

DPA423-426

DPA-Switch® 产品系列

用于以太网供电及通讯DC-DC应用的高度集成DC-DC开关转换IC



产品特点

高度集成的解决方案

- 节省20-50个外部元件 — 节省了空间和成本
- 集成了220 V的高频MOSFET及PWM控制器
- 在小于35 W输出功率的设计中可以选择低成本的塑封表面贴DIP封装（G封装）及直插式封装（P封装）
- 对于高功率的应用可以选择高效散热的MO-169-7C封装（S-PAK）及TO-263-7C封装（R封装）

优良的性能及设计灵活性

- 节省了所有外部电流检测线路
- 内置用于输出过载 / 开环保护的自动重启电路
- 通过引脚可选300/400 kHz的固定工作频率
- 很宽的输入电压范围：16-75 VDC
- 外部可以设定限流点
- 源极连接至散热片的设计降低了EMI
- 输入电压欠压(UV)检测：满足ETSI标准要求
- 输入电压过压(OV)关断保护
- 在同步整流应用时UV/OV限制了同步整流MOSFET的栅极驱动电压
- 完全集成的软启动电路减低了电压电流应力并减小了过冲
- 支持正激或反激拓扑
- 丢周期工作方式：无需假负载完成零负载时的输出稳压
- 迟滞热关断保护在故障排除时电源可以自行恢复工作
- 可选P、G及S封装满足RoHS要求

EcoSmart® — 高效节能

- 极低的空载功率消耗
- 轻载时的丢周期工作方式使得待机工作效率很高

应用

- PoE应用、VoIP电话、WLAN、及安全用摄像头
- 电信中央办公设备：xDSL、ISDN、PABX
- 功率配电（24 V/48 V总线）
- 工业控制

描述

DPA-Switch IC产品系列是高度集成的解决方案，适用于16-75 VDC输入的DC-DC转换器应用。

DPA-Switch与TOPSwitch®使用了相同的拓扑结构，将功率MOSFET、PWM控制器、故障保护及其它控制电路高效集成在一个单片CMOS芯片上。使用者可以通过对三个引脚不同的配置实现高性能的设计，它同时还具备迟滞热关断的保护特性。此外，所有关键参数（比如限流点、频率、PWM增益）都具有严格的温度及绝对容差，从而简化了设计并降低了系统成本。

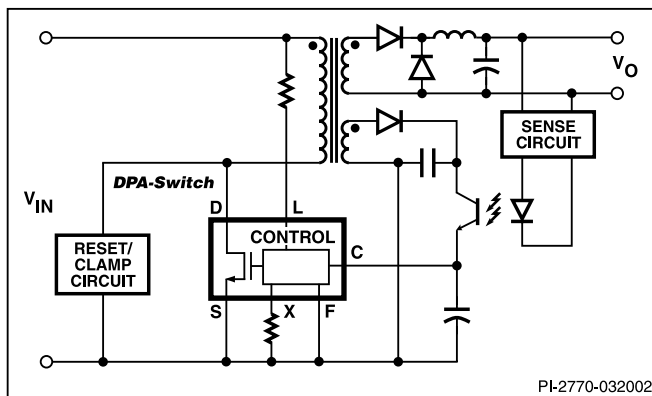


图1. 典型的正激式变换器应用

输出功率表						
36-75 VDC输入范围(正激) ²						
总的器件损耗 ³ 产品 ⁴	0.5 W	1 W	2.5 W	4 W	6 W	最大输出功率 ¹
DPA423	12 W	16 W	-	-	-	18 W
DPA424	16 W	23 W	35 W	-	-	35 W
DPA425	23 W	32 W	50 W	62 W		70 W
DPA426 ⁵	25 W	35 W	55 W	70 W	83 W	100 W
36-75 VDC输入范围(反激) ²						
总的器件损耗 ³ 产品 ⁴	0.5 W	0.75 W	1 W	1.5 W		最大输出功率 ¹
DPA423	9 W	13 W	-	-		13 W
DPA424	10 W	14.5 W	18 W	24 W		26 W
DPA425	- ⁶	- ⁶	- ⁶	25.5 W		52 W

表1. 输出功率表

注释:

1. 最大输出功率受器件内部限流点的限制。
2. 对于其它输入电压范围下输出功率及假设条件的描述请参见“应用考量”部分。
3. 器件损耗如果小于等于1.5 W，请使用P或G封装。器件损耗大于1.5 W则使用S和R封装。
4. 封装：P为DIP-8，G为SMD-8，R为TO-263-7C，S为MO-169-7C。关于无铅封装，参见“器件订购信息”部分。
5. 仅具备S和R封装。
6. 由于较高的开关损耗，与较小型号的器件相比，DPA425可能不会输出更高的功率。

目录

功能框图	3
引脚功能描述	3
DPA-Switch产品系列功能描述	4
控制(C)引脚工作方式	4
振荡器及开关频率	5
脉宽调制及最大占空比	6
最小占空比及丢周期工作方式	6
误差放大器	6
可外部编程的芯片内部电流限制	6
输入电压欠压检测(UV)	6
输入电压过压关断(OV)	7
具备最大占空比DC _{MAX} 降低特点的线电压前馈	7
远程开 / 关	7
同步	8
软启动	8
关断 / 自动重新启动	8
迟滞过热保护	8
带隙基准	8
高压偏置电流源	8
功能引脚的使用	9
频率(F)引脚工作方式	9
线电压检测(L)引脚工作方式	9
外部流限设定(X)引脚工作方式	9
频率(F)引脚的典型使用	12
线电压检测(L)引脚及外部流限设定(X)引脚的典型使用	12
应用举例	15
关键应用考量	18
DPA-Switch设计考量	18
DPA-Switch布局设计考量	20
快速设计校验	20
设计工具	20
产品规格及测试条件	22
典型性能特性	28
器件订购信息	31
封装信息	32

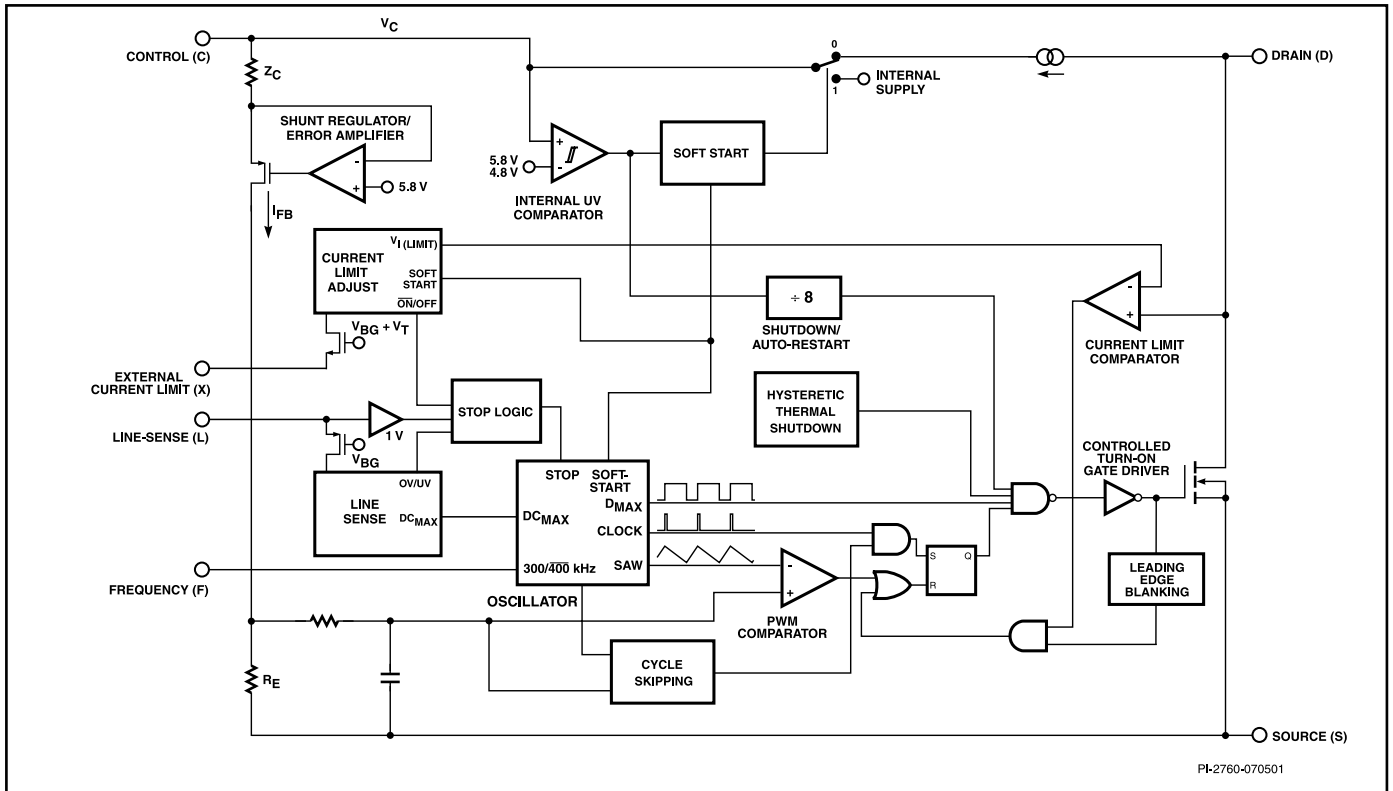


图2. 功能结构框图

引脚功能描述

漏极(D)引脚:

高压功率MOSFET的漏极输出点。此引脚经过一个开关的高压电流源给芯片内部提供开机偏置电流。同时该引脚也是漏极电流的限流点检测点。

控制(C)引脚:

误差放大器及用来控制占空比的反馈电流的输入引脚。内部分流稳压电路连接节点。在正常工作时提供内部偏置电流。同时，它也用来连接供电去耦及自动重新启动/补偿的电容。

线电压检测(L)引脚:

过压(OV)、欠压(UV)锁存、降低 DC_{MAX} 的线电压前馈、远程开/关和同步时使用的输入引脚。连接至源极引脚则禁用此引脚的所有功能。

外部流限设定(X)引脚:

外部流限调节和远程开/关控制引脚。连接至源极引脚则禁用此引脚的所有功能。

频率(F)引脚:

选择开关频率的输入引脚: 如果连接到源极引脚则开关频率为400 kHz, 连接到控制引脚则开关频率为300 kHz。

源极(S)引脚:

