在正常工作期间,分流稳压器用来将反馈信号从供电电流中分离出来。控制引脚电压V_C是控制电路(包括MOSFET栅极驱动在内)的供电电压。应在控制极及源极引脚间就近放置一个外部旁路电容以提供瞬时栅极驱动电流。连接到控制脚的所有电容也用于设定自动重新启动时序,同时用于环路补偿。

启动时,整流后的直流高压加在漏极引脚上,MOSFET起初处于关断状态,通过连接在漏极和控制引脚间的高压电流源对控制电容充电。当控制引脚电压V_C接近5.8 V时,控制电路被激活并开始软启动。在17 ms左右的时间内,软启动电路使漏极峰值电流和开关频率从很低的起始值逐渐上升到全频最大漏极峰值电流。在软启动结束时,如果没有外部反馈/供电电流流入控制引脚,则内部高压开关电流源关断,控制引脚开始根据控制电路所吸收的供电电流的大小开始放电。如果电源设计正确,而且不存在开环或输出短路等故障时,在控制引脚放电到接近下限阈值电压4.8 V之前时(内部电源欠压锁存阈值),反馈环路将闭合,向控制引脚提供外部电流。当外部流入的电流将控制引脚充电到5.8 V分流稳压器电压时,超过芯片所消耗的电流将通过NMOS电流镜分流到源极引脚,如图3所示。NMOS电流镜的输出电流控制功率MOSFET的占空比,实现闭环调节。在初级反馈结构中,分流稳压器很低的输出阻抗Z_C决定了误差放大器的增益。控制脚的动态阻抗Z_C和外接控制脚的电容一起共同决定控制环路的主极点。

当出现开环或短路等故障而使外部电流无法流入控制引脚时,控制引脚上的电容开始放电,达到4.8 V时激活自动重新启动电路而关断MOSFET输出,使控制电路进入低电流的待机模式。高压

电流源再次接通并对外接电容充电。内部带迟滞的电源欠压比较器通过使高压电流源通断来保持V_C值处在4.8 V到5.8 V的区域内,如图8所示。自动重新启动电路中有一个除16的计数器,仅在计满(S15)时才接通输出MOSFET,用以防止输出MOSFET在十六个放电-充电周期过去前重新导通。通过将自动重新启动的占空比减到典型值2%,可有效地限制TOP264-271的功耗。自动重新启动模式将不断循环工作直到输出电压稳压通过闭合反馈环路重新进入受控状态为止。

振荡器和开关频率

内部振荡器使内部电容在两个设定的电压值间线性充放电,以产生脉宽调制解调器所需的三角波电压。在每个周期的起点,振荡器将脉宽调制解调器/电流限制的触发器电路置位。

全开关频率一般选择为132 kHz,这使变压器尺寸最小且EMI频率低于150 kHz。频率引脚与控制脚短接时,全开关频率降至66 kHz(半频),这种特性在对噪声敏感的视频应用或高效率待机模式中非常有用。如果频率引脚与源极引脚相连,则开关频率为缺省值132 kHz。

为使EMI电平更低,全频PWM模式下,66 kHz开关频率大约在 ± 2.5 kHz的范围内或132 kHz工作频率在大约 ± 5 kHz的范围内以250 Hz(典型值)的速率抖动(进行频率调制),如图7所示。当系统进入固定漏极峰值电流的变频模式后,频率调制将关闭。

脉宽调制器

脉宽调制器通过驱动输出MOSFET来实现多模式控制,其占空比与流入控制脚超过芯片内部消耗所需要的电流成反比(见图6)。反馈误差信号以过电流的形式,由一个典型转折频率为7 kHz的RC滤波电路进行滤波,以降低芯片电源电流中由MOSFET栅极驱动产生的开关噪声。

要优化电源效率,需要实施四个不同的控制模式。在最大负载条件下,调制器将在全频PWM模式下进行工作,随着负载的降低,调制器将自动依次切换到变频PWM模式和低频PWM模式。在轻负载条件下,控制方式将从PWM控制切换到多周期调制控制,调制器在多周期调制模式下进行工作。虽然不同模式的工作方式有所不同,但为了实现模式间的平滑切换,图6中所示的占空比和控制引脚过电流之间的简单关系是通过所有三种PWM模式来维持的。请参见以下部分,了解每种模式以及模式间切换的详细信息。

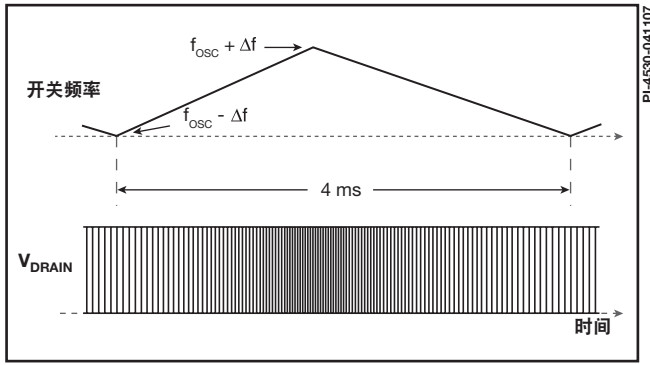


图7. 开关频率调制 (理想化的 V_{DRAIN} 波形)

全频PWM模式: 控制电流(I_C)达到 I_B 后, PWM调制器进入全频PWM模式。在此模式下, 平均开关频率保持为 f_{OSC} 不变(引脚可选频率为132 kHz或66 kHz)。 I_C 超过 I_B 时, 导通时间会缩短, 占空比因而从 DC_{MAX} 减小。这种工作方式与所有TOPSwitch产品系列的PWM控制相同。TOP264-271只在此模式下进行工作的条件是: 逐周期峰值漏极电流保持在 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT(set)}$ 以上, 其中 $k_{PS(UPPER)}$ 为55% (典型值), $I_{LIMIT(set)}$ 是通过外部流限(X)引脚在外部设置的电流限值

变频PWM模式: 峰值漏极电流由于电压负载下降而降低到 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT(set)}$ 时, PWM调制器开始切换到变频PWM模式, 并逐渐关闭频率。在此模式下, 峰值漏极电流将保持为 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT(set)}$ 不变, 同时开关频率会从初始全频 f_{OSC} (132 kHz或66 kHz)下降到最小频率 $f_{MCM(MIN)}$ (典型值为30 kHz)。占空比减小是通过延长关断时间来完成的。

低频PWM模式: 开关频率达到 $f_{MCM(MIN)}$ (典型值为30 kHz)时, PWM调制器开始切换到低频模式。在此模式下, 开关频率保持为 $f_{MCM(MIN)}$ 不变且占空比减小, 工作方式与缩短导通时间的全频PWM模式类似。峰值漏极电流从初始值 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT(set)}$ 下降到最小值 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT(set)}$, 其中 $k_{PS(LOWER)}$ 为25% (典型值), $I_{LIMIT(set)}$ 是通过X引脚在外部设置的电流限值。

多周期调制模式: 峰值漏极电流降到 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT(set)}$ 时, 调制器便会切换到多周期调制模式。在此模式下, 每次导通时, 调制器都会启用输出开关, 维持时间为 $T_{MCM(MIN)}$, 开关频率为 $f_{MCM(MIN)}$ (30 kHz下4或5次连续脉冲), 峰值漏极电流为 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT(set)}$, 并且将保持关断, 直到控制引脚下降到 $I_{C(OFF)}$ 以下。这种工作模式不仅能保持较低的峰值漏极电流, 而且还能

使谐波频率下降到6 kHz到30 kHz之间。这样可以避免变压器谐振频率, 从而极大地抑制潜在的变压器噪声。

最大占空比

最大占空比 DC_{MAX} 按缺省值78% (典型值) 设定。但是, 当输入电压监测引脚通过适当的电阻 (典型值为4 M Ω) 与经整流的直流高压总线相连时, 随着输入电压从88 V升高到380 V (具有双增益斜率), 最大占空比可以从78%降至40% (典型值)。

误差放大器

分流稳压器也可在初级反馈应用中用作误差放大器。分流稳压器的电压由一个具有温度补偿的带隙基准提供。控制脚的动态阻抗 Z_C 设置误差放大器的增益。控制脚将外部电路信号箝位在 V_C 电压的水平。控制脚超出供电电流的部分将被误差放大器隔离, 并成为脉宽调制器的反馈电流 I_{FB} 。

可外部编程的片内流限

逐周期的峰值漏电流限制电路以MOSFET的导通电阻作为电流采样电阻。流限比较器将输出MOSFET导通状态下的漏-源极电压 $V_{DS(ON)}$ 与一个阈值电压相比较。漏电流太大将使 $V_{DS(ON)}$ 超过阈值电压并在下一个时钟周期开始前关断输出MOSFET。流限比较器的阈值电压采用温度补偿, 使输出MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 随温度所产生的变化对流限的影响最小。TOP264-271的缺省流限值已在内部预先设定。但可通过连接在外部流限(X)引脚和源极引脚间的电阻, 从外部将流限控制在缺省流限值的30%到100%之间。由于较大的TOP264-271的 $R_{DS(ON)}$ 值较小, 通过设定较低的流限值, 选择超出所需功率的TOP264-271, 利用它较低的 $R_{DS(ON)}$ 来获得更高效率/减少散热片面积。通过连接在外部流限(X)引脚和经整流的直流高压总线间的电阻, 流限随输入电压的增高而降低, 可实现真正的不受电压变化影响的功率限定工作。使用RCD箝位电路时, 这种功率限制技术能降低高压输入时的最大箝位电压。能实现更高反射电压的设计并降低箝位损耗。

输出MOSFET刚导通时, 前沿消隐电路将流限比较器抑制片刻。在设置前沿消隐时间后, 如果电源设计正确, 电源初级侧电容产生的电流尖峰及次级端整流器的反向恢复时间不会引起开关脉冲的提前误关断。在前沿消隐时间过后不久, 流限便会下降。这是由MOSFET的动态特性决定的。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。

输入欠压检测(UV)

在上电时, UV可使TOP264-271在输入电压达到欠压阈值前保持关断; 在断电时, UV防止它在输出失调后自动重新启动。在断电时, UV防止它在输出失调后自动重新启动。在待机电源等应用

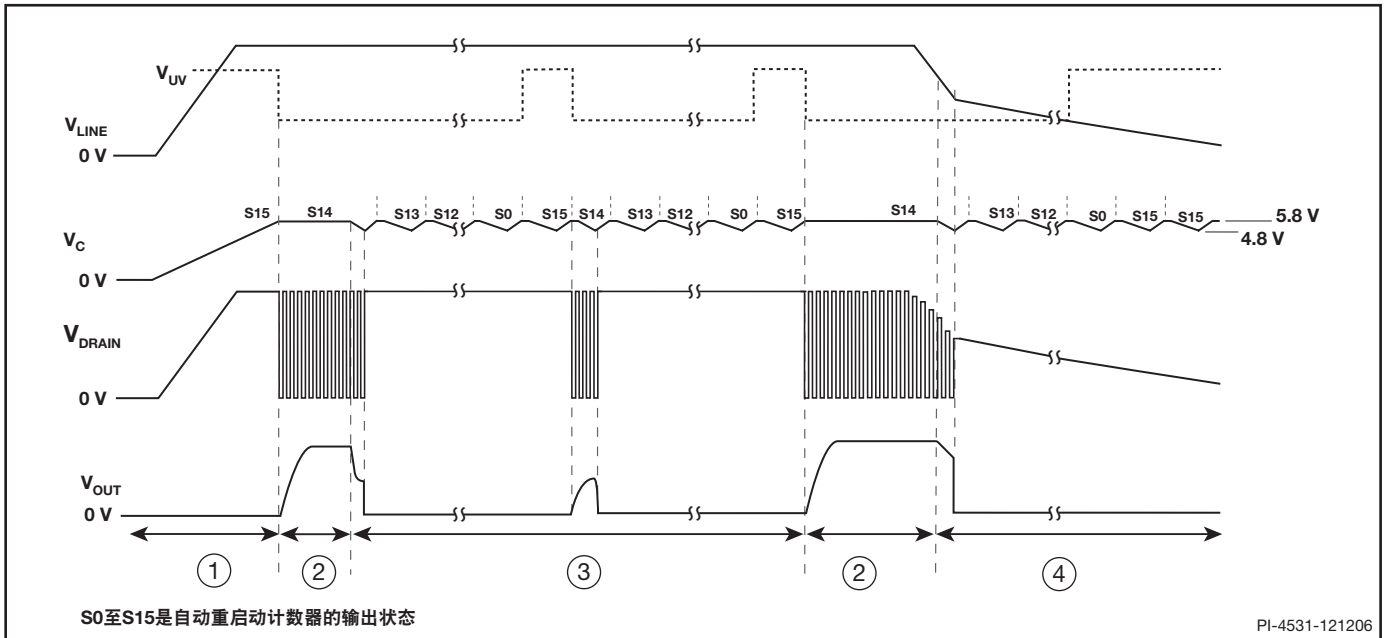


图8. (1) 上电 (2) 正常工作 (3) 自动重启动 (4) 电源关断时的典型波形

中，它能防止关断时由输入大容量电容缓慢放电而产生的干扰。上电时，UV阈值由连接在电压监测和经整流的高压总线间的单电阻设定。电源接通后，UV阈值降到初始阈值的44%，使输入电压的工作范围更宽（UV下限阈值）。工作时，如果在电源未失调的情况下达到UV下限，则此器件将保持关断，直到UV达到上限为止。如果电源在达到UV下限前电源失调，则器件将自动重启动。在每个自动重启动周期末(S15)，UV比较器会被启动。此时若没有超过UV上限值，则MOSFET在下一个周期内关断（见图8）。UV特性可单独使用，而与OV特性无关。

输入过压关断(OV)

用于设置UV欠压阈值的电阻也用于设置过压保护的阈值，当超过阈值时就会立即强制TOP264-271停止开关（完成当前开关周期后）。如果此情况持续至少100 μs，TOP264-271输出将被强制进入关断状态。当输入电压恢复正常时（OV阈值有少量迟滞以防止噪声引发关断），状态调节器会设置为S13，并强制TOP264-271在尝试再次开关之前先通过整个自动重启动序列。从图9可见OV和UV的比率设为4.5。当MOSFET关断时，由于没有反射电压和漏电感尖峰电压叠加到漏极，经整流的直流高压抗浪涌冲击的能力增大到MOSFET的额定电压(725 V)。OV功能可以被屏蔽，而与UV功能应用无关。

为了降低TOP264-271设计的空载输入功率，V引脚工作电流很低。这就需要在设计PCB时认真考虑布局注意事项，以避免噪声耦合。连接至V引脚的通路及元件都不能与承载开关电流的任何通路相邻。这些因素包括漏极、箝位网络、偏置绕组或来自其它转换器的供电走线。如果使用了输入电压检测特性，则检测电阻必须置于V引脚的10 mm以内，以减小和V引脚相连的节点的面积。然后将直流总线连接至输入电压检测电阻。注意，不能给V引脚接外接电容，否则会造成V引脚功能误动作。

迟滞型或锁存型输出过压保护(OVP)

迟滞型或锁存型输出过压保护(OVP)的检测都是通过触发输入过压阈值来实现的。V引脚的电压将下降0.5 V，控制器会在电压下降后立即测量外部所连阻抗。如果 I_V 比 $I_{OV(LS)}$ （典型值为336 μA）时间长100 μs，TOP264-271将永久关断以锁存OVP。只有在 I_X 超过 $I_{X(TH)} = -27 \mu A$ （典型值）或 V_C 低于上电复位阈值($V_{C(RESET)}$)时，它才会复位并恢复正常。如果 I_V 没有超过 $I_{OV(LS)}$ 或时间不超过100 μs，TOP264-271将启动输入过压保护，进入迟滞型OVP。其行为与前面一节详细介绍的输入过压关断(OV)相同。在因反馈信号失效而导致故障的情况下，输出电压将快速上升并超过额定电压。输出电压的增大同时也会导致偏置绕组输出端电压的增大。当偏置绕组输出端的电压超过连接于偏置绕组输出端和V引脚的齐纳稳压管的额定电压与V引脚电压的总和时，将导致引入V引脚的电流超过 I_V ，从而触发过压保护功能。

如果工作电源负载较重或在低压输入条件下，将会出现开环，输出电压可能不会显著上升。在出现这些情况时，锁存将不会关断直至负载或输入电压发生变化。尽管如此，在输入电压或负载状况发生变化时，通过阻止电压的大幅上升依然可以提供所需的保护。在TOP264-271典型应用中，如果出现开环，其初级侧OVP保护将会阻止额定输出电压(12 V)上升至20 V之上。如果要求更为精准，推荐使用次级侧检测OVP电路。

降低DC_{MAX}的输入电压前馈

设置UV和OV的电阻同时也用于产生输入电压前馈，使输出纹波最小并减小了输入电压瞬态变化时对输出的影响。值得注意的是，对于相同的控制脚电流，更高的输入电压会使占空比更小。另外，最大占空比DC_{MAX}也从略低于UV阈值时的78%（典型值）降至OV阈值时的36%（典型值）。在较高输入电压下，选择DC_{MAX}为36%可确保TOP264-271的功率在正常工作时不会受到此特性的限制。TOP264-271因使用以下两种降低斜率而更适合于前馈：所有总输入电压每 μA 比195 V小-1%（4 M Ω 线路阻抗的典型值）及所有总输入电压每 μA 比195 V大-0.25%。

远程ON/OFF

TOP264-271可通过控制流入电压监测引脚或流出外部流限引脚的电流来导通或关断。另外，电压监测引脚上连有1 V的输入阈值比较器，此电压阈值也可用于实现远程开/关控制。此电压阈值也可用于实现远程开/关控制。

当电压监测引脚或外部流限引脚接收到OV、UV和远程开/关等功能产生的禁止输出信号时，TOP264-271总是在完成当前的开关周期后，才强制关断输出。

如上所述，远程开/关功能可用作TOP264-271的待机或电源开关，使之长时间处于极低功耗状态。如果TOP264-271处于远程关断状态的时间可使控制引脚内部放电到4.8 V内部欠压阈值（47 μF 的控制引脚电容约需时32 ms），则控制引脚进入迟滞调节模式。在此模式下，控制引脚在4.8 V到5.8 V间进行充放电周期转换（见上述控制脚工作原理一节），并彻底放完高压直流输入，而且功耗很低（230 VAC输入时，X引脚开路时的典型值<160 mW）。进入此模式后，当TOP264-271被远程接通，它

电压监测及外部电流流限引脚表*

插图编号	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
三端工作	✓											
输入欠压(UV)		✓	✓	✓						✓	✓	
输入过压(OV)		✓	✓		✓					✓	✓	
输入电压前馈(DC _{MAX})		✓	✓							✓	✓	
输出过压保护(OVP)			✓									
过载功率限制(OPP)							✓					
外部流限						✓	✓		✓	✓	✓	✓
远程ON/OFF								✓	✓	✓		
器件复位								✓	✓	✓		
快速AC复位												✓
AC电压缓降												✓

*此表格仅仅列举了部分输入电压监测和外部流限引脚可能采用的配置。

表2. 电压监测(V)和外部流限(X)引脚的配置选项

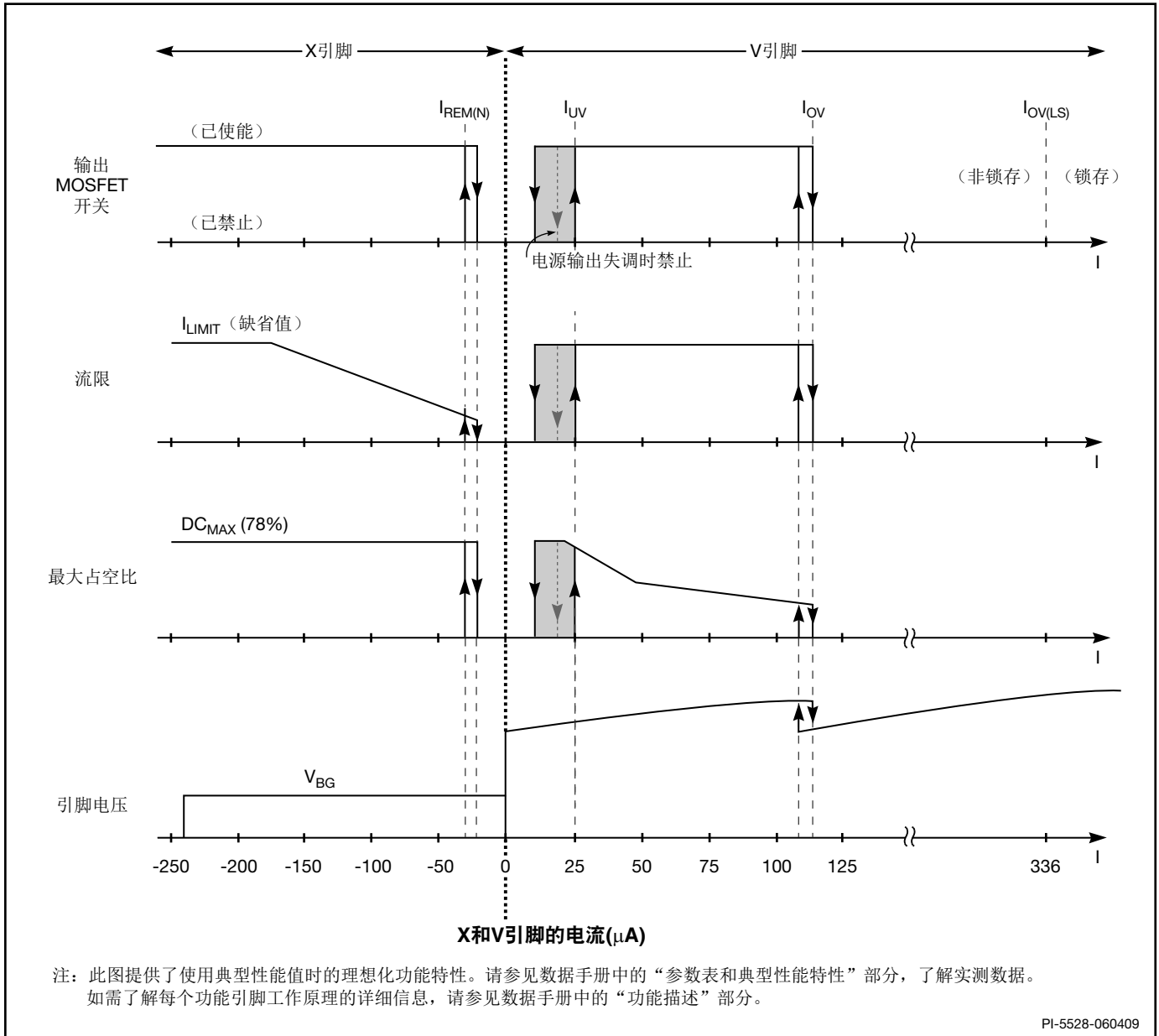


图9. 电压监测和外部流限引脚的特性曲线

在控制引脚电压再次达到5.8 V时执行正常的软启动程序。在最差情况下，从远程开启到启动的延迟时间可与控制引脚的整个充放电时间相同，即47 μF 控制引脚电容需时约为125 ms。这种降低功耗的远程关断模式可省去昂贵且不可靠的线上机械开关。接通和关断序列也可用微处理器来控制，正如喷墨和激光打印机等应用中所要求的那样。

软启动

17 ms软启动通过从低频PWM模式起到变频PWM模式再到全频模式的切换工作，漏极峰值电流和开关频率呈线性从最小值增加最大值。除启动时外，软启动在每次自动重新启动时也会被激活，包括在远程关断或热关断后的自动重新启动和控制引脚电压(V_C)进入迟滞调节的重新启动。这不仅有效地将输出MOSFET、箝位电路和输出整流管在启动时的电流和电压应力降至最低。还有助于使输出过冲最小，防止启动期间的变压器饱和。

关断/自动重启(适用于OCP、SCP及OPP)

为了降低故障(比如过流, 短路或过功率)时的TOP264-271功率耗散, 关断/自动重启电路在输出电压持续失调时, 以通常为2%的自动重启占空比对电源进行开关操作。失调中断外部电流流入控制引脚, V_C 调节也从分流模式进入迟滞自动重启模式, 在控制脚工作一节中有所介绍。故障消除后, 电源输出变为可调, V_C 调节也进入分流模式, 电源又恢复正常工作。

迟滞过温保护(OTP)

TOPSwitch-JX由精密的模拟电路提供温度保护, 当结温超过热关断温度(典型值142 °C)时, 该电路就关断输出MOSFET, 当结温冷却到迟滞温度以下时, 自动恢复并重新正常工作。当结温冷却到迟滞温度以下时, 自动恢复并重新正常工作。采用75 °C(典型值)的迟滞可防止因持续故障而使PC板出现过热现象。当电源过热关断后, V_C 的调节进入迟滞模式, 控制引脚上的波形为4.8 V到5.8 V间(典型值)三角波形。

带隙基准

TOP264-271内部所有的关键电压均来自于一个具有温度补偿的带隙基准。此基准电压用于产生所有其他内部电流基准, 经调整此电流基准能精确设定开关频率、MOSFET栅极驱动电流、流限和线路OV/UV/OVP阈值。TOP264-271改善了电路性能, 使以上这些重要参数的绝对公差更严格, 且相对于温度的变化更小。

高压偏置电流源

在启动或迟滞模式工作时, 高压电流源从漏极引脚输入, 为TOP264-271器件提供偏置, 并对控制脚的外接电容充电。在自动重启、远程关断和过温关断时, 器件进入迟滞工作模式。此时电流源通断的有效占空比约为35%, 此占空比由控制引脚充电(I_C)和放电电流(I_{CD1} 和 I_{CD2})的比率决定。正常工作情况下, 输出MOSFET接通, 此电流源关断。电流源开关可以在漏极电压波形上产生小干扰, 但这属于正常情况。

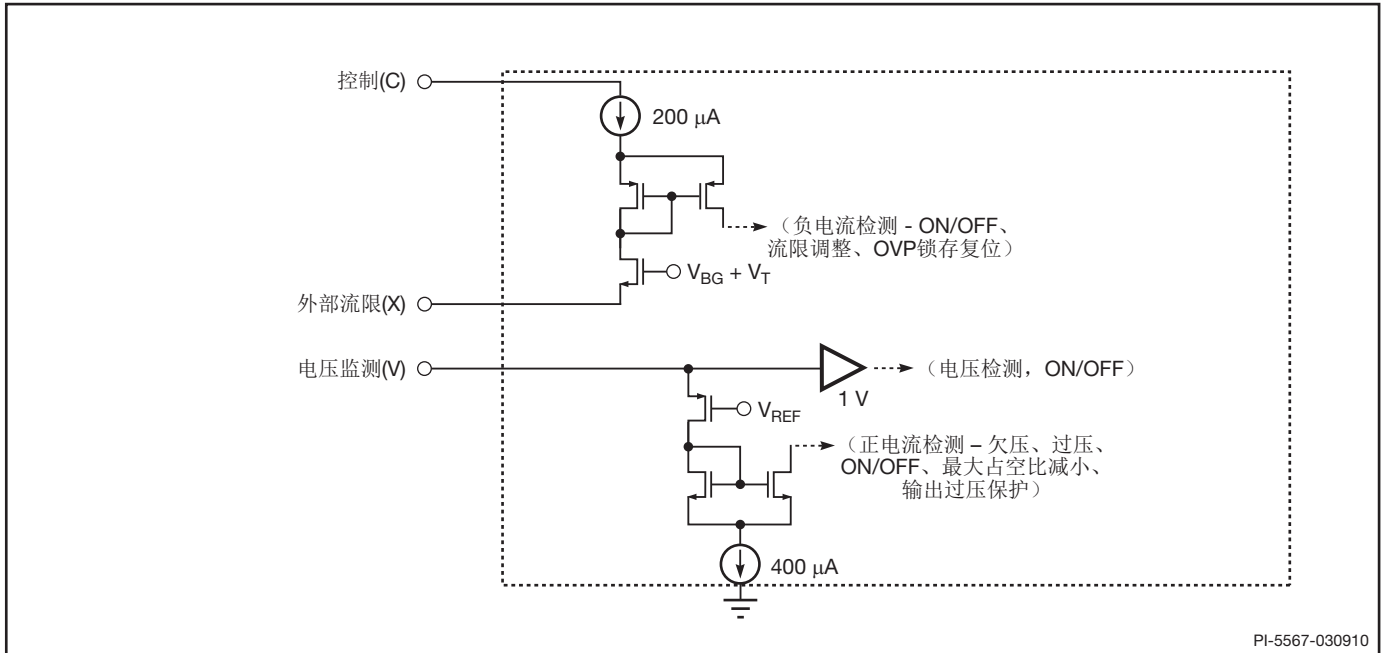


图10. 电压监测(V)和外部流限(X)引脚输入简图

频率(F)引脚的典型应用

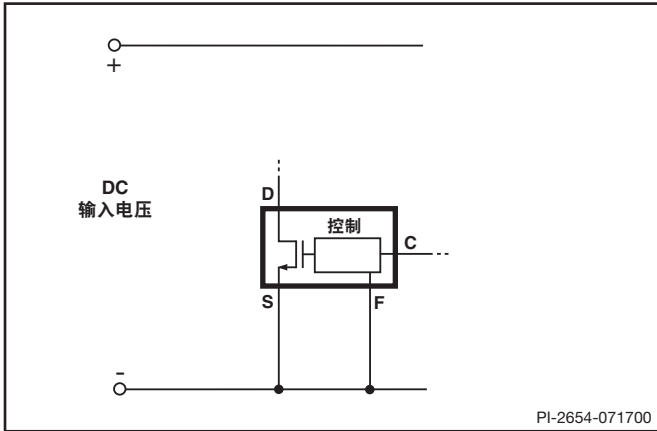


图11. 图 13. 全频工作 (132 kHz)

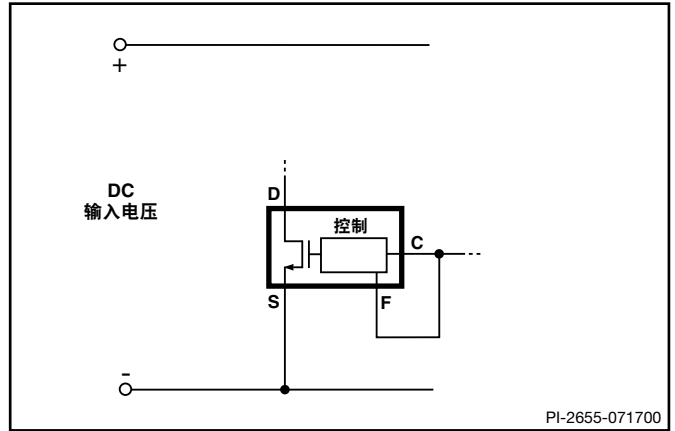


图12. 半频工作(66 kHz)

电压监测(V)和外部流限(X)引脚的典型使用方法

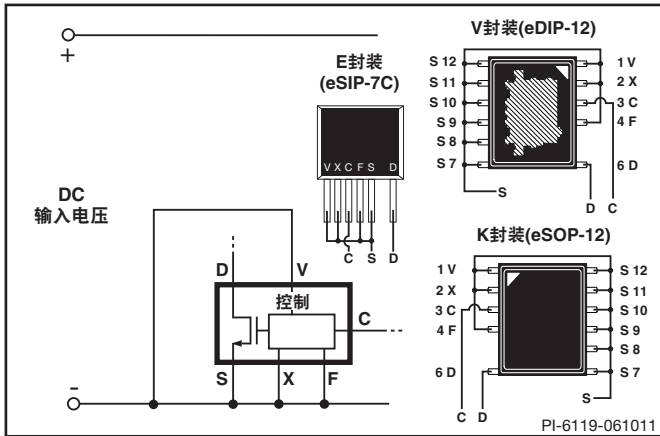


图13. 三端工作（电压监测和外部流限功能被禁用。频率引脚与源极或控制引脚相连。）

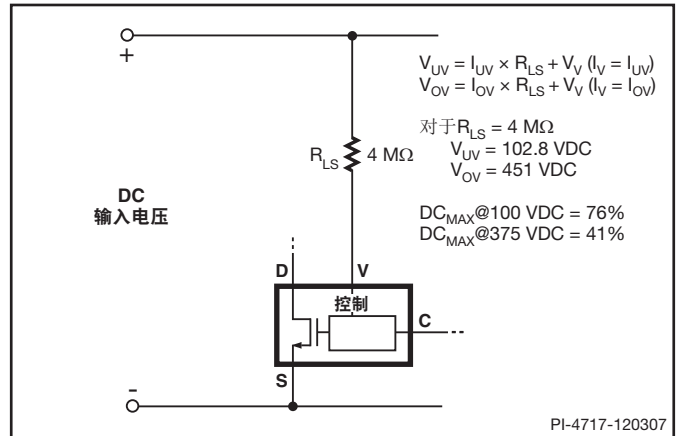


图14. 实现欠压、过压和输入电压前馈的输入电压检测

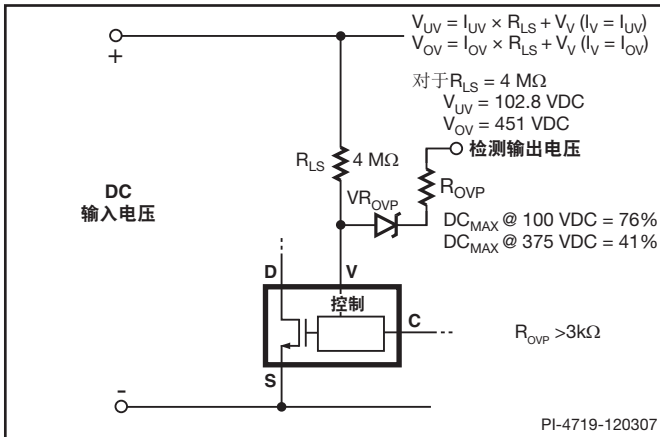


图15. 实现欠压、过压和输入电压前馈及迟滞输出过压保护的输入电压检测

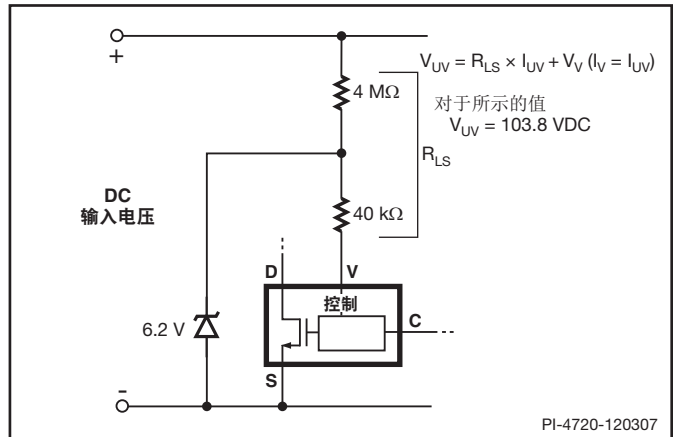


图16. 仅实现欠压的输入电压检测（禁用过压）

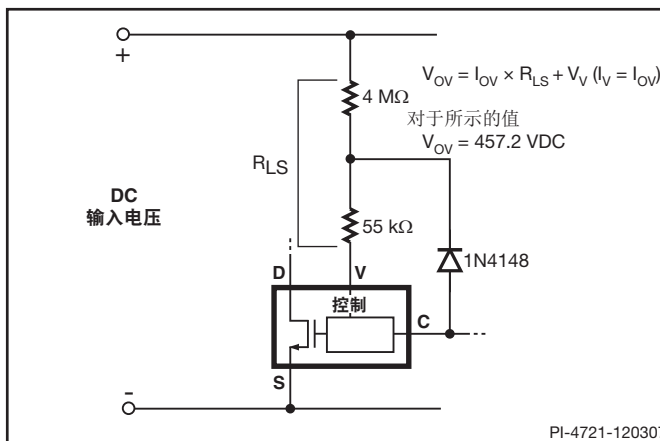


图17. 仅实现过压的输入电压检测（禁用欠压）。低压时会降低最大占空比，输入电压升高时最大占空比进一步降低

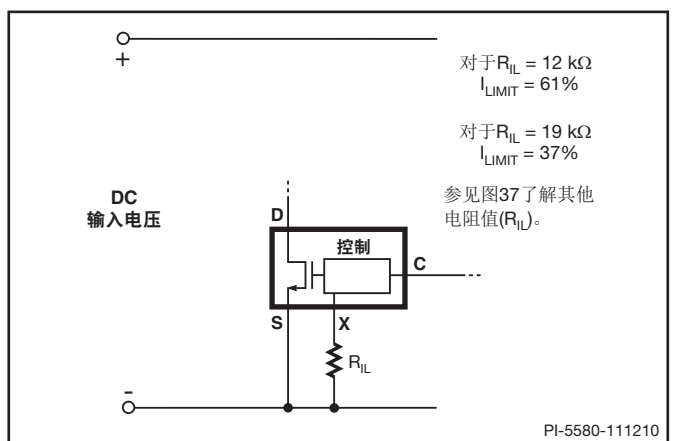


图18. 外部设定流限

电压监测(V)和外部流限(X)引脚的典型使用方法 (续上)