此引脚是输出MOSFET的源极连接点, 用于功率返回端。它也是初级控制电路的公共点及参考点。

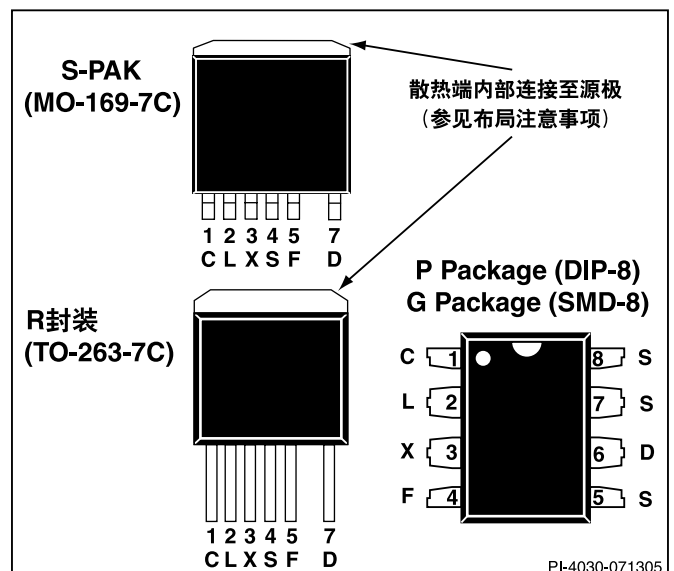


图3. 引脚布局 (顶视)

DPA-Switch产品系列功能描述

DPA-Switch为集成的开关电源芯片，它通过控制引脚的电流来控制高压功率MOSFET漏极的占空比。如图4所示，在正常工作期间功率MOSFET的占空比随控制引脚电流的增加而线性下降。专利的高压CMOS技术将高压功率MOSFET和低压控制电路高效集成在一个单片晶圆芯片上。

除了具备TOPSwitch的一些标准特点，比如高压启动、逐周期限流、环路补偿电路、自动重新启动及热关断，DPA-Switch还具备很多其它特点，用来降低系统成本，改善电源性能及提高设计灵活性。下面对这些新特点加以描述：

1. 完全集成的5 ms软启动在开机时限制了峰值电流及电压，在很多应用当中减低或消除了输出端的过冲。
2. 最大占空比(DC_{MAX})高达75%且在线电压前馈工作时可以随输入电压增高而降低。此特点使得DPA-Switch非常适合于反激及正激拓扑结构。
3. 很高的开关频率(400 kHz/300 kHz，利用引脚可选)可以使用更小的变压器，同时使得电源控制环路具有更高的带宽。
4. 轻载时丢周期的工作方式降低了待机功率消耗(典型值<10 mA的输入电流)。
5. 线电压欠压保护可以防止开关机时输出端出现的不良干扰。同时，欠压保护阈值经过处理而不受温度变化影响，其严格的参数容差能够保证满足DC-DC转换器通常要求的系统级别保护要求(比如ETSI)。
6. 线电压过压保护使得DPA-Switch能够承受更高的输入电压及输入浪涌冲击。
7. 外部限流调整可从器件外部将限流点设定在距离工作峰值电流附近较低的工作水平。如有需要，在输入电压增高过程中可以逐步调整限流点水平。这样可以对电源的过载输出功率加以限制。
8. 同步功能使得DPA-Switch可以外部较低的频率同步工作。
9. 远程开/关机特点使得基于DPA-Switch的电源很容易的通过逻辑信号加以控制，进行开机或关机工作。在远程关机模式下其最大输入电流的消耗为2 mA。
10. 迟滞的过热关断保护在出现热故障时具有自动恢复的特性。
11. 开关频率、限流点及欠压锁存关断(UV)阈值具有严格的绝对容差范围且随温度的变化很小。

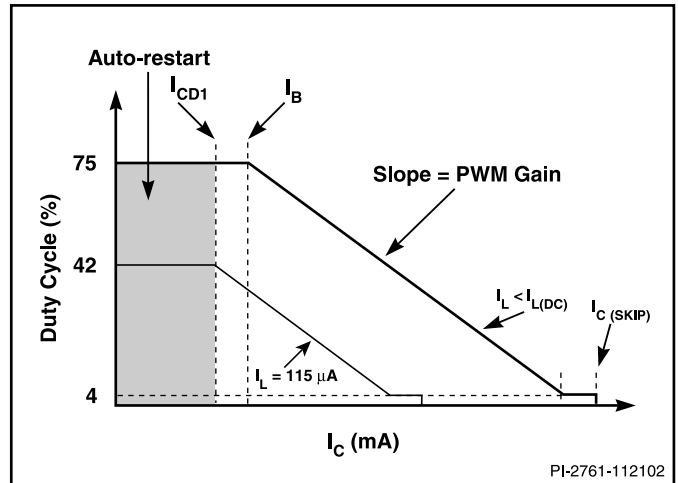


图4. 占空比与控制引脚电流之间的关系

利用线电压检测(L)引脚、外部流限设定(X)引脚及频率(F)引脚可以实现所有的引脚控制特性。在线电压检测引脚与DC输入总线之间连接一个电阻可以实现输入欠压过压保护及线电压前馈DC_{MAX}降低功能。在外部流限设定引脚与源极引脚间连接一个电阻可以实现外部的限流点设定。此外，根据外部逻辑信号的极性及其它系统的要求可以利用线电压检测引脚及外部流限设定引脚实现远程的开/关机工作。将线电压检测引脚和外部流限设定引脚短路到源极引脚，则输入过欠压保护、线电压前馈的DC_{MAX}降低、外部流限设定、远程开/关机及同步功能都将被禁止。频率引脚连接至源极引脚时其工作频率为400 kHz，而将其连接至控制引脚时其工作频率为300 kHz。此引脚不可以悬空。关于这些引脚的使用及详细信息请参见“使用功能引脚”部分。

控制(C)引脚工作方式

控制引脚为接收供电及反馈电流的低阻抗节点。在正常工作期间，使用一个分流稳压电路将反馈信号从供电电流中分离出来。控制引脚电压V_C，为控制电路的供电电压，同时也是MOSFET的栅极驱动电压。在控制引脚与源极引脚之间需要就近连接一个外部的去耦电容以提供瞬态的栅极驱动电流。连接至此引脚的电容总容量决定了自动重新启动的定时时间，同时具有环路补偿的作用。

在开机阶段，当DC输入电压加到漏极引脚时，MOSFET处于关断状态。控制引脚的电容由内部连接在漏极与控制引脚之间的开关高压电流源进行充电。当控制引脚电压V_C达到约5.8 V时，控制电路开始启动，软启动开始。

软启动电路经过约5 ms的时间逐渐将MOSFET的占空比从零增大到最大值。在软启动结束时高压电流源关断。如果在软启动结束时没有外部反馈 / 供电电流流入控制引脚, 由于控制电路的供电电流及开关MOSFET栅驱动电流的消耗, 控制引脚开始放电。如果电源设计合理, 没有任何开环或输出过载故障出现, 则反馈环路会闭合, 在控制极引脚有机会放电至约4.8 V(内部供电电压锁存阈值)的较低电压阈值之前, 会由外部给控制引脚提供电流。当外部提供的电流将控制引脚充电至分流稳压电压5.8 V时, 如图2所示, 超过芯片本身消耗的电流会经过电阻 R_e 分流至源极引脚。此流经 R_e 的电流用来控制功率MOSFET的占空比从而实现闭环稳压控制。分流稳压电路具有有限的较低输出阻抗 Z_c , 在初级反馈的应用当中, 它决定了误差放大器的增益。控制引脚的动态阻抗 Z_c 与控制引脚外部连接的电容一起共同决定了控制环路的主极点。

当出现开环或输出过载故障而使得外部电流无法流入控制引脚时, 控制引脚的电容放电至4.8 V。电压为4.8 V时激活自动重启电路而关断输出MOSFET, 使得控制电路处于低电流的待机模式。高压电流源重新开启给外部电容再

次充电。一个具有迟滞特性的内部供电电压比较器通过高压电流源的开关操作将 V_c 电压维持在4.8 V至5.8 V之间, 如图5所示。自动重启电路有一个除8计数器, 仅在计满(S7)时才接通输出MOSFET, 用以防止输出MOSFET在八个放电—充电周期完成以前重新导通。该计数器有效地限制了DPA-Switch的功率消耗, 同时通过将自动重启的占空比减到典型值4%, 也限制了传送到电源输出端的最大输出功率。自动重启模式将不断循环工作直到输出电压通过闭合反馈环路重新进入受控状态为止。

振荡器及开关频率

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锯齿波电压。在每个周期的起点, 振荡器将脉宽调制锁存器及电流限制锁存电路置位。

额定开关频率选择为400 kHz, 这使变压器尺寸最小且电源具有较快的环路响应。频率引脚与控制引脚短接时, 开关频率降至300 kHz。这种特性在某些次级侧使用同步整流的应用当中非常有用。否则, 频率引脚应与源极引脚相连, 采用缺省值的400 kHz开关频率。

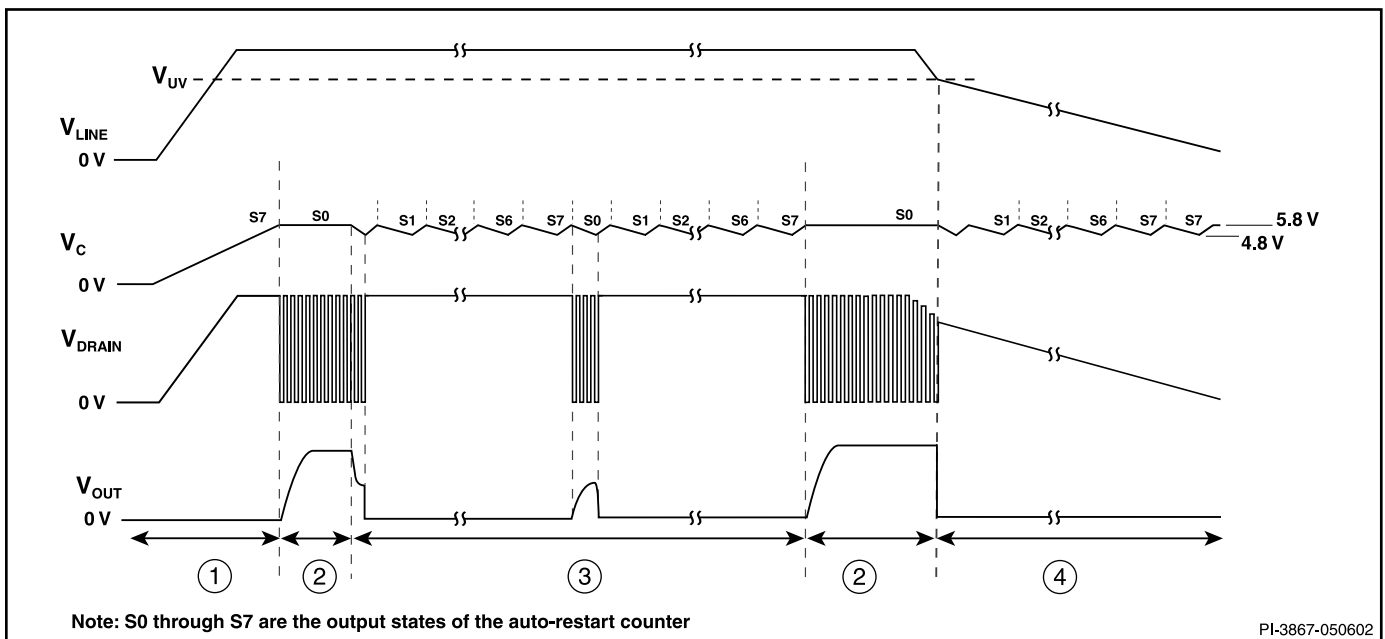


图5. 各工作过程典型波形: (1)上电(2)正常工作(3)自动重启(4)关机

脉宽调制器及最大占空比

脉宽调制器通过驱动输出MOSFET来实现电压模式控制，其占空比与流入控制引脚超过芯片内部消耗所需要的电流成反比（如图4）。此部分电流在 R_E 两端产生反馈误差信号（如图2），并由一个转折频率为30 kHz的RC滤波电路进行滤波，以降低芯片供电电流中由MOSFET栅极驱动产生的开关噪音的影响。经滤波的误差信号与内部振荡器产生的锯齿波信号进行比较，产生占空比的波形。控制电流增大时，占空比减小。由振荡器产生的时钟信号置位触发器电路，从而使输出MOSFET导通。脉宽调制器使此触发器电路复位而关断输出MOSFET。注意：在占空比开始变化前，必须有最小电流注入控制引脚。