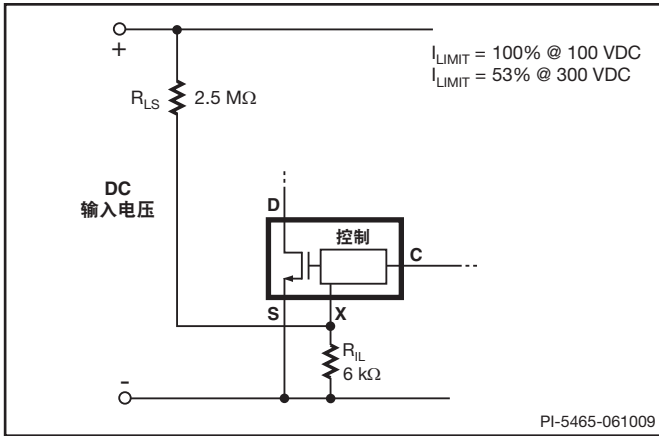


图19. 流限随输入电压降低而降低

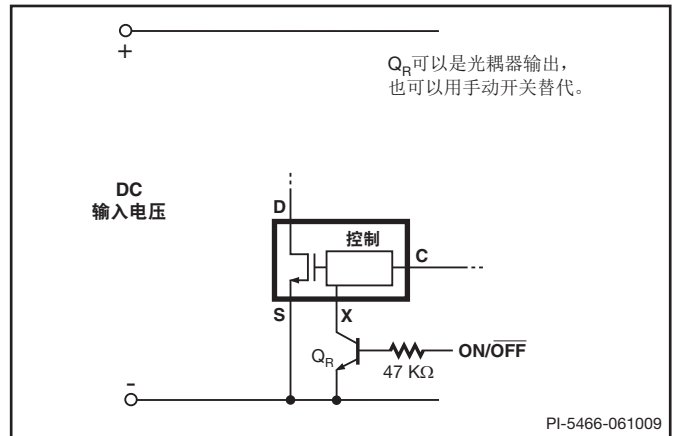


图20. 启动 (自动防故障) 远程ON/OFF与锁存复位

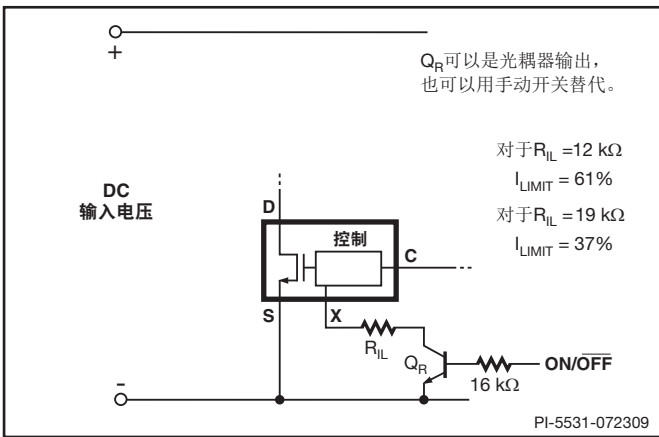


图21. 用外部设定流限来启动远程ON/OFF与锁存复位

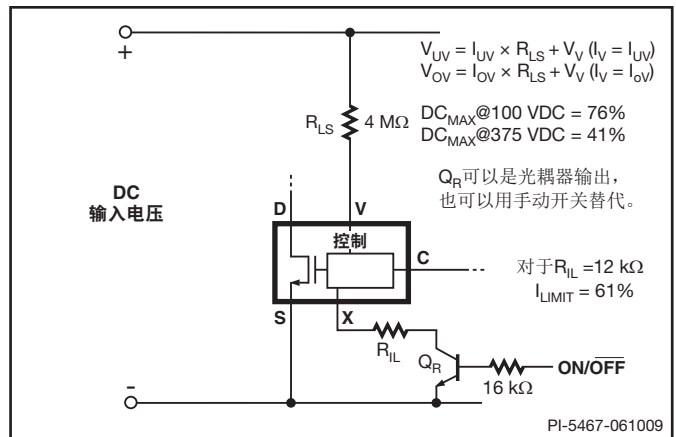


图22. 用输入电压检测和外部设定流限来启动远程ON/OFF与锁存复位

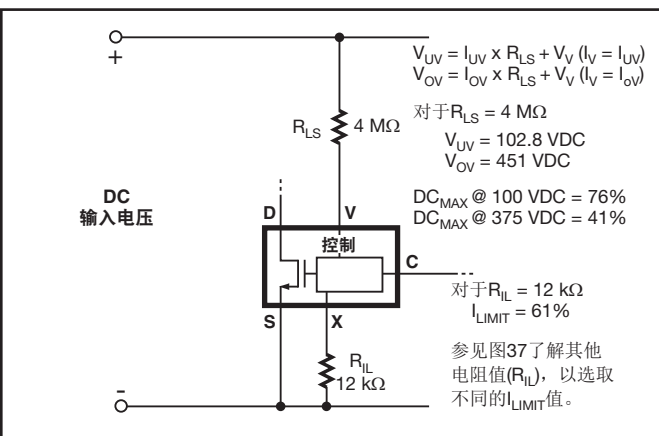


图23. 输入电压检测和外部设定流限

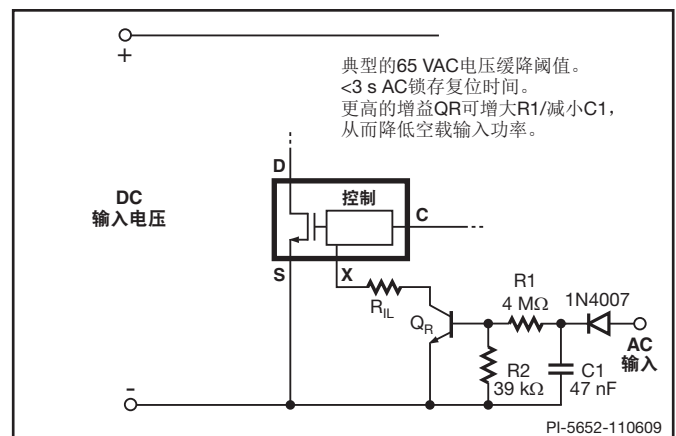


图24. 外部设定流限、快速AC锁存复位和电压缓降

应用范例

低空载功耗、高效率的65 W通用输入适配器电源

图25所示电源电路的交流输入范围为90 VAC到264 VAC，输出为19 V/3.42 A，适用于在密闭的适配器壳体内工作。本设计的目标是实现最高满载效率、最高平均效率（在25%、50%、75%和100%负载点的平均值）以及超低空载功耗。此外，还应具备锁存输出过压关断功能，并符合安全机构的功率受限电源(LPS)的限值要求。所测得的效率和空载性能汇总在电路表格内，这些数据可轻松超出现行能效要求。

为达到上述设计目标，特此制定了以下设计要点。

PI元件的选择

- 选择可提供高于所需输出功率的更大器件，以提高效率

TOPSwitch-JX的流限设定功能允许选择可提供高于所需输出功率的更大器件。这样可通过降低MOSFET导通损耗($I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)}$)来实现高满载、低输入电压效率，但同时可保持过载功率、变压器和其他元件大小不变，如同使用了较小的器件。

在本设计中，选用的器件尺寸比输出功率（功率表中的推荐值）所需的器件尺寸更大。这样通常可实现最高效率。进一步采用更大器件，通常会达到同样的效率，或者会降低效率（因为MOSFET越大，带来的开关损耗越大）。

输入电压检测电阻值

- 将输入电压检测电阻值从4 MΩ增加到10.2 MΩ，空载输入功耗可降低16 mW。

输入电压检测通过电阻R3和R4来实现，可设定输入欠压和过压阈值。这两个电阻的总值从标准的4 MΩ增加到10.2 MΩ。这样可降低电阻耗散，从而将空载输入功率从~26 mW降低到~10 mW。为补偿UV（导通）阈值的最终差值，在控制和电压监测引脚之间添加电阻R20。这给电压监测引脚增加了相当于~16 μA的DC电流，此时只需通过R3和R4提供9 μA电流即可达到25 μA的电压监测引脚UV（导通）阈值电流，并将UV阈值设置到约95 VDC。

这种技术方法在将最终OV阈值从~450 VDC提升到~980 VDC时确能有效禁用OV功能。不过这对本设计并无影响，因为在本设计中，输入电容值(C2)足能承受大于2 kV的差模浪涌，不会使漏极电压达到U1的BV_{DSS}额定值。

有关R20值的具体指南和详细计算方法，请参见TOPSwitch-JX应用指南(AN-47)。

箝位配置 – RZCD与RCD比较

- 选择RZCD（齐纳二极管泄放）而不是RCD箝位，可实现更高的轻载效率和更低的空载功耗

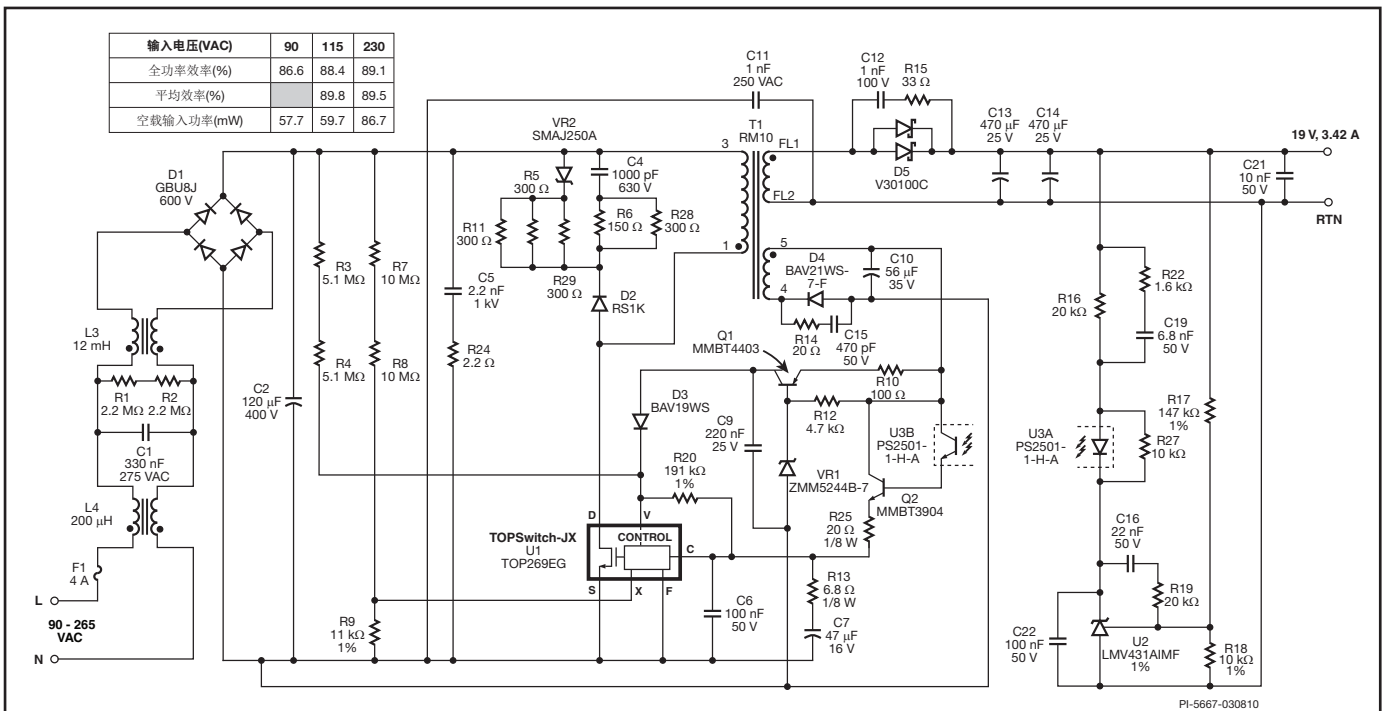


图25. 低空载功耗、高效率的19 V/65 W通用输入反激式电源的电路图

VR2、C4、R5、R6、R11、R28、R29及D2共同构成箝位电路。该电路可将漏感引起的峰值漏极电压尖峰控制到内置TOPSwitch-JX MOSFET的 BV_{DSS} 额定值以下。用这种设计取代标准的RCD箝位可提高轻载效率和空载输入功率。

在标准RCD箝位中，C4会通过一个并联电阻而不是一个电阻和串联齐纳二极管来进行放电。在RCD箝位中，选取的电阻值用来限制满载和过载条件下的峰值漏极电压。但在轻载或空载条件下，由于漏感能量和开关频率都已下降，因此该电阻值会导致电容电压大量放电。由于电容在每个开关周期都必须重新充电，直至超过反射输出电压，因此电容电压降低即表示能量损耗。这样会使箝位损耗表现为一个显著负载，好像它与电源输出端相连。

RZCD箝位可解决上述问题，因为它可将电容上的电压放电控制在最小值以下（由VR2的额定电压值定义），从而降低轻载和空载条件下的箝位损耗。

电阻R6和R28用来衰减高频率振铃，从而降低EMI。由于电阻与VR2串联（限值峰值电流），因此可使用标准功率齐纳二极管而不是TVS型二极管来降低成本（不过，TVS型二极管的选用取决于SMD封装版本的供货情况）。选用的二极管D2有800 V的额定电压，而不是典型的600 V，因为前者反向恢复时间更长，达500 ns。这样，在二极管反向恢复期间可使箝位恢复部分能量，从而提高效率。在使用SMD元件时，可并联多个电阻以分散损耗。

反馈电路配置

- 与光耦晶体管共同形成的达林顿连接，可减小次级侧反馈电流，从而降低空载输入功率。
- 次级侧上使用的低压、低电流电压参考IC，可减小次级侧反馈电流，从而降低空载输入功率。
- 在空载、高输入电压条件下，将偏置绕组电压调至~9 V，可降低空载输入功率。

在高输入电压条件下，反馈到控制引脚上的反馈电流通常为~3 mA。该电流不仅来自偏置绕组（C10上的电压），而且还直接来自输出。二者均代表电源输出端的负载。

要降低偏置绕组在空载条件下的损耗，需调整偏置绕组匝数和C10的值，使C10上的最小电压约为9 V。这是保持对光耦器偏置供电的最低值。

在电路中增加Q2，使其与U3B形成达林顿连接，以降低次级侧反馈电路的损耗。这样可以将次级侧上的反馈电流减小到~1 mA。增加的环路增益（由于晶体管的直流放大系数 h_{FE} ）通过增大R16的值和添加R25进行补偿。用1.24 V LMV431替换标准的2.5 V TL431参考电压，将供电电流要求从1 mA降低到100 μ A。

输出整流管的选择

- 为输出整流管选用高额定电流、低 V_f 的肖特基整流二极管。

为D5选用15 A、100 V的双向肖特基整流二极管（ V_f 值为0.455 V@5 A）。这比降低阻性损耗和正向电压损耗要求的额定电流值要高，目的在于同时改善满载和平均效率。由于TOPSwitch-JX内置MOSFET的额定电压较高，可使变压器初级与次级匝数比较高（ $V_{OR} = 110$ V），因此需要使用100 V的肖基特二极管。

增强出过压关断敏感性

- 通过添加晶体管Q1和VR1来增强过压关断敏感性。

在开环条件下，输出电压以及偏置绕组电压将会上升。当电压上升到超过VR1的电压与 V_{BE} 压降总和时，Q1将会导通，电流馈入V引脚。添加Q1可确保流入电压监测引脚的电流即使在以下条件下都足以超过锁存关断阈值：电源在低输入电压下工作时输出达到满载（因为在此条件下，输出电压过冲相对较小）。

输出过载功率限制可通过X引脚的流限设定功能以及R7、R8和R9来实现。电阻R8和R9随着输入电压的升高来降低器件流限，取得相对平坦的过载功率曲线，这低于100 VA功率受限电源(LPS)的限值要求。为了在单一故障情况下（如R8开路）仍能满足这一限值要求，也可利用过载期间出现的偏置电压上升来触发锁存关断。

极低空载功耗、高效率的30 W通用输入敞开式电源

下面图26所示电源电路的交流输入范围为85 VAC到265 VAC，输出为12 V/2.5 A。本设计的目标是实现最高满载效率、最高平均效率（在25%、50%、75%和100%负载点的平均值）以及超低空载功耗。此外，还应具备锁存输出过压关断功能，并符合安全机构的功率受限电源(LPS)的限值要求。实际效率和空载性能已汇总在电路图中的图表中，可轻易超出电流能效要求。

为达到上述设计目标，特此制定了以下设计要点。

PI元件的选择

- 环境温度为40 °C，允许使用尺寸小于功率表中的指定值的器件

本设计中选用的器件是基于功率表（表1）中“PCB散热”栏下的85-265 VAC、敞开式参数。出于规定环境温度为40 °C（功率表中假设为50 °C）以及PCB铺铜区域和器件散热片布局的考虑，本设计选用的器件尺寸较小（选用TOP266V，而不是TOP267V）。随后测得的散热和效率数据证实了这一选择的正确性。器件在环境温度40 °C、85 VAC、47 Hz（最差情况）的满载条件下的最高温度为107 °C，并且平均效率超过能源之星和EuP Tier 2要求的83%。

变压器磁芯的选择

- 在132 kHz的开关频率下，可选择更小的磁芯以降低成本。

磁芯的尺寸与开关频率呈函数关系。选择132 kHz的高开关频率，就可以使用更小尺寸的磁芯。高开关频率不会给TOPSwitch-JX设计的效率带来不良影响，这是因为与分立式MOSFET相比，该器件的漏极-源极电容(C_{OSS})较小。

输入电压检测电阻值

- 将输入电压检测电阻值从4 M Ω 增加到10.2 M Ω ，空载输入功耗可降低16 mW。

输入电压检测通过电阻R1和R2来实现，可设定输入欠压和过压阈值。这两个电阻的总值从标准的4 M Ω 增加到10.2 M Ω 。这样可减小流入电压监测引脚的电流，从而将空载输入功率从~26 mW降低到~10 mW。为补偿UV阈值的最终差值，在控制和电压监测引脚之间添加电阻R12。这给电压监测引脚增加了相当于~16 μ A的DC电流，此时只需通过R1和R2提供9 μ A电流即可达到25 μ A的电压监测引脚UV阈值电流，并将UV阈值设置到约95 VDC。

这种技术方法在将最终OV阈值从~450 VDC提升到~980 VDC时确能有效禁用OV功能。不过这对本设计并无影响，因为在本设计中，输入电容值(C3)足能承受大于1 kV的差模浪涌，不会使漏极电压达到U1的BV_{DSS}额定值。

有关R12值的具体指南和详细计算方法，请参见TOPSwitch-JX应用指南。

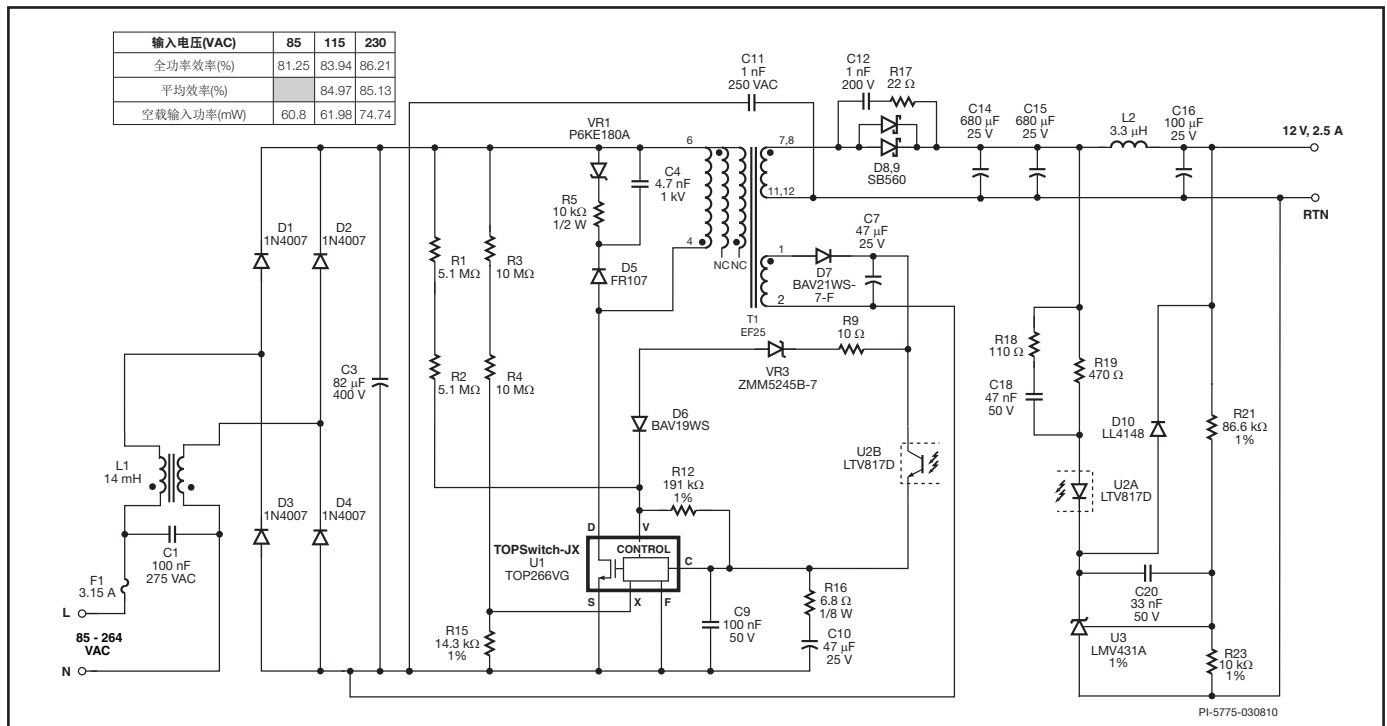


图26. 极低空载功耗、高效率的12 V/30 W通用输入反激式电源的电路图

箝位配置 – RZCD与RCD比较

- 选择RZCD（齐纳二极管泄放）而不是RCD，可实现更高的轻载效率和更低的空载功耗。

VR1、C4、R5及D5共同构成箝位电路。该电路可将漏感引起的峰值漏极电压尖峰控制到内置TOPSwitch-JX MOSFET的 BV_{DSS} 额定值以下。用这种设计取代标准的RCD箝位可提高轻载效率和空载输入功率。

在标准RCD箝位中，C4会通过一个并联电阻而不是一个电阻和串联齐纳二极管来进行放电。在RCD箝位中，所选取的R5电阻值用来限制满载和过载条件下的峰值漏极电压。但在轻载或空载条件下，由于漏感能量和开关频率都已下降，因此该电阻值会导致电容电压大量放电。由于电容在每个开关周期都必须重新充电，直至超过反射输出电压，因此电容电压降低即表示能量损耗。这样会使箝位损耗表现为一个显著负载，好像它与电源输出端相连。

RZCD箝位可解决上述问题，因为它可将电容上的电压放电控制在最小值以下（由VR1的额定电压值定义），从而降低轻载和空载条件下的箝位损耗。齐纳二极管VR1表现为一种高峰值功耗TVS二极管，但是由于元件中会出现低峰值电流，也可选用低成本的标准齐纳二极管。

在许多设计中，可以使用小于50 Ω 的电阻与C4串联，实现高频率振铃衰减和EMI性能提升，但在本设计中没有必要。

反馈电路配置

- 采用高CTR光耦器来减小次级偏置绕组电流和空载输入功率。
- 次级侧上使用的低压、低电流电压参考IC，可减小次级侧反馈电流和降低空载输入功率。
- 在空载、高输入电压条件下，将偏置绕组电压调至 ~ 9 V，可降低空载输入功率。

在高输入电压条件下，反馈到控制引脚上的反馈电流通常为 ~ 3 mA。该电流不仅来自偏置绕组（C10上的电压），而且还直接来自输出。二者均代表电源输出端的负载。

要降低偏置绕组在空载条件下的损耗，需调整偏置绕组匝数和C7的值，使C7上的最小电压约为9 V。这是保持对光耦器偏置供电和维持输出调节的最低值。

为降低次级侧反馈电路的耗散，本设计使用了一个高CTR（CTR为300 – 600%）光耦器。这样可将次级侧的光耦LED电流从 ~ 3 mA减小到 $< \sim 1$ mA，从而降低输出上的有效负载。用1.24 V LMV431替换标准的2.5 V TL431参考电压，将该元件的供电电流要求从1 mA降低到100 μ A。

输出整流管的选择

- 采用高 V_{OR} 值后可使用60 V肖特基二极管，以提高效率和降低成本。

TOPSwitch-JX具有725 V的高 BV_{DSS} 额定值（典型功率MOSFET的额定值为600 V或650 V），因此可提高变压器的初级与次级匝数比（反射输出电压或 V_{OR} ）。这样可以降低输出二极管的电压应力，允许使用成本效益更高的60 V（相对于80 V或100 V）肖特基二极管。低压二极管正向电压降的减小可提升电源效率。选用两个轴向5 A/60 V肖特基整流二极管进行并联，以降低成本和提高效率。这与在散热片上安装一个大电流TO-220封装二极管相比，不仅可以使该二极管通过PCB散热以降低成本，还可以保持效率不变。对于这种配置的建议是：将每个二极管的额定电流值都设为输出电流的两倍；两个二极管共用一个阴极PCB区域，以便它们的温度保持一致。实际上，这两个二极管的电流分流效率非常高，通过监测其各自的温度可以证明这一点。

输出电感后级滤波器软结束

- 使用电感L2可实现输出软结束和省去一个电容。

为防止启动时发生输出过冲，L2上的电压用于提供软结束功能。L2上的电压超过U2A和D10的正向压降时，电流会流经光耦LED并对初级侧提供反馈。这种设计可限制输出电压的上升率，直到它达到稳压为止，它还可省去通常置于U3的电容，仍能提供同样的功能。

主要应用指南

TOPSwitch-JX与TOPSwitch-HX比较

表3就TOPSwitch-JX和TOPSwitch-HX的性能及特性进行了比较。许多的新特性都无需额外的分立元件，其他一些特性可增强设计的稳健性，从而节省变压器及其他功率元件的成本。

TOP264-271设计指南

功率表

数据手册中的功率表（表1）代表了以下条件下的最大实际连续输出功率：

- 12 V输出。
- 肖特基或高效率输出二极管。
- 135 V的反射输出电压(V_{OR})和估计效率。
- 在85-265VAC输入时的最小DC电压为100VDC，230VAC时为250VDC。
- 散热能力足以使器件温度保持在 ≤ 110 $^{\circ}$ C。
- 功率表内显示的V封装的各功率级假定在一个密闭适配器中，有6.45cm²的(610 g/m²)的铜箔散热区域，或在开放式设计中有19.4 cm²的铜箔散热区域。

各器件的流限决定了所提供的峰值功率。

TOPSwitch-HX与TOPSwitch-JX比较

功能	TOPSwitch - HX	TOPSwitch-JX	TOPSwitch-JX的优点
占空比为0%时的控制引脚电流 $I_{C(OFF)}$	$I_{C(OFF)} = I_B + 3.4 \text{ mA}$ (TOP256-258) I_B = 外部偏置电流	$I_{C(OFF)} = I_B + 1.6 \text{ mA}$ (TOP266-268)	<ul style="list-style-type: none"> 控制引脚电流更小 空载性能更高(<0.1 W) 待机性能更高
eDIP-12/eSOP-12封装	不提供	提供	<ul style="list-style-type: none"> 针对DIP型散热片的66/132 kHz频率选项, 可减小设计次数 与DIP-8/SMD-8封装相比, 散热性能更佳, 可提高功率能力
击穿电压 BV_{DSS}	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 时最小700 V	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 时最小725 V	<ul style="list-style-type: none"> 简化设计, 可满足客户的降额要求(如80%) 增强的输入电涌耐受能力
快速AC复位	使用V引脚, 需3个外部晶体管电路	使用X引脚, 需1个外部晶体管电路	<ul style="list-style-type: none"> 节省5个元件

表3. TOPSwitch-HX与TOPSwitch-JX比较

TOP264-271的选择

最佳器件TOP264-271的选择取决于所要求的最大输出功率、效率、散热限制、系统要求及成本目标。由于可以选择从外部降低流限, 在需要更高效率或使用很少散热片的低功率应用中, 可以选用TOP264-271器件。

输入电容

输入电容应能提供TOP264-271转换器所需的最小直流电压, 以在最低额定输入电压和最大输出功率条件下对输出电压进行稳压。由于TOP264-271的 DC_{MAX} 限制较高, 并且双斜率线压前馈经过优化可抑制电压纹波, 因此它可以使用更小的输入电容。对TOP264-271而言, 只要变压器设计得当, 通用输入的电容通常只需每瓦2 μF 。

初级箝位和输出反射电压 V_{OR}

初级箝位电路限制TOP264-271的峰值漏源极电压。齐纳二极管箝位所需元件数少, 占板空间也较小。为提高效率, 所选箝位齐纳管的电压至少应为输出反射电压 V_{OR} 的1.5倍, 以缩短漏极尖峰传导时间。在通用输入应用中, 使用齐纳二极管箝位 V_{OR} 的值最好小于135 V, 允许齐纳二极管存在绝对公差和温度漂移。这不仅能确保箝位电路有效工作, 还可将最大漏极电压维持在TOP264-271 MOSFET的额定击穿电压之下。必须使用高 V_{OR} 值才能完全发挥TOP264-271的 DC_{MAX} 范围更宽的优势。RCD(或RCDZ)箝位的电压公差比齐纳二极管箝位更严格, V_{OR} 可达150 V。通过输入电压的变化来降低外部流限, 可将RCD箝位损

耗降至最小(见图19)。RCD箝位比齐纳二极管箝位更具成本效益, 但需要设计时更为细致(参见“快速设计校验”)。

输出二极管

输出二极管的选择通常由峰值反向电压、输出电流和应用的热条件(包括热吸收、空气流通等)来确定。TOP264-271的 DC_{MAX} 较高, 只要变压器匝数比恰当, 在高达15 V的输出电压上可使用80 V肖特基二极管, 以提高电源效率。

偏置绕组电容

由于空载时工作频率较低, 建议使用10 μF 的偏置绕组电容。确保在零负载时最小偏置绕组电压>9 V, 这样电源才能正常工作并保持输出电压稳定。

软启动

通常在启动时, 电源在反馈环路稳定前承受的压力最大。接通时, 片内软启动在17 ms内使漏极峰值电流和开关频率从它们的低启动值增大到其各自最大的值。这使得输出电压依次上升, 为反馈回路控制占空比提供时间。这不仅降低了TOP264-271的MOSFET、箝位电路和输出二极管的压力, 也有助于防止在启动期间变压器过饱和。软启动同时还能限制输出电压过冲的幅值, 在大多数应用中都不需软结束电容。注意: 只要环路发生闭合, 即使发生在17 ms软启动期间结束之前, 软启动功能均会停止作用。

EMI

频率调制特性是将开关频率调制在狭窄的波段内，从而降低与基本开关频率的各次谐波相关的EMI峰值。此特性对均值探测模式特别有利。从图27和28我们可以看出，频率偏离越大，开关谐波阶次越高，抖动的益处就越明显。频率引脚提供132 kHz或66 kHz的开关频率选择。某些应用为了降低高频辐射噪声，漏极节点需要较大的缓冲电路（例如VCR、DVD、显示屏、电视机等等），这时选择66 kHz工作频率可以降低缓冲电路损耗并提高效率。同样，在变压器尺寸无关紧要的应用中，选择66 kHz也能降低EMI和提高效率。注意，66 kHz的二次谐波仍低于150 kHz，而频率在150 kHz以上时传导EMI限值更为严格。对10 W或更小的应用，用简单的电感就可以满足全世界的各种传导EMI限值，而无需更昂贵的交流输入共模电感。

变压器设计

变压器的工作磁通密度最好不超过3000高斯，最大流限时的峰值磁通密度不超过4200高斯。匝数比的选择应能满足以下条件：反射电压(V_{OR})在使用齐纳二极管箝位时不超过135 V，使用前馈电压降低流限（过载保护）的RCD箝位时不超过150 V（最大）。如果设计的工作电流远远低于缺省的流限值，最好用接近峰值工作电流的外部流限，降低峰值磁通密度和峰值功率（见图18）。

待机功耗

频率降低特性能显著降低轻载或空载功耗（特别是使用齐纳二极管箝位时）。如果次级功耗很低，也可以使用TL431调节器来控制反馈。典型的TOP264-271电路可以在空载时自动进入MCM模式，轻载时自动进入低频率模式，这样在空载或待机条件下的功耗会非常低。