最大占空比 DC_{MAX} 按缺省值75%（典型值）设定。但如图7所示，当线电压检测引脚通过恰当的电阻与DC高压总线相连时，随输入电压的增加，最大占空比可以从75%降至33%（典型值）（参见 DC_{MAX} 降低的线电压前馈）。

最小占空比及丢周期工作

为了维持电源输出端的电压稳定，当电源输出端负载减轻时脉宽调制器降低占空比。占空比的降低与流入控制引脚的电流成正比。随控制引脚电流的增加，占空比线性降低至规定的最小占空比 $DC_{最小值}$ 。达到 $DC_{最小值}$ 时，如果控制引脚电流继续增加约2 mA，脉宽调制器会以不连续的步进方式将占空比从 $DC_{最小值}$ 减小至零（参见图4）。此特点会使得电源在负载端所消耗的功率低于DPA-Switch在最小占空比所能提供的功率时进入丢周期工作方式。而正常工作方式与丢周期工作方式之间的转换不需要其它额外的电路加以控制。如有必要，随负载的加重或减轻，电源会自动在正常工作方式和丢周期工作方式之间进行转换。

如要避免丢周期工作方式出现，可以在电源输出端连接一个最小负载，使得在任何时候电源的占空比都高于 $DC_{最小值}$ 即可。

误差放大器

在初级侧反馈的应用当中，分流稳压电路也作为误差放大器来使用。分流稳压器的精确电压取自经温度补偿的带隙参考基准。误差放大器的增益由控制引脚的动态阻抗决定。控制引脚将外部电路信号箝位在 V_c 的电平上。

控制引脚电流中超过供电电流的部分由分流稳压器分离出来，流经 R_E 作为电压误差信号。

可外部编程的芯片内部电流限制

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。在漏极电流达到限流点时， $V_{DS(ON)}$ 超过阈值电压使得MOSFET关断，直到下一个时钟周期开始。流限比较器的阈值电压采用温度补偿，使输出MOSFET的 $V_{DS(ON)}$ 随温度所产生的变化对流限的影响最小。DPA-Switch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设定(X)引脚和源极引脚间的电阻，在外部将流限控制在25%到100%缺省流限值之间。关于电阻值的选择请参见“典型性能特性”中的图表。由于较大的DPA-Switch的 $R_{DS(ON)}$ 值较小，设定较低的流限值时可选择超出所需功率的DPA-Switch来获得更高效或者减少散热片面积。如果将另外一个电阻连接在外部流限设定(X)引脚和DC输入总线之间，限流点会随线电压的增高而降低，从而在反激应用当中可实现真正的不受输入电压变化影响的恒功率工作。

输出MOSFET刚导通时，前沿消隐电路将流限比较器抑制片刻。在前沿消隐时间过后，如果电源设计正确，由电源初级侧电容及次级侧整流管反向恢复时间引起的电流尖峰不会引起此开关脉冲的提前误关断。

前沿消隐时间之后的电流限制情况如图31所示。为避免在正常工作时误触发电流限制功能，漏极电流的波形应在图示的封闭区内。

线电压欠压检测(UV)

在上电时，UV令DPA-Switch在输入电压达到欠压保护上限阈值前保持关断；在断电时，UV保持DPA-Switch工作，直到输入电压下降到欠压保护下限阈值以下。UV的上、下限阈值由连接在线电压检测引脚和DC输入总线间的电阻来设定。为防止噪声引起的欠压保护误触发，UV保护的下限阈值与上限阈值之间应有足够的迟滞区间，通常下限阈值设定在上限阈值的94%处。在正常工作时如果输入电压达到UV下限阈值而此时输出电压还没有失调，这种情况持续时间超过10 μ s（典型值）时，器件会保持关断状态，直到DC总线电压再次达到UV上限阈值时为止。此后，在下次控制引脚电压达到5.8 V时重新开始一个软启动的过程。如果输入电压在达到UV保护下限阈值之前电源输出已经失调，则器件会进入自动重启状态。在每一次自动重启周期(S7)结束时，欠压保护比较器都会被使能。如果输入电压没有超过欠压保护的上限阈值，MOSFET在下一个周期将被禁止开关操作（如图5所示）。UV特性可单独禁用，而与OV特性无关。

线电压过压关断(OV)

用于设定欠压保护点的电阻同时也设定过压保护阈值。线电压一旦超过此阈值，在一个周期之内会使得 *DPA-Switch* 输出处于关断状态。从图7所示，OV和UV的比率预设2.7。当MOSFET关断时，由于漏极没有反馈电压和漏电感尖峰，输入电压的抗浪涌冲击的能力增大到MOSFET的额定电压(220 V)。OV阈值有少量迟滞以防止噪声引起的误触发。如图13所示，OV特性可以不依赖于UV特性而单独禁用。

DC_{MAX} 降低的线电压前馈

设置UV和OV的电阻同时也用于产生线电压前馈，使输出低频纹波最小并减小了输入电压瞬态变化时对输出的影响。这种前馈的工作方式在图4中以不同的 I_L 值表示。值得注意的是，对于相同的控制引脚电流，较高的线电压会产生较小的工作占空比。另外，最大占空比也从略高于UV阈值时的75%（典型值）降至OV阈值时的33%（典型值）（见图4、图7）。在正激式转换器应用当中，较高线电压时对DC_{MAX}加以限定将有助于防止由大负载瞬态变化引起的变压器饱和现象发生。在OV阈值时，选择DC_{MAX}为33%可确保*DPA-Switch*的输出功率能力在正常工作情况下不会受到此特性的限制。

远程开 / 关

远程开 / 关控制是指IC长时间处于开启或关断的工作状态。它不同于下面“同步”部分中所描述的逐周期开 / 关控制。

*DPA-Switch*可通过控制流入线电压检测引脚的电流或流出外部流限设定引脚的电流来进行开启或关断控制(见图7)。因此很容易以几种不同方式实现*DPA-Switch*的远程开 / 关控制。把晶体管或光耦器的输出连接在外部流限设定引脚和源极引脚之间可以实现“控制信号为高电平时开机”的控制状态(如图17、19和21所示)；而将晶体管或光耦器的输出连接在线电压检测引脚与控制引脚之间则可以实现“控制信号为高电平时关机”的控制状态（见图18、20和22）。

线电压检测引脚或外部流限设定引脚接收到OV、UV和远程开 / 关等功能产生的禁止输出信号时，*DPA-Switch*总是在完成当前的开关周期后，才强制关断输出。内部振荡器在当前周期结束时停止振荡，直到禁止信号结束。当上述引脚的信号改变状态从禁止变为使能时，内部振荡器则开始下一个开关周期。

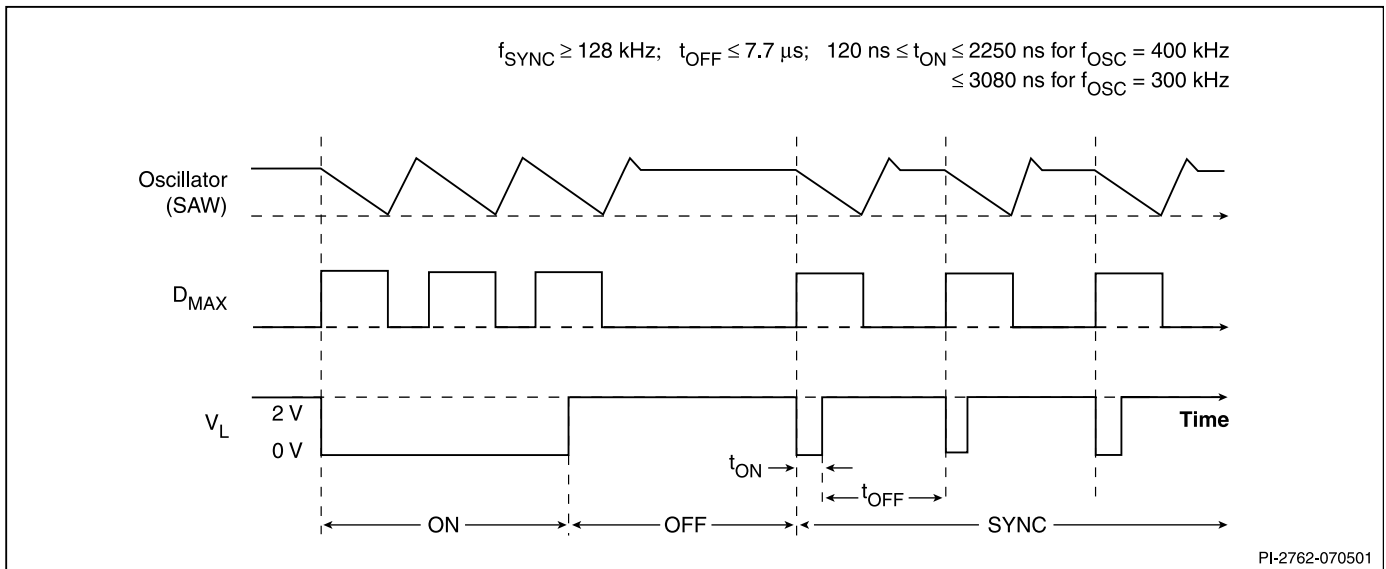


图6 同步时序图

此远程开 / 关功能可用作DPA-Switch的待机或电源开关，使其长时间处于极低功耗状态。如果DPA-Switch远程关断的时间超过10 μs (典型值)，控制引脚则进入迟滞工作方式。在此模式下，控制引脚在4.8 V到5.8 V间交替进行充放电周期转换(见上述控制引脚工作方式部分)，IC会完全消耗掉高压直流输入端的能量，但其功耗很低(48 V输入时线电压检测引脚及外部流限设定引脚开路的情况下消耗功率的典型值为30 mW)。进入此模式后，当DPA-Switch被远程开启时，它在控制引脚电压再次达到5.8 V时执行正常的软启动工作程序。在最差情况下，从施加远程开启信号到电源最后启动的延迟时间可与控制引脚的整个充放电时间相等，即对应22 μF 的控制极引脚电容需时约为36 ms。这种降低功耗的远程关断模式可以取消昂贵而不可靠的线上机械开关。在某些应用中还可以采用微处理器来对电源的开启及关断加以控制。