大功率设计

TOP264-271产品系列所包含的元件可提供最大162 W的功率。大功率设计需要特殊的考量。大功率设计指南请见TOP264-271设计指南(AN-47)。

TOP264-271 布板指南

TOP264-271具有多个引脚，可以高功率水平进行工作。设计时应认真遵循以下指南。

初级侧连接

源极引脚的输入滤波电容的负极端采用单点(Kelvin)连接到偏置绕组的回路。使浪涌电流从偏置绕组直接返回输入滤波电容，增强了浪涌的承受力。控制引脚旁路电容应尽可能接近源极及控制引脚，其源极连线上不应有电源MOSFET的开关电流流过。所有以源极为参考、连接到电压监测(V)引脚或外部流限(X)引脚的元件，同样也应尽可能靠近源极和相应引脚，而且，这些元件的源极通路上不应有主MOSFET的开关电流流过。必须注意：由于源极引脚也是控制器的参考地引脚，其开关电流必须经独立的通路返回到输入电容的负端，而不能和连接到控制引脚、电压监测引脚或外部流限引脚的其它元件共用同一通路。电压监测

(V)、外部流限(X)或控制(C)引脚的连线应尽可能短，并且绕开漏极连线以防止噪声耦合。电压监测电阻（图14、15、19、22、23、26、30中的 R_{LS} ）和初级侧OVP电路元件（图29和30中的 V_{ZOV}/R_{OV} ）应靠近V引脚，使其到电压监测引脚的连线长度最短。与电压监测、或外部流限引脚相连的电阻应尽可能近地连接到大容量电容正极，同时使这些连接走线远离功率开关电路。用一个高频旁路电容(C_{BP})与47 μ F控制脚电容并联使用，能更好地预防噪声。此外，反馈光耦器输出也必须靠近TOP264-271的控制及源极引脚放置，并绕开漏极和箝位元件的通路。初级侧箝位电路的位置应使变压器端部（与漏极引脚共用）与箝位电容的环路区域最小。偏置绕组返回节点应通过专用通路直接连接到大容量电容，而不是连接到源极引脚。这样可确保浪涌电流远离TOPSwitch-JX的源极引脚。

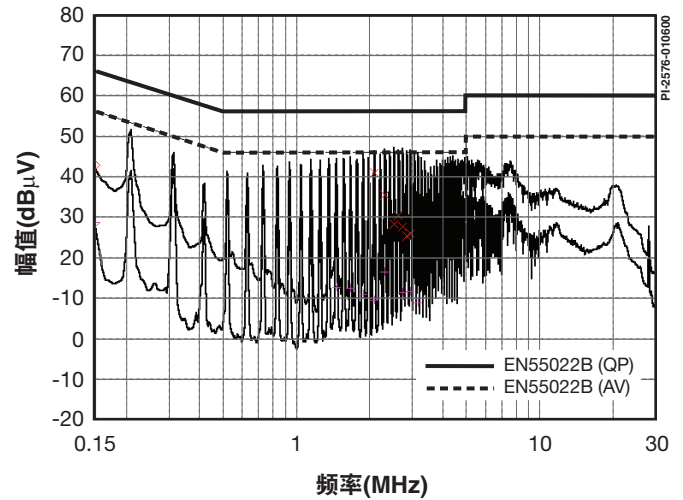


图27. 不带抖动的固定频率工作

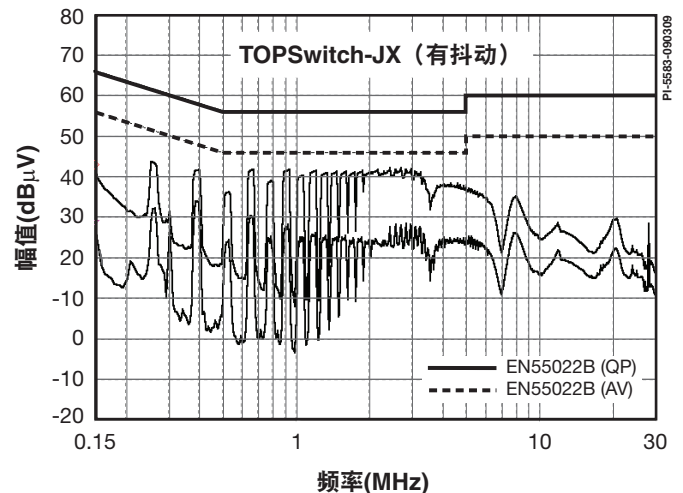


图28. 同一电路和条件下，TOPSwitch-JX的全程EMI扫描（132 kHz、有抖动）

Y电容

Y电容的位置应接近变压器的次级输出回路引脚和初级直流正极输入引脚。如果Y电容设计返回到大容量输入电容的负极（而不是正极），必须使用专用通路进行此连接。这样是为了在发生共模浪涌情况时，能使漏极电流绕开源极引脚。

散热

E封装(eSIP-7C)、K封装(eSOP-12)和V封装(eDIP-12)裸焊盘与源极引脚进行内部电气连接。为避免循环电流，在裸焊盘上附加的散热片不应与电路板上任何初级接地/源极节点进行电气连接。在双面电路板中，连接顶层和底层之间的过孔可用来增大有效散热面积。K封装裸焊盘可直接焊接到铜铂区域，以改善热传递。此外，输出二极管的正负极引脚下的铜片面积应足够大，以利于器件散热。在图29中，可看到在输出整流管和输出滤波电容之间有一个狭窄的通路。此通路可在整流管和输出滤波电容之间起到阻止散热的作用，以防止电容过热。

快速设计校验

为了降低TOP264-271设计的空载输入功率，电压监测引脚工作电流很低。这就需要在设计PCB时认真考虑布局注意事项，以避免噪声耦合。连接至电压监测引脚的通路及元件都不能与承载开关电流的任何通路相邻。

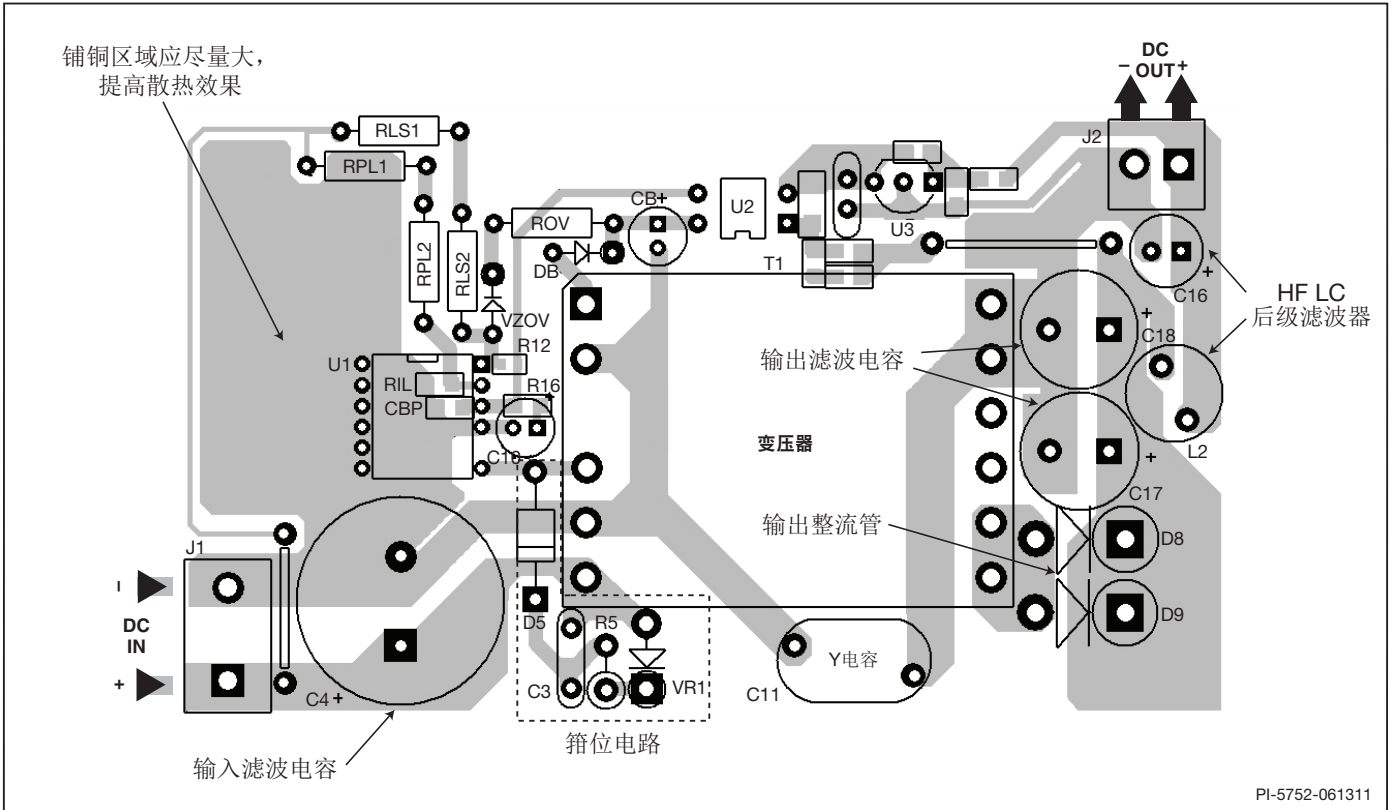
这些因素包括漏极、箝位网络、偏置绕组或来自其它转换器的供电走线。如果使用了输入电压检测特性，则检测电阻必须置于电压监测引脚的10 mm以内，以减小和电压监测引脚相连的节点的面积。然后应将直流总线连接至输入电压检测电阻。注意，外接电容不得与电压监测引脚相连，否则会造成电压监测

引脚相关功能的故障。对于任何使用TOP264-271的电源设计，都必须进行全面测试，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 V_{DS} 在最高输入电压和最大过载输出功率时是否超过675 V。当输出过载到电源即将进入自动重启状态（稳压丢失）时的功率即为最大过载功率。
- 最大漏极电流 – 在最高环境温度、最高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，检验是否出现变压器饱和的征兆和过多的前沿电流尖峰。TOP264-271的前沿消隐时间为220 ns，可以防止接通周期过早地终止。在220 ns消隐时间结束前，观察漏极电流波形，检验前沿电流是否在允许的流限范围内（见图34）。
2. 热检查 – 在最大输出功率、最小和最大电压和环境温度条件下，检验TOP264-271、变压器、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TOP264-271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。此温度裕量既可通过参数表中的值计算得出，也可采用如下方法测量计算得到：将一个外部电阻与漏极引脚串联，并将相同的散热片安装在上面，其电阻取值为为此器件测得的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 与数据手册中规定的最大导通电阻值之差。

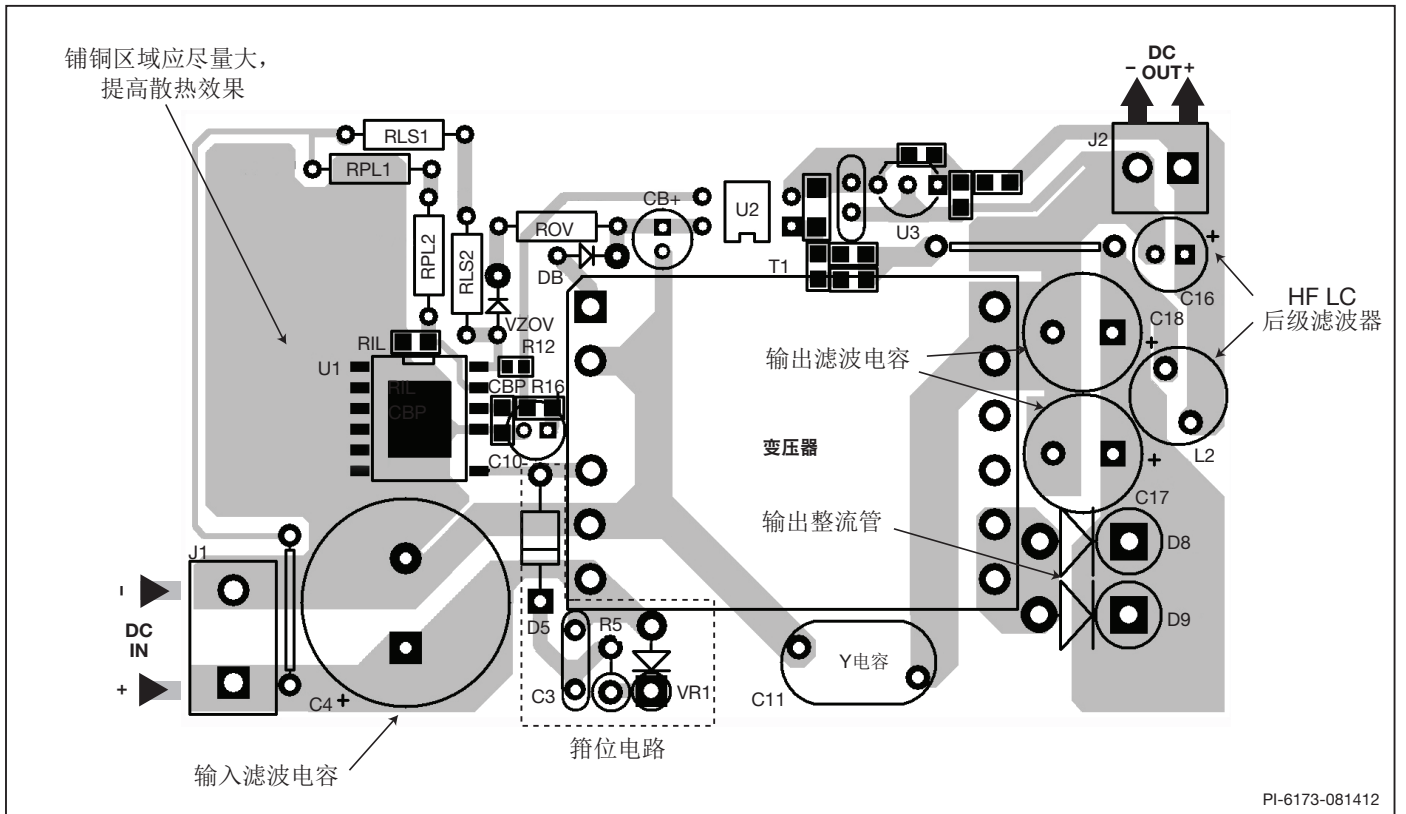
设计工具

有关设计工具的最新信息，请浏览Power Integrations的网站：www.power.com



PI-5752-061311

图29. 使用E封装、工作频率为132 kHz的TOPSwitch-JX的布局考量



PI-6173-081412

图30. 使用K封装、工作频率为132 kHz的TOPSwitch-JX的布局考量

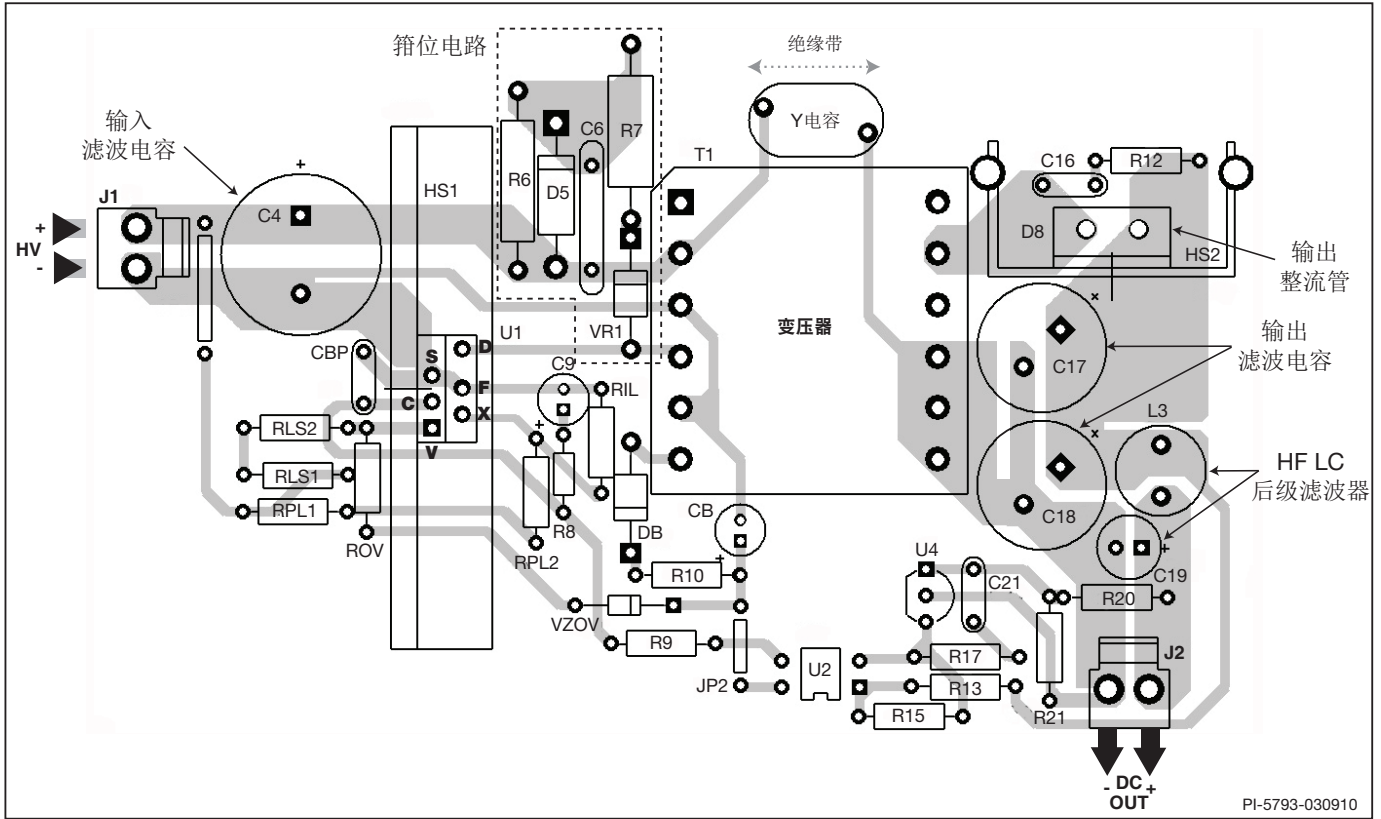


图31. 使用E封装、工作频率为132 KHz的TOPSwitch-JX的布板考量

绝对最大额定值⁽²⁾

漏极引脚峰值电压	-0.3 V到725 V
漏极引脚峰值电流: TOP264	2.08 A
漏极引脚峰值电流: TOP265	2.72 A
漏极引脚峰值电流: TOP266	4.08 A
漏极引脚峰值电流: TOP267	5.44 A
漏极引脚峰值电流: TOP268	6.88 A
漏极引脚峰值电流: TOP269	7.73 A
漏极引脚峰值电流: TOP270	9.00 A
漏极引脚峰值电流: TOP271	11.10 A
控制引脚电压	-0.3 V到9 V
控制引脚电流	100 mA
电压监测引脚电压	-0.3 V到9 V
流限引脚电压	-0.3 V到4.5 V