同步

线电压检测引脚除了检测其流入的电流用来实现OV、UV及远程开 / 关机之外，同时还通过一个1 V阈值的比较器监测其引脚电压。引脚电压低于1 V则开启DPA-Switch。当线电压检测引脚电压超过1V则禁止其输出，DPA-Switch在完成了当前的开关周期后其输出被强制关断（类似于远程开 / 关工作方式）。内部振荡器在此开关周期结束时停止振荡，只有在线电压检测引脚电压变低后才开始下一个周期。这样就可利用此1 V的阈值将DPA-Switch与一个频率低于其内部开关频率的外部信号进行同步。将晶体管或光耦器的输出连接至线电压检测引脚和源极引脚之间可以实现此功能（参见图24）。关于同步工作的时序波形请参见图6。

为了识别同步脉冲，线电压检测引脚必须维持低电平（导通时间）且持续时间至少120 ns。但最长持续时间对于400 kHz内部开关频率时不得大于2250 ns(对于300 kHz工作频率则不得大于3080 ns)。此外，由于芯片限定的可以同步的最低频率为128 kHz，因此必须保证线电压检测引脚的关断时间低于7.7 μs 。同步工作时的有效最大占空比 DC_{MAX} 可以用公式 $0.75 \times f_{SYNC} / f_{OSC}$ 来计算。如果线电压检测引脚关断时间大于7.7 μs ，则控制引脚会进入迟滞工作方式，在下一个开通周期时执行一次软启动工作。

软启动

两种片内集成的软启动功能通常在启动时开始工作，5 ms（典型值）后停止。在此5 ms期间，最大占空比从0%线性增加到缺省最大值75%，而限流点从约85%线性

增加到100%。除上电启动外，软启动在每次自动重启动时也会被激活，包括在远程关断或热关断后的自动重启动和控制引脚电压(V_C)进入迟滞工作方式时的重启动。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，防止启动期间变压器出现饱和。

关断 / 自动重启动

为使DPA-Switch在故障情况下的功耗最小，关断 / 自动重启动电路在输出失调情况下，一般按4%的自动重启动占空比开启和关断电源。输出失调会引起流入控制引脚的电流发生中断，如控制引脚工作方式一节中所描述的那样， V_C 的稳压方式也从分流模式进入迟滞自动重启动模式。当故障情况消除时，电源输出被重新稳压， V_C 稳压方式也再次进入分流模式，电源又恢复正常工作。

迟滞过温保护

DPA-Switch由精确的模拟电路提供过温度保护。当结温超过热关断温度（典型值137 $^{\circ}\text{C}$ ）时，该电路就关断输出MOSFET，当结温冷却到迟滞温度（典型值110 $^{\circ}\text{C}$ ）以下时，自动恢复并重新正常工作。当电源过热关断后， V_C 的稳压方式进入迟滞工作模式，控制引脚上的波形为4.8 V到5.8 V间（典型值）的锯齿波。

带隙基准

DPA-Switch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。此基准电压还用于产生一个具有温度补偿特性的电流基准，经调整此电流基准能精确设定开关频率、流限点和线电压过压 / 欠压阈值。DPA-Switch改善了电路性能，使以上这些重要参数的绝对容差更严格，且相对于温度的变化更小。

高压偏置电流源

在启动或迟滞工作模式时，高压电流源从漏极引脚给DPA-Switch器件提供偏置，并对控制引脚的外接电容充电。在自动重启动、远程关断和过热关断时，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20%。此占空比由控制引脚充电电流($I_{C(CH)}$)与放电电流(I_{CD1} 和 I_{CD2})的比率决定。正常工作情况下，输出MOSFET开关时，此电流源关断。电流源开关可以在漏极电压波形上产生很小的干扰，但这属于正常情况。

功能引脚的使用

频率(F)引脚工作方式

频率引脚为一个数字信号输入引脚。频率引脚与源极引脚短路时选择400 kHz的额定开关频率(图9)。此方式适合于大多数应用。另外一些应用可能希望较低的开关频率，这时可通过将频率引脚与控制引脚短接来选择300 kHz的开关频率(图10)。此引脚不可以悬空。

线电压检测(L)引脚工作方式

当线电压检测引脚有电流注入时，它相当于最大电流为+240 μA （典型值）的2.6 V左右的电压源。在+240 μA 时，此引脚为一个恒定的灌电流源，请参见图8。另外此引脚上还连接有一个阈值为1 V的比较器，可以检测此引脚是否与源极引脚短接。

线电压检测引脚可提供五种功能：OV、UV、降低 DC_{MAX} 的线电压前馈、远程开 / 关及同步。将此引脚和源极引脚短接可禁用这五种功能。通常通过连接到线电压检测引脚和高压直流总线间的电阻来检测输入电压，并实现OV、UV、降低 DC_{MAX} 的线电压前馈功能。在此模式下，电阻值确定OV/UV电压阈值，而且 DC_{MAX} 在输入直流高压刚超过UV阈值时开始线性降低。此引脚也可用作远程开 / 关和同步输入。连接在线电压检测引脚和控制引脚间的一个外部晶体管可以利用UV或OV阈值实现远程开 / 关操作。在线电压检测引脚和源极引脚间连接一个漏极开

路的外部MOSFET可以产生同步脉冲。每次MOSFET开通时，线电压检测引脚电压的下降沿都会触发一个新的开关周期。*DPA-Switch*可以同步的最低工作频率为128 kHz。表2是这些功能可能的组合方式，图11至图24是电路举例。线电压检测引脚I/V曲线的具体功能描述如图7所示(右手侧)。横轴正极方向代表注入线电压检测引脚的电流，纵轴的涵义根据功能的不同而不同。对于控制输出开启或关断的功能，比如UV、OV和远程开关，纵轴代表输出的使能 / 禁止状态。电流 I_{UV} （典型值+50 μA ，4 μA 的迟滞）时触发UV，达到 I_{OV} （典型值+135 μA ，4 μA 迟滞）时触发OV，在UV和OV阈值之间时输出为正常状态。对于降低 DC_{MAX} 的电压前馈，纵轴代表占空比的幅度，此前馈将最大占空比从 $I_{\text{L(DC)}}$ （典型值+55 μA ）时的75%降低为 I_{OV} (+135 μA)时的33%。

外部流限设定(X)引脚工作方式

电流从外部流限设定引脚流出时，它相当于最大电流-230 μA （典型值）的1.3 V左右的电压源。在-230 μA 时，此引脚转化为恒流电流源(请参见图8)。

使用外部流限设定引脚可获得两种功能：外部流限设定和远程开 / 关。将该引脚与源极引脚短接可禁用这两种功能。在对效率有较高要求的应用当中，将此引脚通过一个电阻和源极引脚相连，即可从外部将流限降到接近峰值电流的水平。

线电压检测及外部流限设定引脚配置表*

插图编号 ▶	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
三端工作	✓													
欠压		✓	✓								✓	✓	✓	
过压		✓		✓							✓	✓	✓	
线电压前馈(DC_{MAX})		✓									✓	✓	✓	
过载功率限制						✓								
外部流限设定					✓	✓			✓	✓	✓		✓	
远程开 / 关							✓	✓	✓	✓	✓	✓		
同步														✓

*此表格仅仅列举了部分线电压检测和外部流限设定引脚可能使用的配置。

表2. 典型的线电压检测和外部流限设定引脚配置

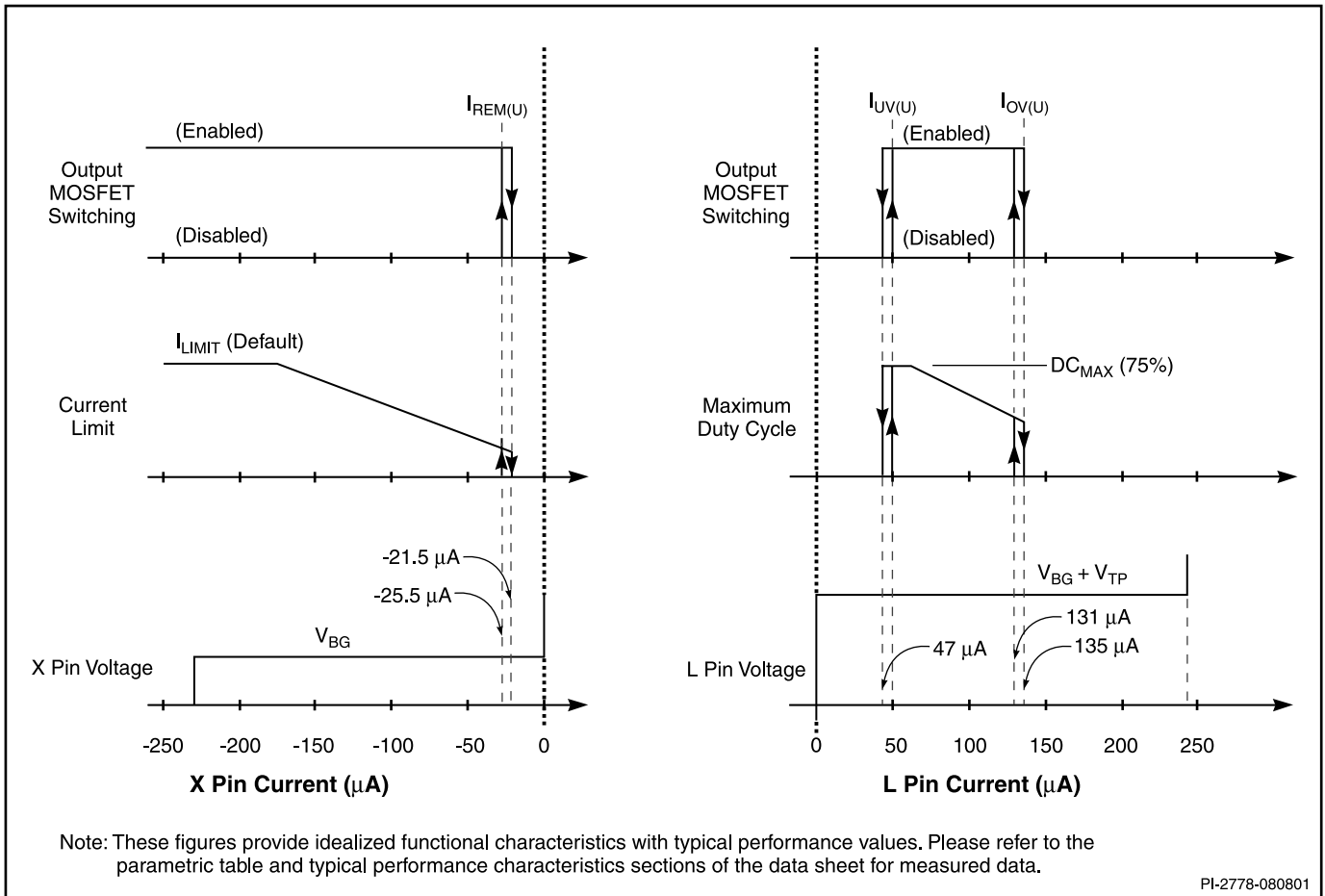


图7. 线电压检测引脚和外部流限设定引脚的特性

此引脚还可以作为远程开 / 关机控制的输入端。表2说明了该引脚的几种不同的使用方法。在图7所示的功能描述中，横轴（左手侧）代表外部流限设定引脚的电流，纵轴的涵义根据功能不同而不同。对于控制输出开启或关