频率引脚电压	-0.3 V到9 V
贮存温度	-65 °C到150 °C
工作结温	-40 °C到150 °C
引线温度 ⁽¹⁾	260 °C

注释:

1. 在距壳体1/16英寸处测量, 测量时间5秒。
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。但器件长时间工作于器件允许的最大额定值时, 会对产品的可靠性造成影响。

热阻

热阻: E封装

(θ_{JA})	105 °C/W ⁽¹⁾
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽²⁾

V封装

(θ_{JA})68 °C/W ⁽³⁾ , 58 °C/W ⁽⁴⁾
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽²⁾

K封装

(θ_{JA})45 °C/W ⁽³⁾ , 38 °C/W ⁽⁴⁾
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽²⁾

注释:

1. 无须常设散热片。
2. 在塑封本体散热片的背面处测量得到。
3. 焊在(包括K封装裸焊盘)典型应用PCB, 散热面积0.36平方英寸(232mm²)、2盎司(610 g/m²)的铜箔区域。
4. 焊在(包括K封装裸焊盘)典型应用PCB, 散热面积1平方英寸(645 mm²)、2盎司(610 g/m²)的铜箔区域。

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; T _J = -40到125 °C 参见图35 (除非另有说明)					
控制功能							
全频模式下的开关频率 (平均)	f _{OSC}	T _J = 25 °C	频率引脚 连接到源极	119	132	145	kHz
			频率引脚 连接到控制引脚	59.4	66	72.6	
频率调制偏离	Δf		132 kHz工频		±5		kHz
			66 kHz工频		±2.5		
频率调制的调制速率	f _M				250		Hz
最大占空比	DC _{MAX}	I _C = I _{CD1}	I _V ≤ I _{V(DC)} V _V = 0 V	75	78	83	%
			I _V = 95 μA	30			
软启动时间	t _{SOFT}		T _J = 25 °C		17		ms
PWM增益	DC _{REG}	T _J = 25 °C I _B < I _C < I _{CO1} 见注释C	TOP264-265	-62	-50	-40	%mA
			TOP266-268	-54	-44	-34	
			TOP269-271	-50	-40	-30	
		T _J = 25 °C I _C ≥ I _{CO1} 见注释A	TOP264-265	-61	-51	-41	
			TOP266-268	-60	-50	-40	
TOP269-271	-57	-48	-38				
PWM增益温漂			见注释B		-0.01		%mA/°C
外部偏置电流	I _B	66 kHz工频	TOP264-265	0.8	1.4	2.0	mA
			TOP266-268	0.9	1.5	2.1	
			TOP269-271	1.0	1.6	2.2	

参数	符号	条件 源极 = 0 V; $T_j = -40$ 到 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
控制功能 (续上)							
外部偏置电流	I_B	132 kHz工频	TOP264-265	0.9	1.5	2.1	mA
			TOP266-268	1.2	1.8	2.4	
			TOP269-271	1.5	2.1	2.8	
占空比为0%时的控制引脚电流	$I_{C(OFF)}$	66 kHz工频	TOP264-265		2.9	3.9	mA
			TOP266-268		3.1	4.1	
			TOP269-271		3.3	4.3	
		132 kHz工频	TOP264-265		3.1	4.1	
			TOP266-268		3.4	4.4	
			TOP269-271		3.8	4.8	
动态阻抗	Z_C	$I_C = 2.5\text{ mA}$; $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$, 见图33	13	21	25	Ω	
动态阻抗温度漂移				0.18		$\%/^\circ\text{C}$	
控制引脚内部滤波器极点				7		kHz	
峰值电流上限与设定流限的比率	$k_{PS(UPPER)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 见注释C	50	55	60	%	
峰值电流下限与设定流限的比率	$k_{PS(LOWER)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 见注释C		25		%	
多周期调制开关频率	$f_{MCM(MIN)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		30		kHz	
多周期调制模式最小导通时间	$T_{MCM(MIN)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		135		μs	
关断/自动重新启动							
控制引脚充电电流	$I_{C(CH)}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$V_C = 0\text{ V}$	-5.0	-3.5	-1.0	mA
			$V_C = 5\text{ V}$	-3.0	-1.8	-0.6	
充电电流温度漂移		见注释B		0.5		$\%/^\circ\text{C}$	
自动重新启动上限阈值电压	$V_{C(AR)U}$			5.8		V	
自动重新启动下限阈值电压	$V_{C(AR)L}$		4.5	4.8	5.1	V	
电压监测引脚(V)和外部流限引脚(X)输入							
自动重新启动迟滞电压	$V_{C(AR)HYST}$		0.8	1.0		V	
自动重新启动占空比	DC_{AR}			2	4	%	
自动重新启动频率	f_{AR}			0.5		Hz	
输入欠压阈值电流和迟滞(V引脚)	I_{UV}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	阈值	22	25	27	μA
			回差		14		μA
输入过压阈值电流和迟滞(V引脚)	I_{OV}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	阈值	107	112	117	μA
			回差		4		μA

参数	符号	条件 源极 = 0 V; $T_J = -40$ 到 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)		最小值	典型值	最大值	单位
电压监测引脚(V)和外部流限引脚(X)输入 (续上)							
输出过压锁存关断阈值电流	$I_{OV(LS)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		269	336	403	μA
V引脚远程ON/OFF电压	$V_{V(TH)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.8	1.0	1.6	V
X引脚远程ON/OFF和锁存复位负阈值电流及迟滞	$I_{REM(N)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	阈值	-35	-27	-20	μA
			回差		5		
V引脚短路电流	$I_{V(SC)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$V_V = V_C$	300	400	500	μA
X引脚短路电流	$I_{X(SC)}$	$V_X = 0\text{ V}$	正常模式	-260	-200	-140	μA
			自动重新启动模式	-95	-75	-55	
V引脚电压 (正电流)	V_V	$I_V = I_{OV}$	TOP264-TOP271	2.83	3.0	3.25	V
V引脚电压迟滞 (正电流)	$V_{V(HYST)}$		$I_V = I_{OV}$	0.2	0.5		V
X引脚电压 (负电流)	V_X		$I_X = -50\text{ }\mu\text{A}$	1.23	1.30	1.37	V
			$I_X = -150\text{ }\mu\text{A}$	1.15	1.22	1.29	
最大占空比降低的初始阈值电流	$I_{V(DC)}$	$I_C \geq I_B, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		18.9	22.0	24.2	μA
最大占空比降低斜率		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_{V(DC)} < I_V < 48\text{ }\mu\text{A}$		-1.0		$\%/ \mu\text{A}$
			$I_V \geq 48\text{ }\mu\text{A}$		-0.25		
远程OFF漏极供电电流	$I_{D(RMT)}$	$V_{DRAIN} = 150\text{ V}$	X或V引脚悬空		0.6	1.0	mA
			V引脚短路至控制引脚		1.0	1.6	
远程ON延迟	$t_{R(ON)}$	从远处ON到漏极导通 见注释C	66 kHz		3.0		μs
			132 kHz		1.5		
远程OFF设定时间	$t_{R(OFF)}$	漏极导通以禁止周期之前的最短时间 见注释C	66 kHz		3.0		μs
			132 kHz		1.5		
频率输入							
频率引脚阈值电压	V_F	见注释B			2.9		V
频率引脚输入电流	I_F	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$V_F = V_C$	10	55	90	μA

参数	符号	条件 源极 = 0 V; $T_j = -40$ 到 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)		最小值	典型值	最大值	单位	
电路保护								
自保护限流点 (见注释D)	I_{LIMIT}	TOP264 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 270\text{ mA}/\mu\text{s}$	1.209	1.30	1.391	A	
		TOP265 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 350\text{ mA}/\mu\text{s}$	1.581	1.70	1.819		
		TOP266 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 530\text{ mA}/\mu\text{s}$	2.371	2.55	2.728		
		TOP267 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 625\text{ mA}/\mu\text{s}$	2.800	3.01	3.222		
		TOP268 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 675\text{ mA}/\mu\text{s}$	3.023	3.25	3.478		
		TOP269 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 720\text{ mA}/\mu\text{s}$	3.236	3.48	3.723		
		TOP270 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 870\text{ mA}/\mu\text{s}$	3.906	4.20	4.494		
		TOP271 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$di/dt = 1065\text{ mA}/\mu\text{s}$	4.808	5.17	5.532		
初始电流限流点	I_{INIT}	见注释C		$0.70 \times I_{LIMIT(MIN)}$			A	
功率系数	P_{COEFF}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$, 见注释E	$I_x \leq -165\text{ }\mu\text{A}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.2 \times I^2f$	A^2kHz	
			$I_x \leq -117\text{ }\mu\text{A}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.2 \times I^2f$		
前沿消隐时间	t_{LEB}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$, 见图34			220		ns	
流限延迟	$t_{IL(D)}$				100		ns	
热关断温度					135	142	150	$^\circ\text{C}$
热关断迟滞						75		$^\circ\text{C}$
上电复位阈值电压	$V_{C(RESET)}$	图35 (S1开路条件)			1.75	3.0	4.25	V

参数	符号	条件 源极 = 0 V; $T_J = -40$ 到 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)		最小值	典型值	最大值	单位	
输出								
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	TOP264 $I_D = 150\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		5.4	6.25	Ω	
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		8.35	9.70		
		TOP265 $I_D = 200\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		4.1	4.70		
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		6.3	7.30		
		TOP266 $I_D = 300\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2.8	3.20		
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		4.1	4.75		
		TOP267 $I_D = 400\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		2.0	2.30		
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		3.1	3.60		
		TOP268 $I_D = 500\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.7	1.95		
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		2.5	2.90		
		TOP269 $I_D = 600\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.45	1.70		
			$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		2.25	2.60		
TOP270 $I_D = 700\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.20	1.40				
	$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.80	2.10				
TOP271 $I_D = 800\text{ mA}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1.05	1.20				
	$T_J = 100\text{ }^\circ\text{C}$		1.55	1.80				
漏极供电电压		$T_J \leq 85\text{ }^\circ\text{C}$, 见注释F		18			V	
				36				
关断状态漏极漏电流	I_{DSS}	$V_V =$ 悬空, 器件不开关, $V_{DS} = 580\text{ V}$, $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$				470	μA	
击穿电压	BV_{DSS}	$V_V =$ 悬空, 器件不开关, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, 见注释G		725			V	
上升时间	t_R	在典型反激式变换器应用中测量 测得			100		ns	
下降时间	t_F				50		ns	
供电电压特性								
控制脚供电/放电电流	I_{CD1}	输出MOSFET 使能 $V_X, V_V = 0\text{ V}$	66 kHz 工频	TOP264-265	0.6	1.2	2.0	mA
				TOP266-268	0.9	1.4	2.3	
				TOP269-271	1.1	1.6	2.5	
			132 kHz 工频	TOP264-265	0.8	1.4	2.1	
				TOP266-268	1.2	1.7	2.4	
	TOP269-271			1.5	2.1	2.9		
I_{CD2}	输出MOSFET禁止 $V_X, V_V = 0\text{ V}$		0.3	0.5	1.2			

注释:

- A. 在测试过程中通过在132 kHz下工作时的参数 DC_{MAX} 、 I_B 与 $I_{C(OFF)}$ 得出。
- B. 对带有负号的技术指标，负温度系数随温度增加其数值增加，正温度系数随温度增加其数值减少。
- C. 由特性保证。生产时未经测试。
- D. 外部调节流限时，请参考典型性能特性一节中的图36及37（流限与外部流限电阻）。所列明的公差仅在工作在最大限流点处有效。
- E. I^2t 的计算基于 I_{LIMIT} 和 f_{OSC} 的典型值，即 $I_{LIMIT(TYP)}^2 \times f_{OSC}$ ，其中 $f_{OSC} = 66 \text{ kHz}$ 或 132 kHz ，取决于频率引脚连接。详情请参考 f_{OSC} 规格。
- F. 器件将在 $18 V_{DC}$ 漏极电压下启动。温度低于 0°C 时电解电容的电容值将大幅下降。要想在零度以下 18 V 时实现可靠启动，设计者必须确保电路中的电容符合建议的电容值。
- G. 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。