断的功能，比如远程开 / 关机，纵轴代表输出的使能 / 禁止状态；对于外部流限功能，纵轴代表 I_{LIMIT} 的幅度。流限编程范围和如何选择恰当的阻值请参见典型特性章节中的图示。

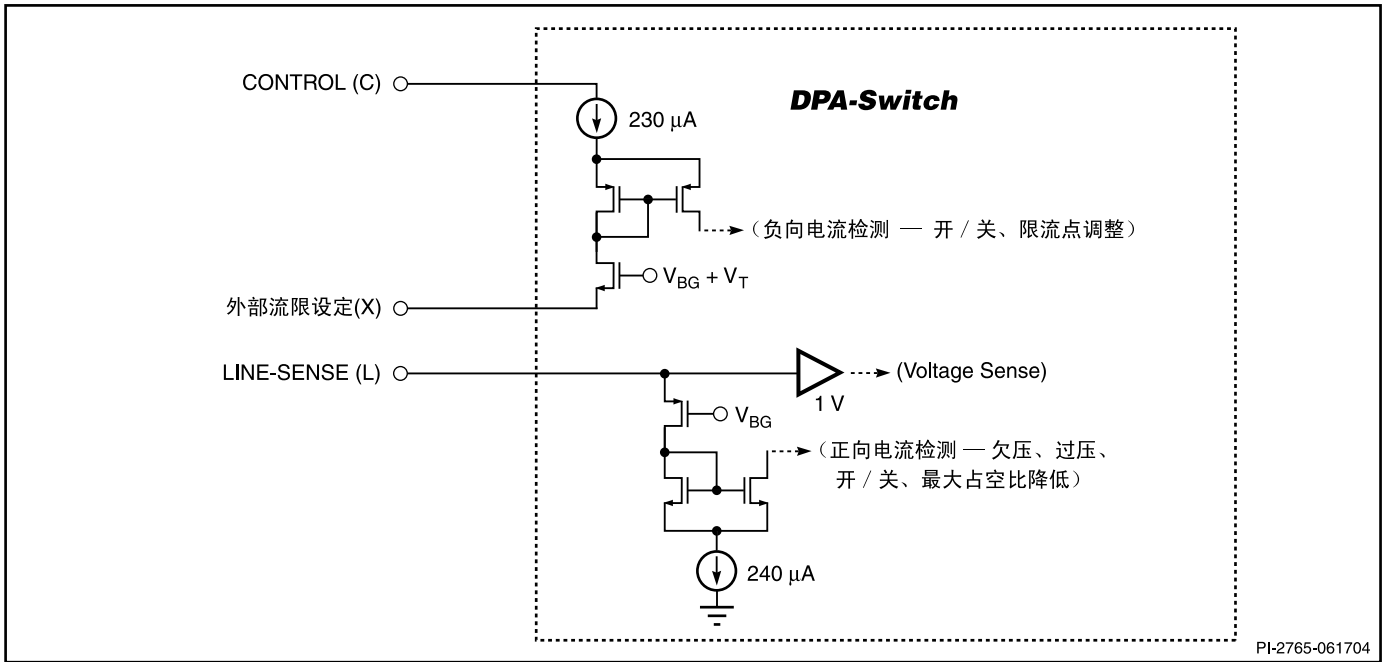


图8. 线电压检测(L)和外部流限设定(X)引脚输入简图

频率(F)引脚的典型使用

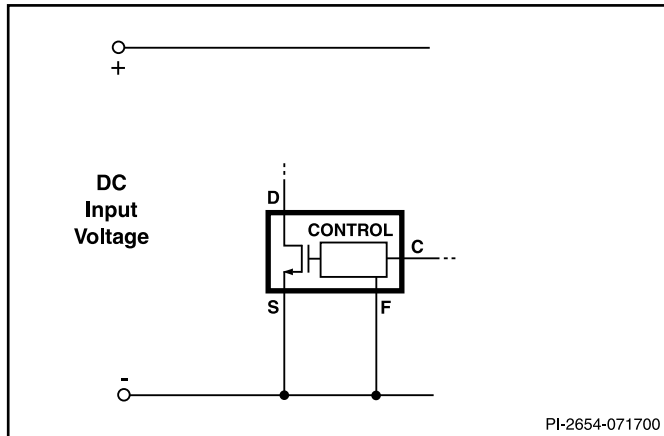


图9. 400 kHz频率工作

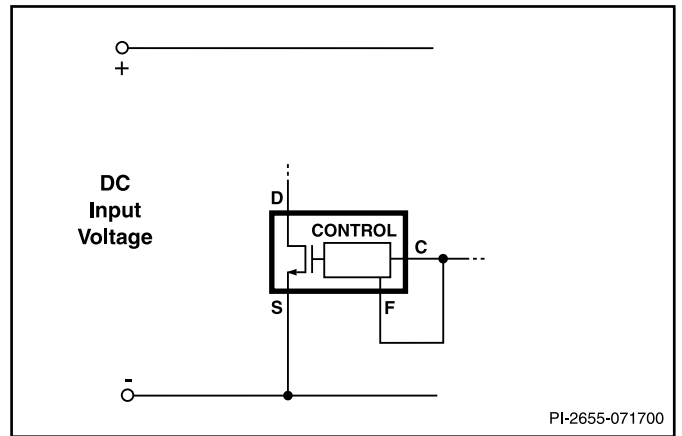


图10. 300 kHz频率工作

线电压检测(L)引脚和外部流限设定(X)引脚的典型使用

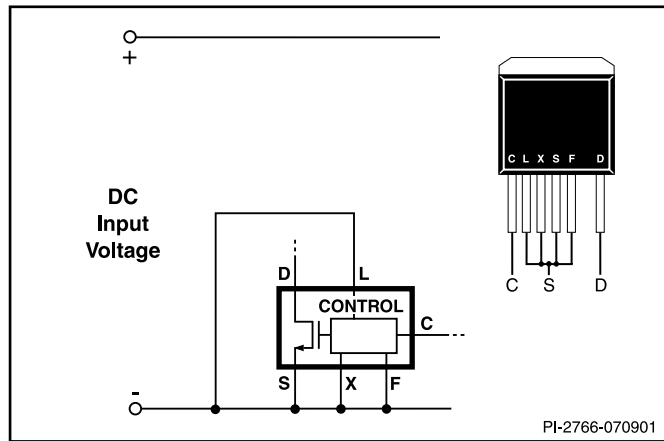


图11. 三端工作（禁止线电压检测和外部流限特性。
频率引脚可与源极或控制引脚相连）

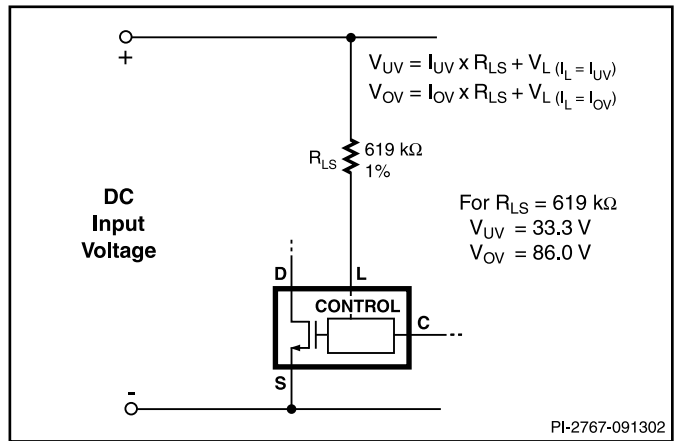


图12. 实现欠压、过压和线电压前馈的线电压检测

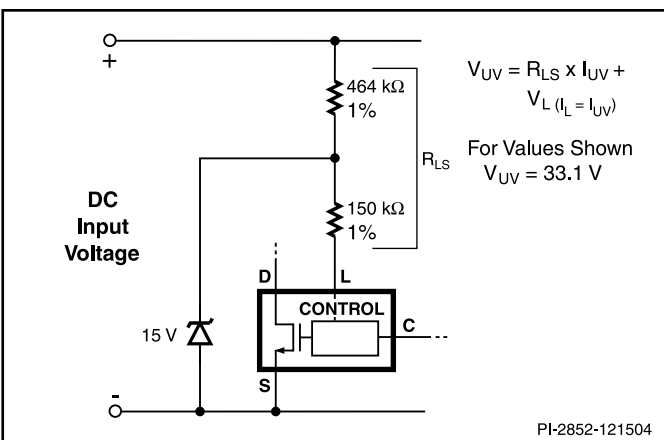


图13. 仅实现欠压的线电压检测（禁止过压）

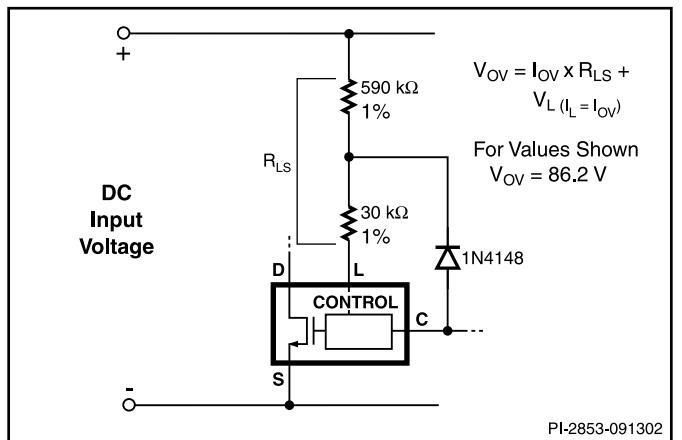


图14. 仅实现过压的线路检测（禁止欠压）。
低压时会降低最大占空比

线电压检测(L)引脚和外部流限设定(X)引脚的典型使用 (续)

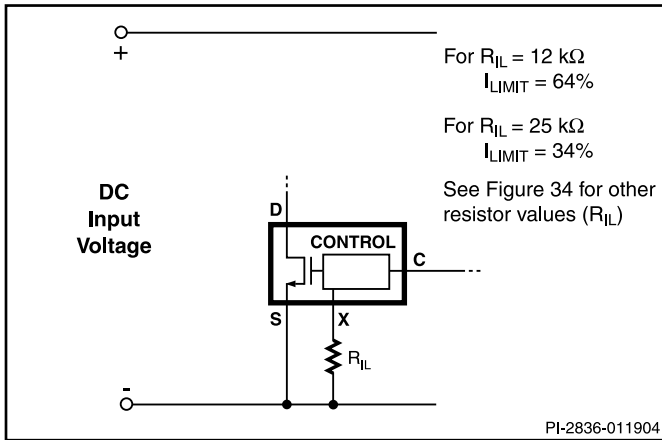


图15. 外部设定限流点

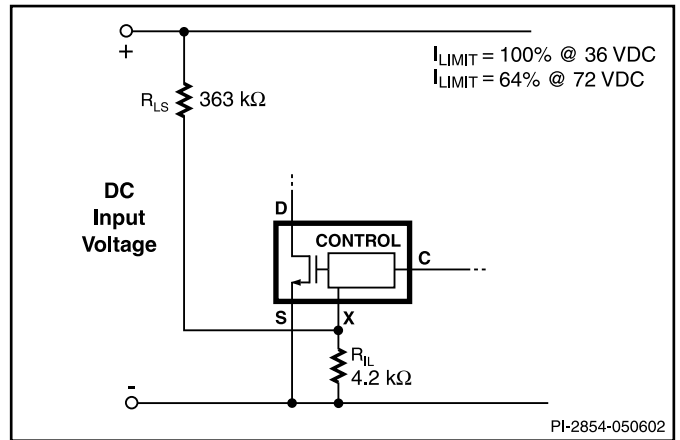


图16. 限流点随输入电压增高而降低

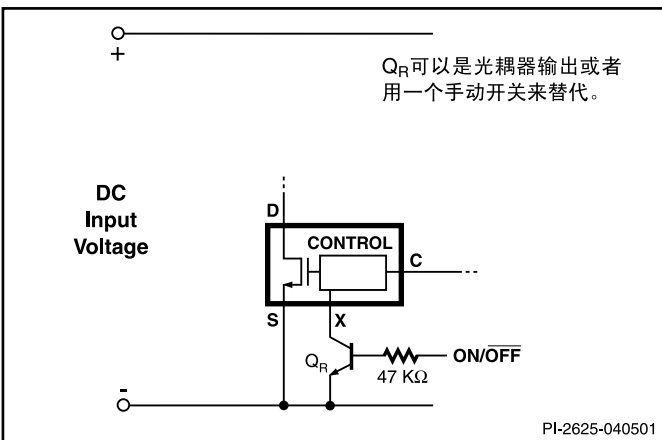


图17. 控制信号为高电平时开机的远程开 / 关控制电路

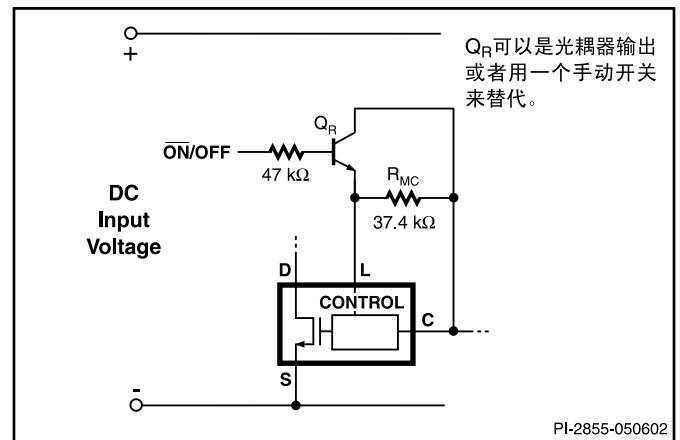


图18. 控制信号为高电平时关机的远程开 / 关控制电路且最大占空比会降低

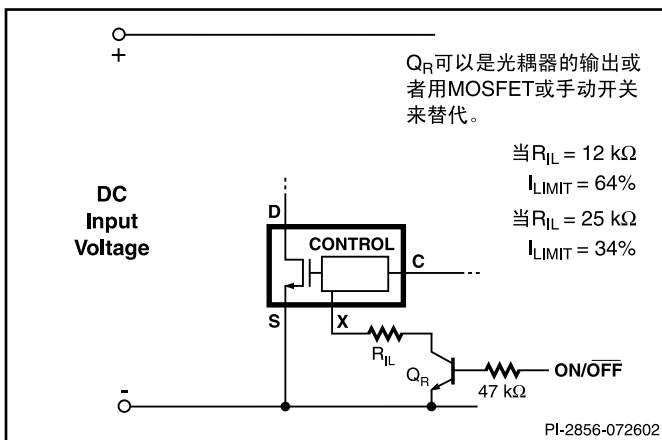


图19. 使用外部流限设定功能实现的控制信号为高电平时开机的远程开 / 关控制电路

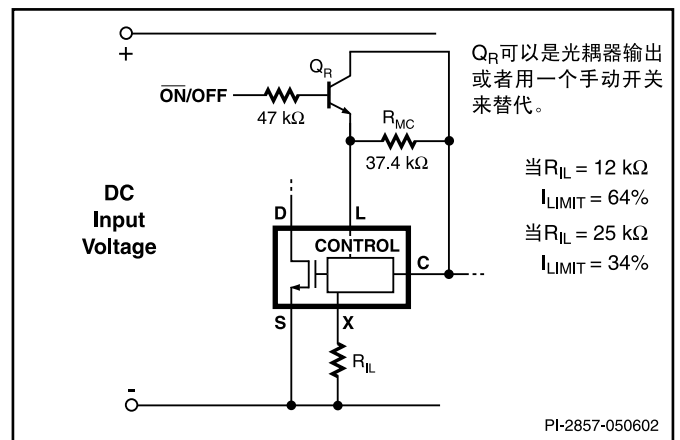


图20. 使用外部流限设定功能实现的控制信号为高电平时关机的远程开 / 关控制电路

线电压检测(L)引脚和外部流限设定(X)引脚的典型使用 (续)