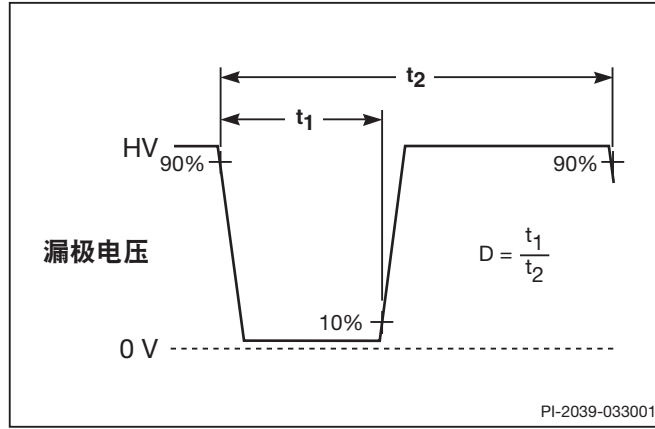


图32. 占空比测量

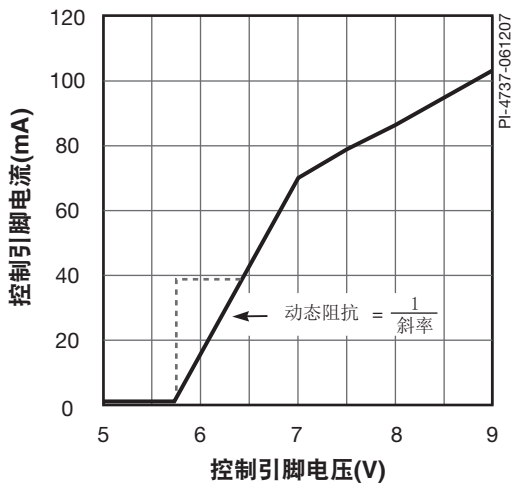


图33. 控制引脚I-V特性

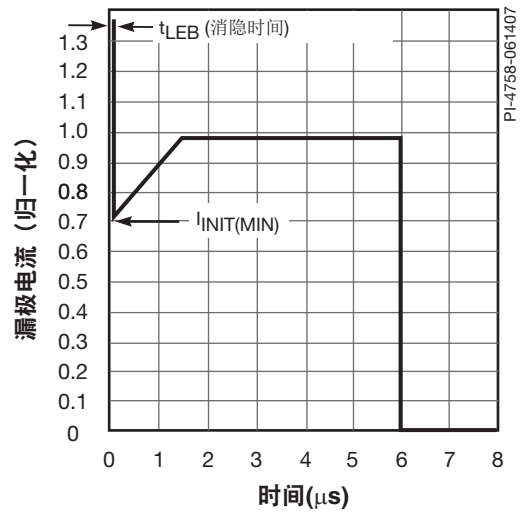


图34. 漏极电流工作包络

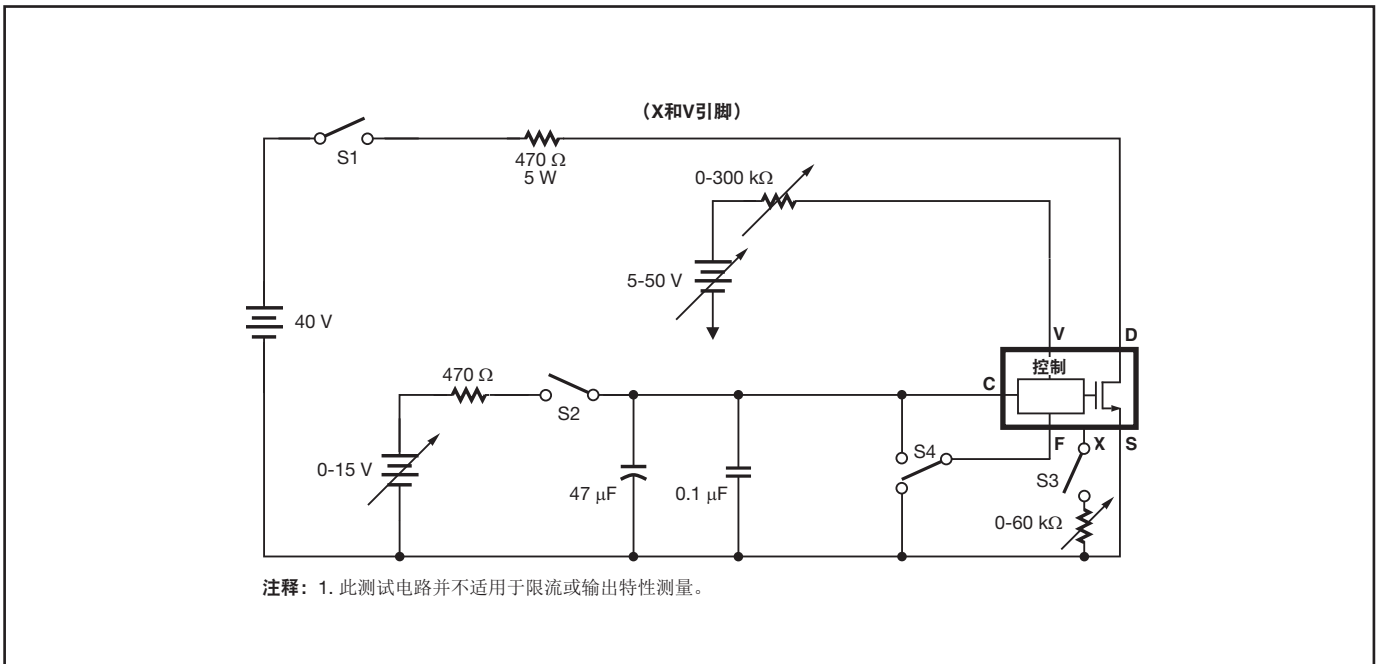


图35. TOPSwitch-JX常规测试电路

典型性能特性

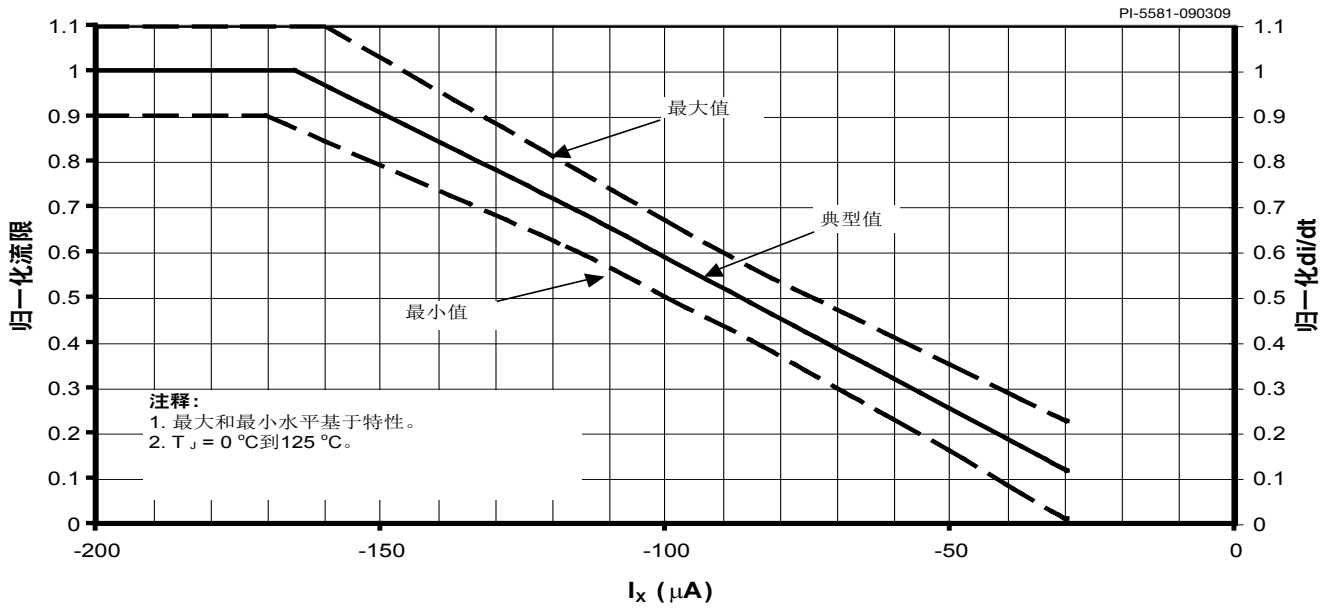


图36. 归一化流限相对于X引脚电流的变化

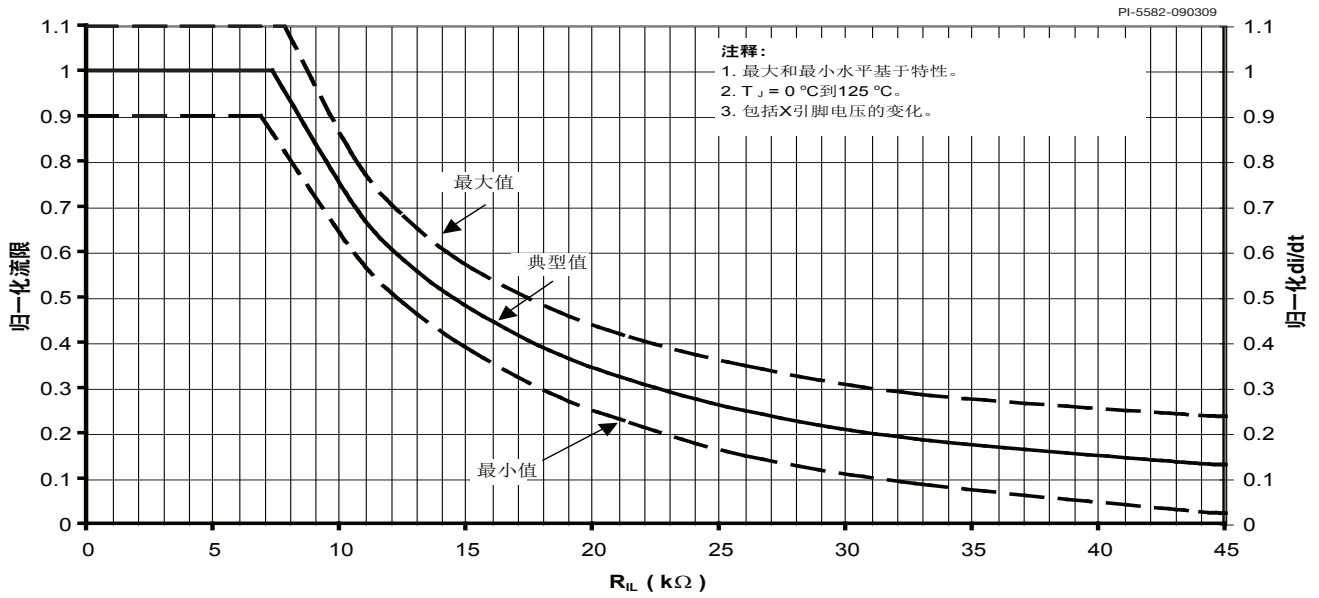


图37. 归一化流限相对于外部流限电阻的变化

典型性能特性 (续上)

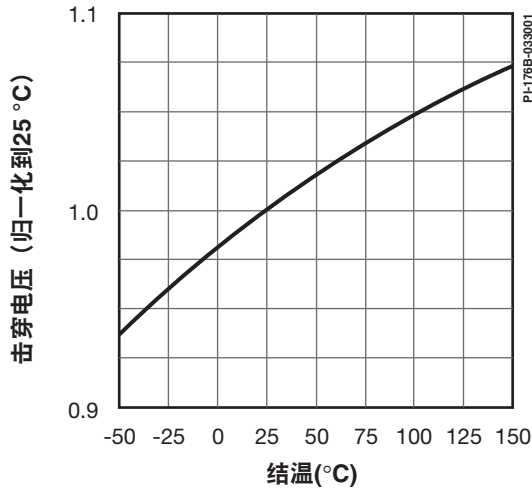


图38. 击穿电压相对于温度的变化

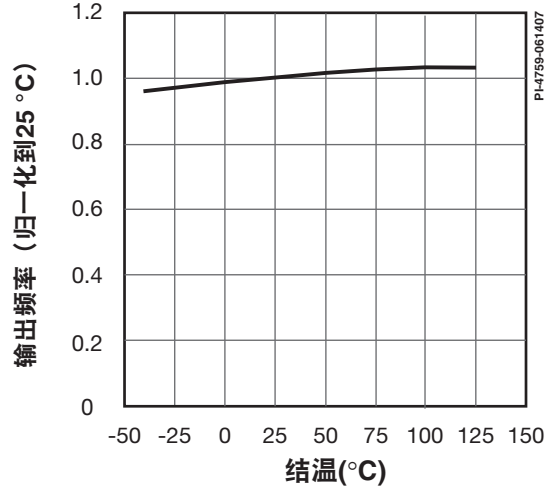


图39. 频率相对于温度的变化

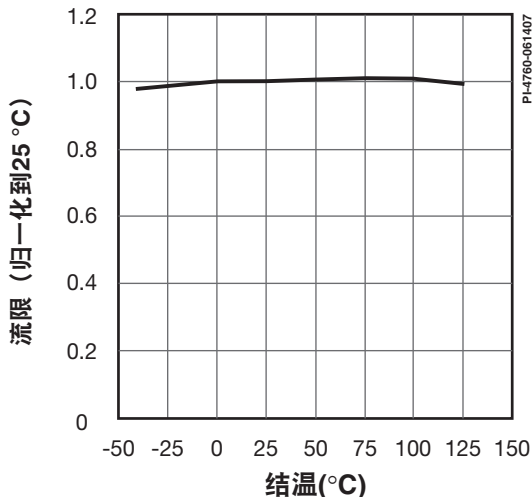


图40. 内部流限相对于温度的变化

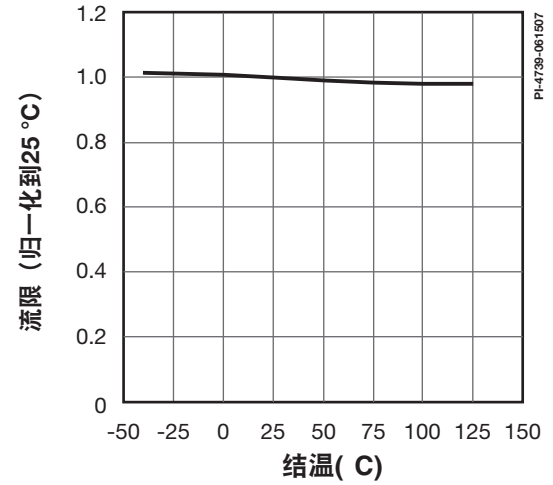


图41. 外部流限相对于温度的变化($R_{IL} = 10.5 \text{ k}\Omega$)

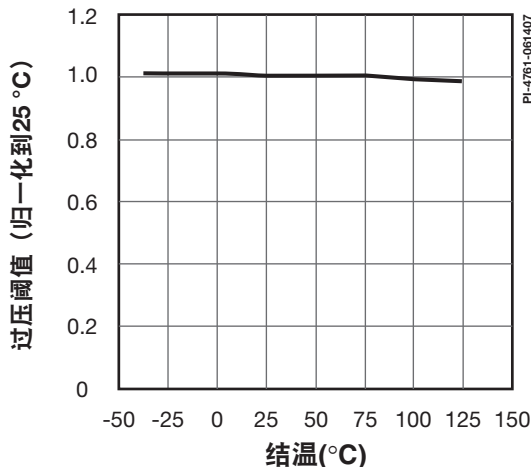


图42. 过压阈值相对于温度的变化

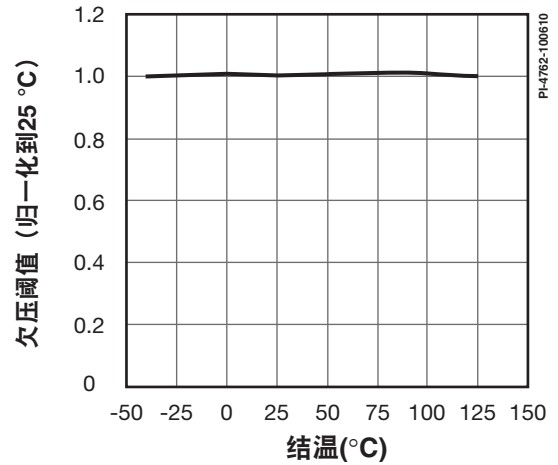


图43. 欠压阈值相对于随温度的变化

典型性能特性 (续上)

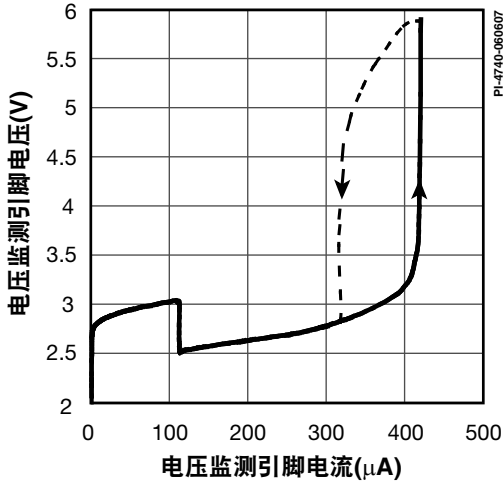


图44. 电压监测引脚随电流的变化

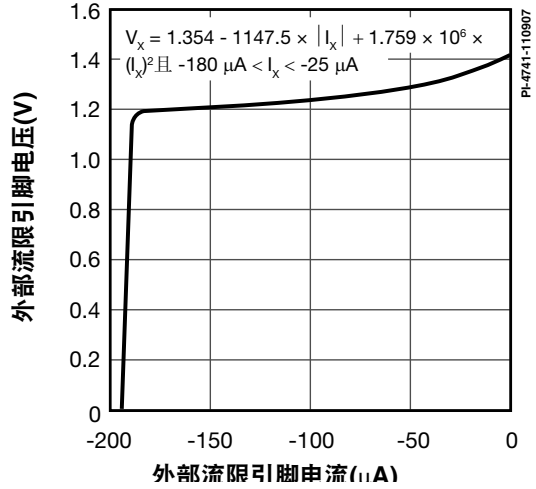


图45. 外部流限引脚电压随电流的变化

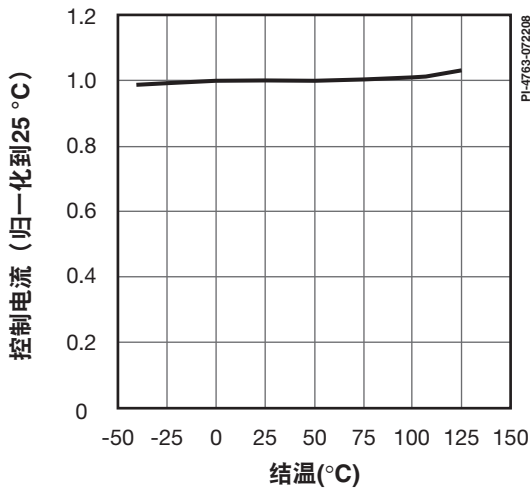


图46. 占空比为0时控制电流输出随温度的变化

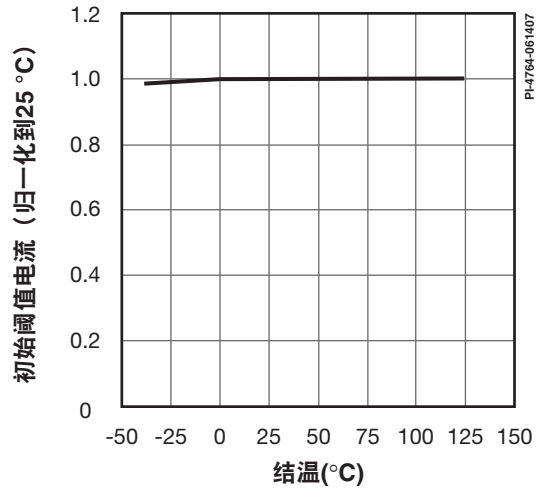


图47. 最大占空比降低的初始阈值电流相对于温度的变化

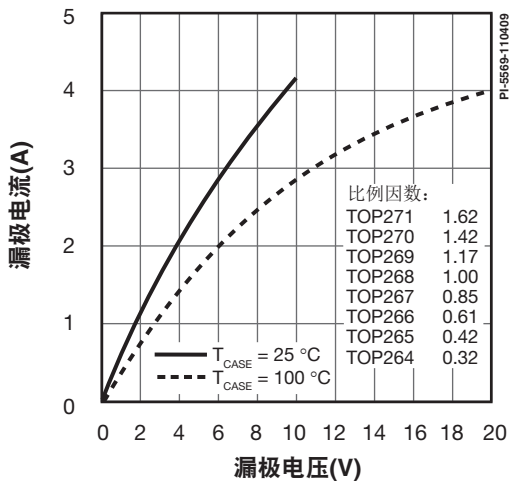


图48. 输出特性

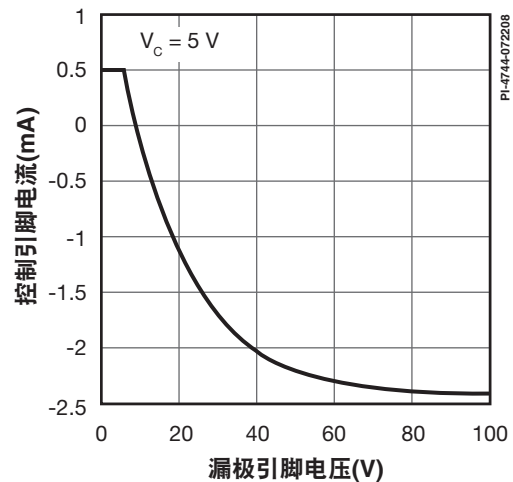


图49. I_c 相对于漏极电压的变化

典型性能特性 (续上)