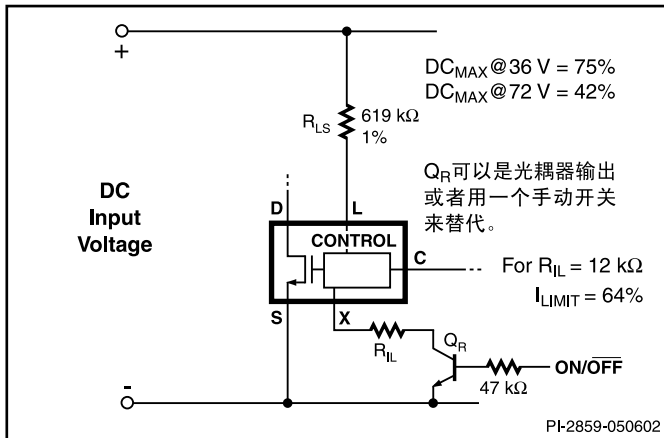


图21. 使用线电压检测引脚及外部流限设定引脚实现的控制信号高电平时开机的远程开 / 关机控制电路

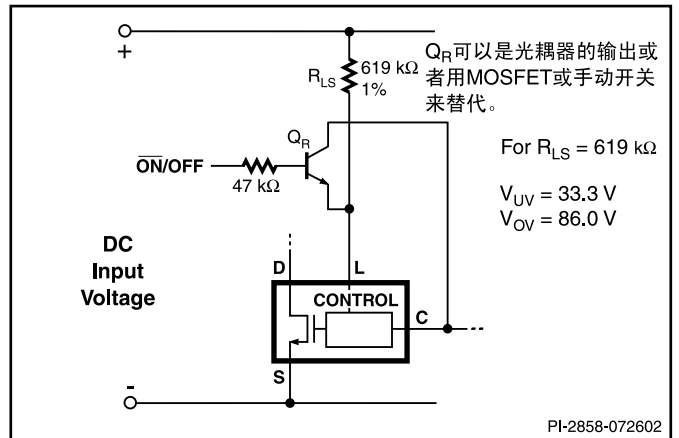


图22. 使用线电压检测引脚实现的控制信号高电平时关机的开 / 关机控制电路。

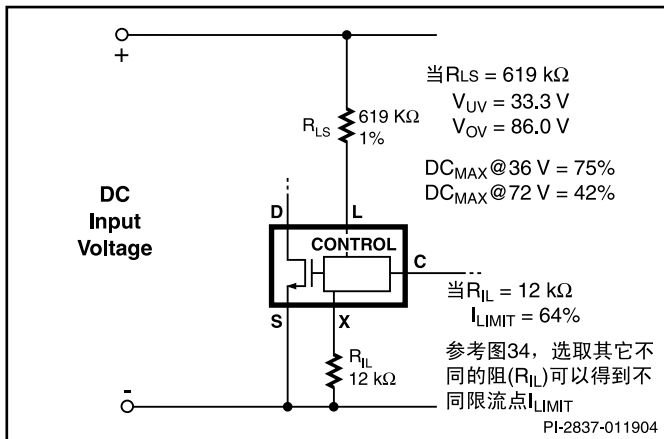


图23. 线电压检测及外部流限设定

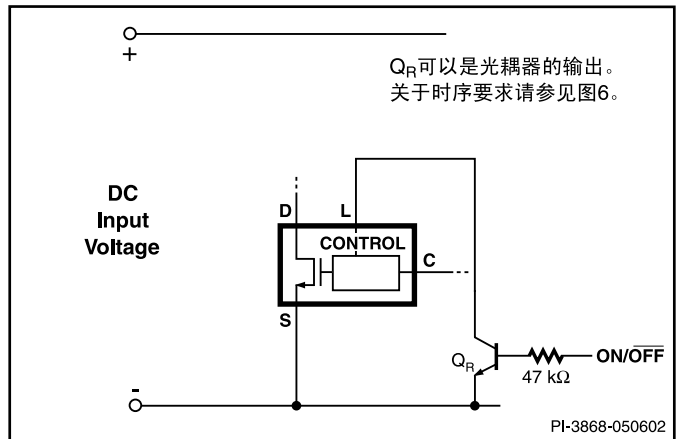


图24. 同步

应用举例

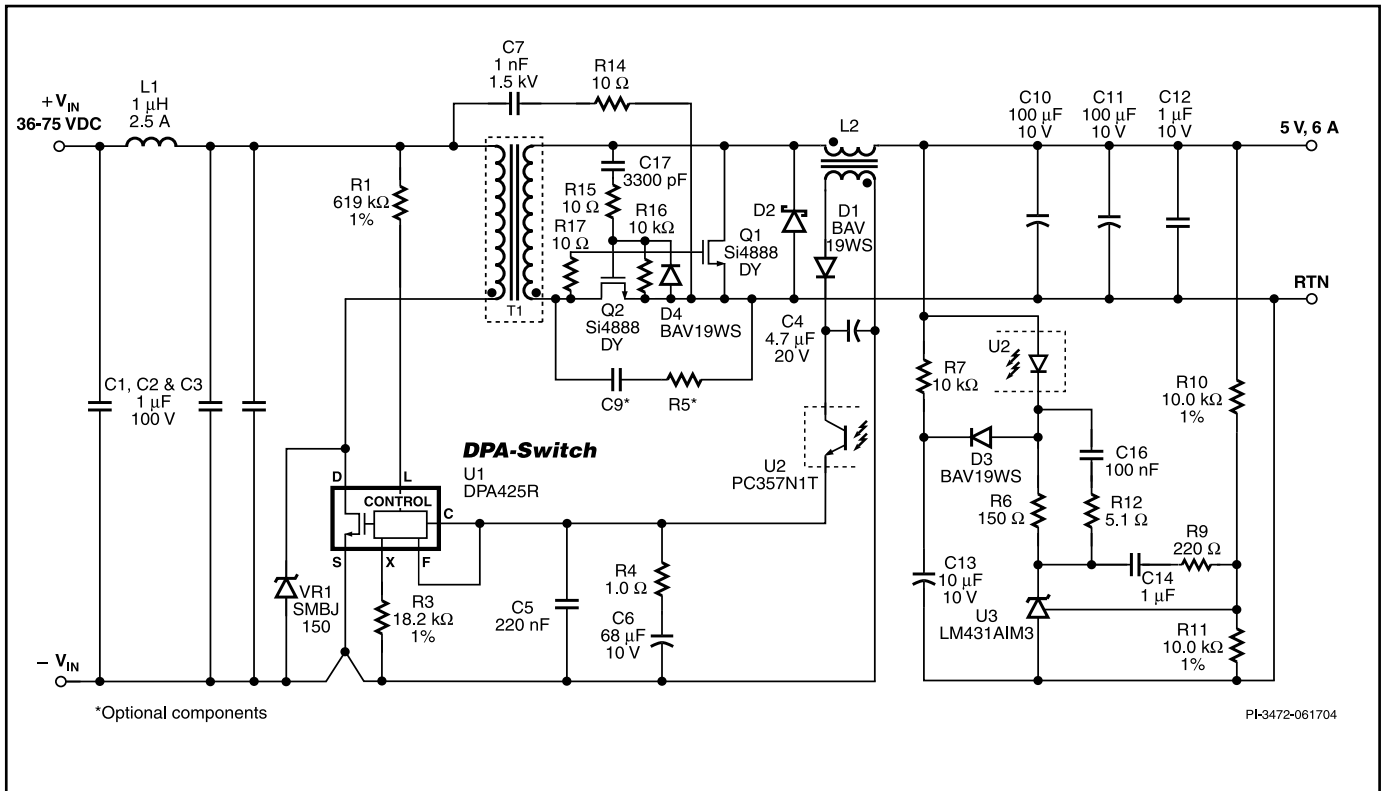


图25. 适合电信应用的30 W、5 V输出的高效DC-DC转换器

高效30 W正激式转换器

图25所示的电路为使用DPA-Switch的单路输出、次级采用同步整流的正激DC-DC转换器原理图。在36 V至75 V的直流输入电压范围内，此设计可输出5 V、30 W的功率，使用DPA425R在48 V输入时的效率可达90%。

由于DPA-Switch很多内置的特点，相对于分立器件的方案，其设计大大地得到了简化。电阻R1将输入欠压及过压的保护阈值分别设定为33 V和86 V。此电阻同时将最大占空比从36 V时的75%的内部最大值线性降低至72 V时的42%，这样可以防止在高输入电压情况下负载瞬变时变压器可能出现的饱和现象。由于DPA-Switch内部阈值的容差和特性已经设定好，因此设计者无需使用额外的参考基准IC就可以保证变换器在36 V输入时开始工作，从而满足ETSI的标准要求。

R3用于外部设定限流点。为了限制转换器的最大过载功率，外部设定的限流点刚好能够满足最大负载情况下输出稳压的要求。外部流限可以设定的特点还可用来选用较大型号的DPA-Switch。利用X引脚，可以将限流点调整至相同的水平，而较大型号的器件因为其导通损耗降低，

从而在不改变其它电路的情况下可以提高电源的效率。在此设计当中DPA424R被一个DPA425R所替代。

开关频率是300/400 kHz可选的。将频率(F)引脚连接至控制(C)引脚，则开关频率被设定为300 kHz。

漏极电压由VR1提供箝位，保证峰值漏极电压在可接受的范围内。变压器磁芯的复位由Q1的栅极电容与R17串联完成。如果Q1栅极电容不够大，必要时也可有选择地增加复位电容C9及电阻R5。

变压器的输出利用MOSFET进行同步整流。欠压 / 过压功能以及变压器的变比决定了MOSFET的最大栅极电压，从而可以采用非常简单的栅极驱动电路，而不需要驱动绕组及驱动IC。在初级导通期间，电容C17耦合的电荷通过电阻R15驱动正向MOSFET Q2的栅极。电容C17给Q2提供了直流隔离的驱动，这样可以防止关机时Q1的栅极出现应力过高的情况。R16和C17的时间常数必须大于一个开关周期的时间。二极管D4在下一个开关周期之前对C17两端的电压进行复位。在初级关断期间，Q1仍然关断时二极管D2给电感L2中的储能提供了导电路径。次级绕组上的

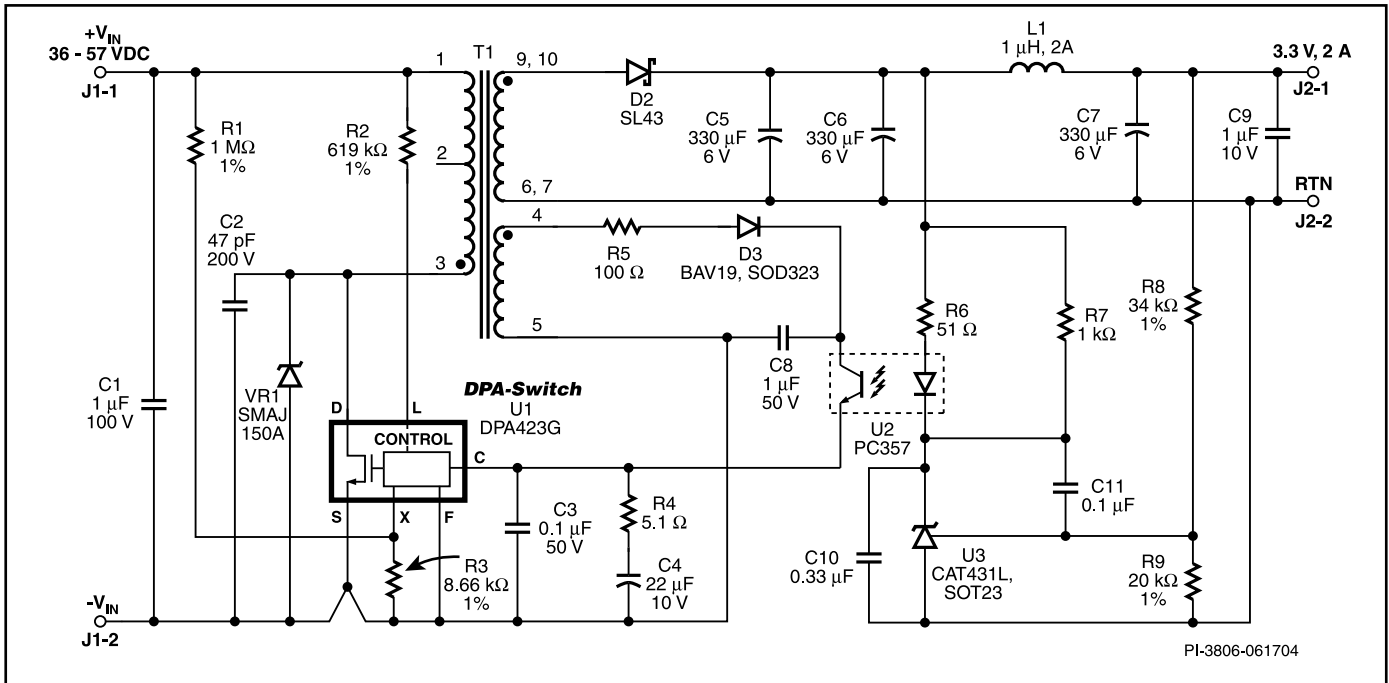


图26 高效低成本的6.6 W、3.3 V输出的反激DC-DC转换器。

变压器复位电压直接正向驱动续流MOSFET Q1的栅极。在随后的初级关断时间里MOSFET Q1提供了一个低损耗的导电路径。L2上隔离的辅助绕组经D1和C4整流滤波，给光耦器的输出晶体管提供了偏置供电。输出稳压由次级侧的电压参考U3完成。R10和R11构成的电阻分压器和电压参考决定了输出电压的高低。二极管D3和C13构成了软启动结束网络，在开机时结合DPA-Switch的内部占空比及流限软启动功能，可以防止输出端出现过冲。电阻R7可以确保输出电压失调后软启动结束电容能够很快地放电。控制环路的响应由R6、C16、R12、C14、R9、R4和C5决定，提供较宽的带宽及良好的相位裕量。由于DPA-Switch的PWM控制方式是电压模式，因此在占空比大于50%时不需要斜率补偿。

高效低成本的6.6 W反激式转换器

采用DPA-Switch的反激式电源给高功率密度的PoE及VoIP DC-DC应用提供了高效低成本的解决方案。

图26所示的电路为使用DPA423G的单路输出反激式转换器原理图。对于输入输出要求隔离的应用，此设计简单、元件数目少。在36 V至75 V的直流输入电压范围内，此设计可输出3.3 V、6.6 W的功率，在48 V输入时的效率为80%。

电阻R2确定了输入欠压及过压的保护阈值，分别为33 V和86 V。电阻R1和R3对器件内部的限流点加以设定。外加的线电压检测电阻R1用于在输入电压增加时降低限

流点，从而避免过高的过载输出电流。在此设计当中，在整个输入电压范围内其过载输出电流的变化范围都在 $\pm 2.5\%$ 之内。对限流点的控制同时也减轻了次级元件的应力及漏感尖峰，D2可以使用更低 V_{RRM} (30 V而不是40 V)的肖特基输出二极管。

初级侧的稳压箝位二极管VR1可以确保在输入浪涌及过压情况下U1峰值漏极电压低于220 V BV_{DSS} 的额定值。在正常工作时，VR1不导通，C2足以对峰值漏极电压加以限制。

初级偏置绕组在启动后给控制引脚提供电流。二极管D3对偏置绕组电压进行整流，而R5和C8用于减低高频开关噪声的影响，防止偏置电压的峰值充电发生。电容C3给U1提供去耦，因此要尽可能靠近控制引脚和源极引脚来放置。C4完成开机时能量的存储及自动重启的定时。