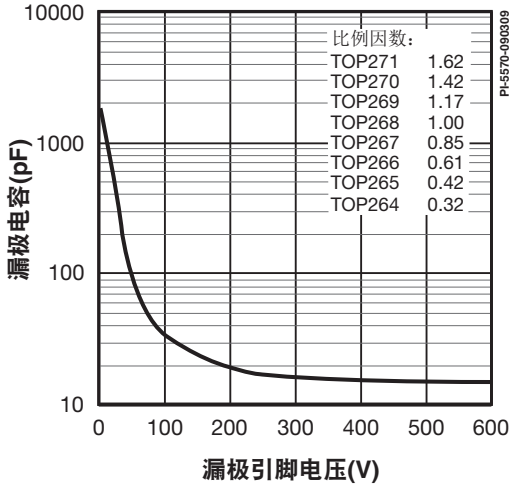


图50. C_{oss} 相对于漏极电压的变化

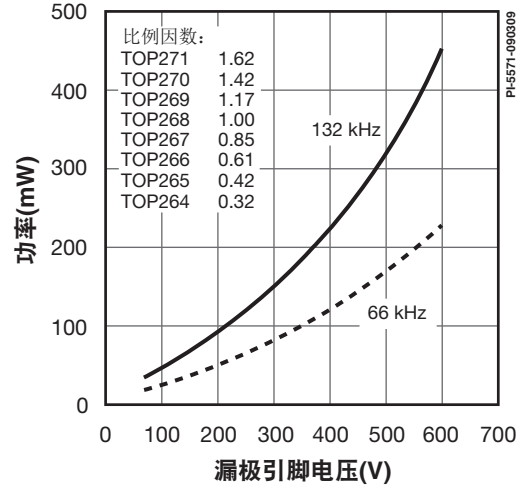


图51. 漏极电容功耗

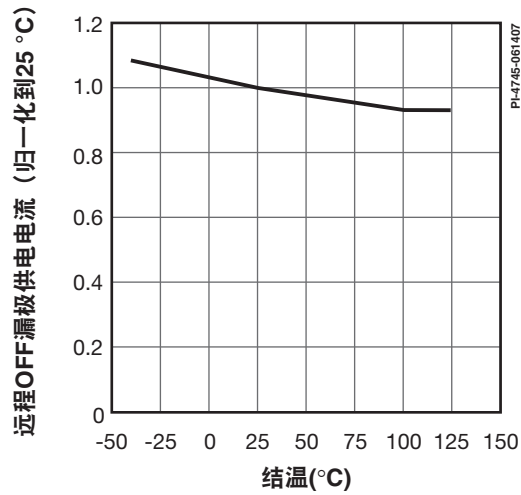
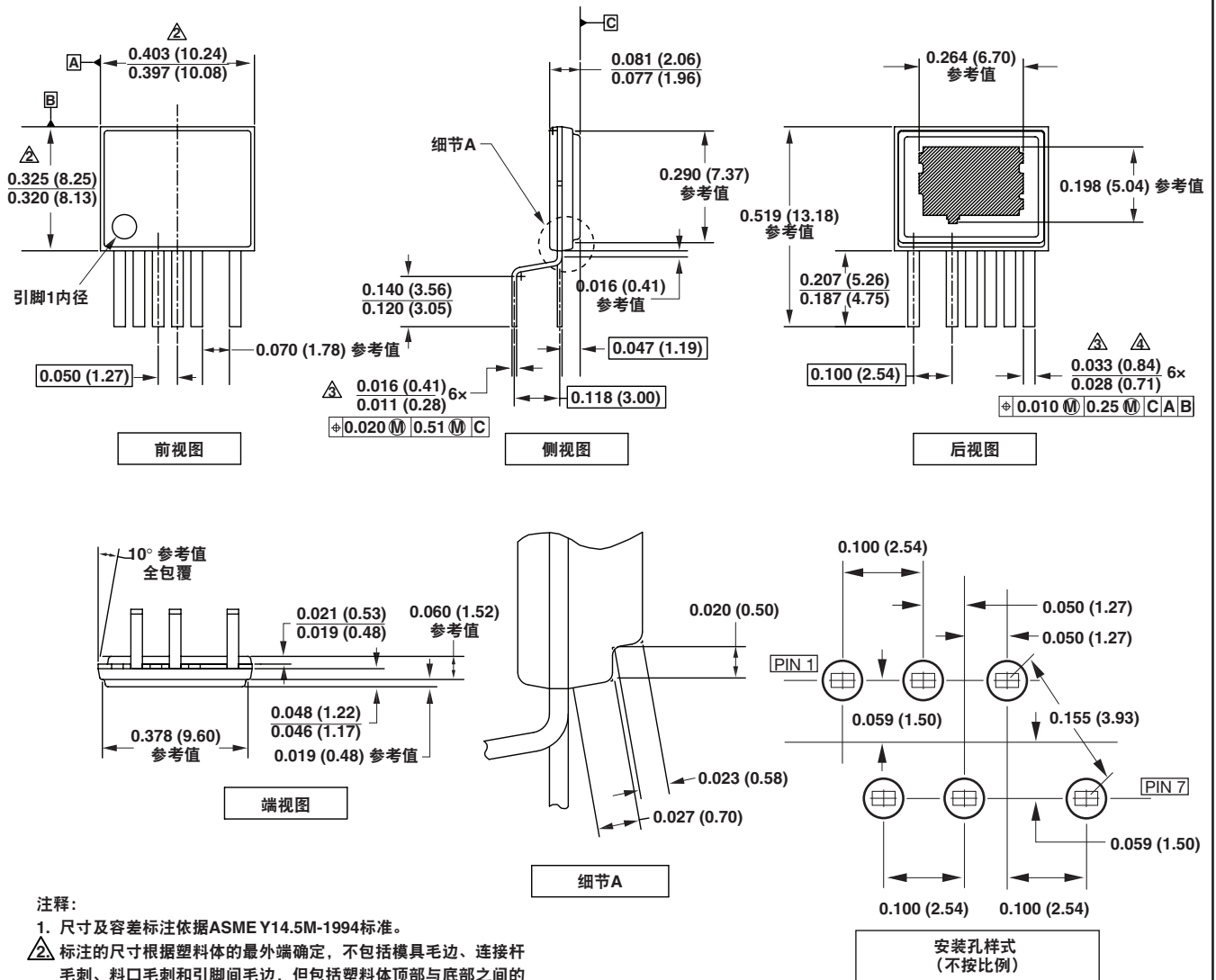


图52. 远程OFF漏极供电电流相对于温度的变化

eSIP-7C (E封装)

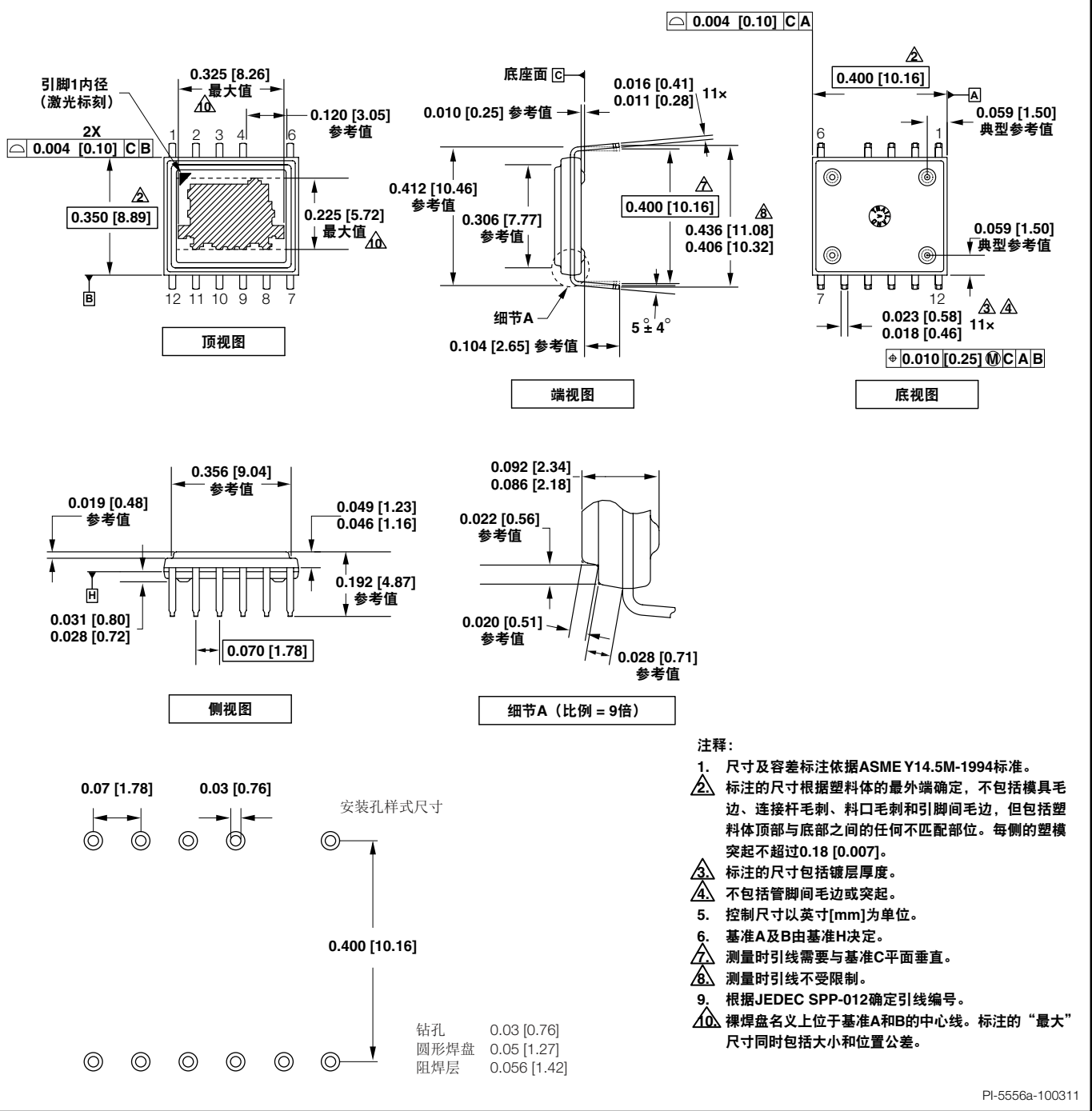


注释:

1. 尺寸及公差标注依据ASME Y14.5M-1994标准。
2. 标注的尺寸根据塑料体的最外端确定, 不包括模具毛边、连接杆毛刺、料口毛刺和引脚间毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何不匹配部位。每侧的塑模突起不超过0.007 [0.18]。
3. 标注的尺寸包括镀层厚度。
4. 不包括管脚间毛边或突起。
5. 控制尺寸以英寸(mm)为单位。

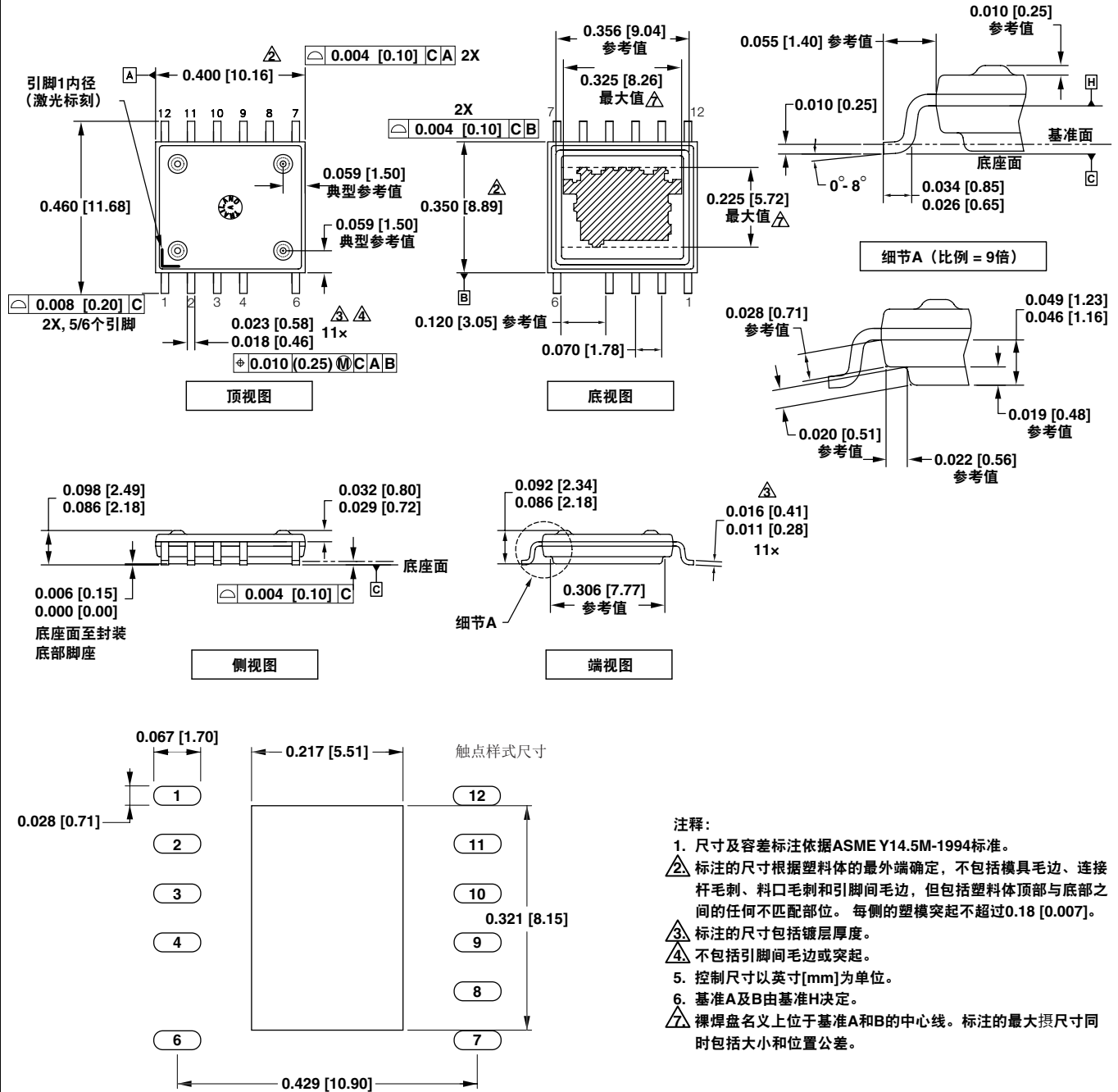
PI-4917-061510

eDIP-12B (V封装)



PI-5556a-100311

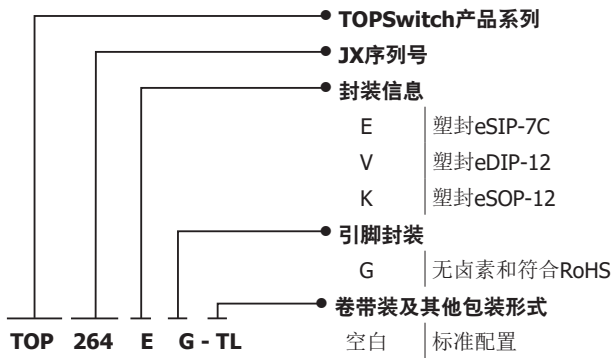
eSOP-12B (K封装)



- 注释:
1. 尺寸及公差标注依据ASME Y14.5M-1994标准。
 2. 标注的尺寸根据塑料体的最外端确定, 不包括模具毛边、连接杆毛刺、料口毛刺和引脚间毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何不匹配部位。每侧的塑模突起不超过0.18 [0.007]。
 3. 标注的尺寸包括镀层厚度。
 4. 不包括引脚间毛边或突起。
 5. 控制尺寸以英寸[mm]为单位。
 6. 基准A及B由基准H决定。
 7. 裸焊盘名义上位于基准A和B的中心线。标注的最大尺寸同时包括大小和位置公差。

PI-5748a-100311

元件订购信息



修订版本	注释	日期
A	发布数据手册。	01/10
B	增加了eDIP元件。	01/10
B	第4页中的“锁存”修改为“迟滞”。更新了表3。	03/10
B	更新了“输入电压检测电阻值”部分的句子。	07/10
C	增加了K封装元件。	11/10
D	更新了K和V封装的结构图。	06/11
E	增加了eDIP-12B和eSOP-12B封装。删除了eDIP-12和eSOP-12封装。	10/11
E	更新了图2和K封装布局。	08/12
F	更新版本换用了新的品牌风格。	05/15

有关最新产品信息，请访问：www.power.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.power.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at <http://www.power.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.

The PI logo, TOPSwitch, TinySwitch, LinkSwitch, LYTSwitch, InnoSwitch, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, LinkZero, HiperPFS, HiperTFS, HiperLCS, Qspeed, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, FluxLink, StakFET, PI Expert and PI FACTS are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2015, Power Integrations, Inc.

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:
Worldwide: +1-65-635-64480
Americas: +1-408-414-9621
e-mail: usasales@power.com

中国 (上海)

徐汇区漕溪北路88号圣爱广场
2401室
上海|中国, 200030
电话: +86-21-6354-6323
电子邮件: chinasales@power.com

中国 (深圳)

南山区科技南八路二号豪威科技大厦
17层
深圳|中国, 518057
电话: +86-755-8672-8689
电子邮件: chinasales@power.com

德国 (AC-DC/LED销售)

Lindwurmstrasse 114
D-80337 München
Germany
Phone: +49-89-5527-39100
e-mail: eurosales@power.com

德国 (门极驱动器销售)

HellwegForum 1
59469 Ense
Germany
Tel: +49-2938-64-39990
e-mail: igbt-driver.sales@power.com

印度

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

意大利

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

日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku
Yokohama-shi,
Kanagawa 222-0033 Japan
Phone: +81-45-471-1021
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
e-mail: koreasales@power.com

新加坡

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

中国台湾

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

英国

Building 5, Suite 21
The Westbrook Centre
Milton Road
Cambridge
CB4 1YG
Phone: +44 (0) 7823-557484
e-mail: eurosales@power.com