次级由D2整流，经低ESR的钽电容C5-C7滤波，从而降低开关纹波并使效率最大化。使用一个很小的次级输出电感L1和陶瓷输出电容C9就足以在满载时将峰峰值的高频噪音及纹波抑制到小于35 mV以下。

输出电压由R8和R9构成的电压分压器进行检测，连接至1.24 V的低压参考U3。反馈补偿由R6、R7、C11、C4和R4完成。电容C10作为软启动结束电容，防止开机期间输出端出现过冲。

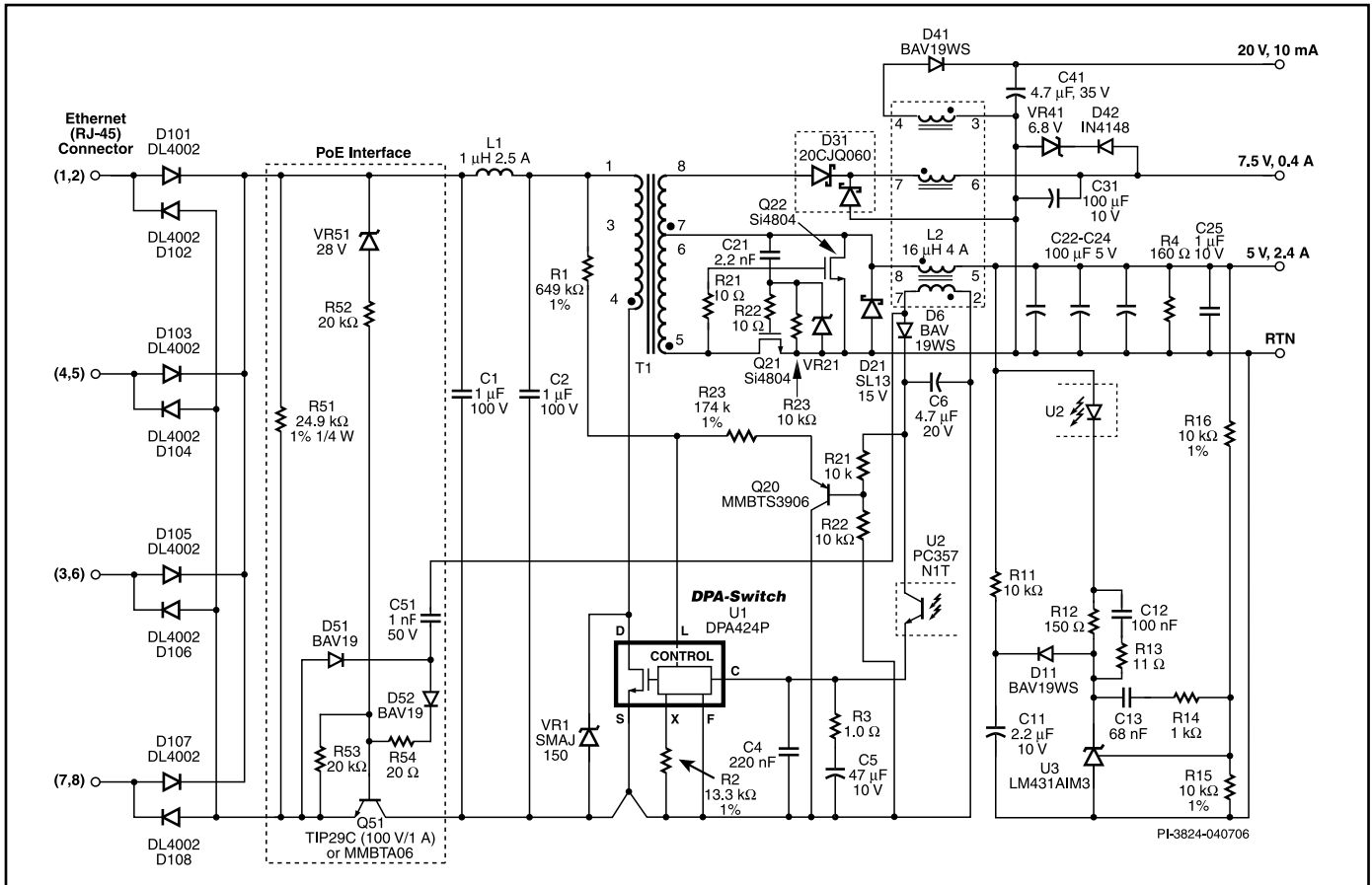


图27. 使用双极性晶体管导通开关及DPA424P的PoE接口电路

低成本的PoE VoIP电话用转换器

支持IEEE以太网供电(PoE)标准802.3af的基本电路是非常简单易懂的。使用一个单个的电阻即可实现0级的识别及分级，而所要求的欠压锁存功能就是一个电压控制的导通开关。因此在DPA变换器前端增加这样的线路，就可以实现低成本的、元件数目很少的用电设备(PD)电源。图27所示为典型的用电设备解决方案。

PoE要求用电设备PD具有三个基本功能：发现、分级及导通开关连接。

当输入电压加到PD设备时，电压在2.5 VDC至10 VDC上升期间PD设备必须呈现正确的发现识别阻抗。此阻抗由图27中的R51提供。

输入电压在15 VDC至20 VDC期间时则进入到“分级”阶段。PD设备必须消耗一个规定的电流以确定该用电设备的级别(若电流在0.5 mA至4 mA之间则该设备为0级)。这同样由电阻R51来完成。

在第三个阶段，输入电压高于30 VDC(28 V+VR52)时，双极性导通开关(图27中的Q51)将输入电压连通至电源。稳压管VR51导通，驱动电流经过电阻R52驱动Q51的基极。电阻R53可以防止在其它情况下Q51导通。电源一旦启动，电源的偏置绕组会通过D51、D52、C51及R54增强基极电流的驱动。

当开机时的三个阶段成功完成后，DPA-Switch构成的正激变换器即可正常工作了(如图25所示及相应的文字说明)。

关键应用考量

DPA-Switch设计考量

功率表

本节解释了功率表（表1、表3至表6）中所列功率的假定条件，并说明了功率表中所提供的信息使用方法。

以下说明适用于所有功率表：表1以及表3至表6

- 最大输出功率受器件内部限流点的限制。此功率值为峰值输出功率。如果使用足够大的散热器，也可连续输出此最大输出功率。
- 所列数据是假定使用足够大的散热器。此散热器使得芯片结温低于100 °C，并且导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 取 $T_J = 100\text{ °C}$ 时的最差情况。
- 由于封装散热的限制，如果器件损耗等于小于1.5 W，则建议使用P和G封装。若器件损耗高于1.5 W，建议使用S和R封装。

以下说明适用于正激式应用功率表：表1(上半部)、表3和表4

- 输出功率的数值是基于正激拓扑结构、次级使用肖特基二极管作为整流的情况。在使用同步整流时，输出功率最多可增加5%。
- 损耗数据的假设条件为：二极管损耗占总输出功率的6%；磁性元件的损耗占总输出功率的6%；DPA-Switch的损耗是假定导通损耗与开关损耗比例约为3:1。以上这些假设条件是在5 V单路输出的正激式变换器、使用肖特基整流及充分利用磁性元件的设计中得到的。

以下说明适用于反激式应用功率表：表1(下半部)、表5和表6

- 输出功率及损耗数值是基于5 V输出、使用肖特基整流且效率为85%的变换器。所有数值是利用 $I^2 \times R_{DS(ON)}$ 导通损耗及开关损耗的特性计算得到的。同时对应每个DPA-Switch器件都进行了实际测量。
- 器件损耗高于1.5 W时可能会采用S和R封装。但对于较高功率的变换器设计建议采用正激拓扑电路结构。

功率表提供了两种类型的信息。第一种为在给定输出功率情况下预计的器件功率消耗；第二种为最大输出功率。每个表格都有输入电压范围的规定。其假设条件为5 V单路输出且使用肖特基二极管作为输出整流。

输出功率表

16-32 VDC范围(正激式)²

总的器件 损耗 产品 ³	0.5 W	1 W	2.5 W	4 W	6 W	最大输出 功率 ¹
DPA423	5 W	7 W	-	-	-	7.5 W
DPA424	7 W	10 W	15 W	-	-	15.5 W
DPA425	10 W	14 W	22 W	27 W		31 W
DPA426	12 W	16.5 W	25 W	31 W	37 W	43 W

表3. 16-32 VDC输入电压范围时输出功率表

注：1. 受器件内部限流点的限制；2. 见本节中关于假设条件的描述；3. 见器件订购信息。

输出功率表

24-48 VDC范围(正激式)²

总的器件 损耗 产品 ³	0.5 W	1 W	2.5 W	4 W	6 W	最大输出 功率 ¹
DPA423	8 W	11 W	-	-	-	11.5 W
DPA424	11 W	16 W	23.5 W	-	-	25 W
DPA425	16 W	22 W	35 W	43 W		47 W
DPA426	18 W	25 W	39 W	48 W	58 W	65 W

表4. 24-48 VDC输入电压范围时的输出功率表
(见表3中的注释)

输出功率表

16-32 VDC范围(反激式)²

总的器件 损耗 产品 ³	0.5 W	0.75 W	1 W	1.5 W	最大输出 功率 ¹
DPA423	5 W	-	-	-	6 W
DPA424	6.5 W	8.5 W	10 W	-	11 W
DPA425	7 W	10 W	12 W	15 W	22 W

表5. 16-32 VDC输入电压范围时反激式应用输出功率表
(见表3中的注释)

输出功率表

24-48 VDC范围(反激式)²

总的器件 损耗 产品 ^{3,4}	0.5 W	0.75 W	1 W	1.5 W	最大输出 功率 ¹
DPA423	7 W	-	-	-	8.5 W
DPA424	8.5 W	11.5 W	14 W	-	17 W

表6. 24-48 VDC输入电压范围时反激式应用输出功率表

注释：1. 最大输出功率受器件内部限流点的限制。2. 见本节中关于假设条件的描述。3. 见器件订购信息。4. 由于较高的开关损耗，与较小型号的器件相比，DPA425可能不会输出更高的功率。

例如，在表1中，对应36VDC至75VDC的输入电压范围，DPA424在一个输出功率为23 W的正激变换器应用当中其功耗的典型值为1 W，而其最大输出功率能力为35 W。在相同的变换器中，使用DPA425时器件本身损耗则为0.5 W。选用损耗更低的DPA425将使整个变换器的效率提高约2%。

影响损耗的因素：

- 1) 使用同步整流可以降低器件的损耗。
- 2) 相对于功率表中所列的器件损耗值，输出电压越低、输出电流越高的设计则器件的损耗也越大。
- 3) 器件损耗相同的情况下，输入电压越低则输出功率能力越小。表3至表6是针对16 VDC和24 VDC输入电压情况下的输出功率表。输入电压低于16 V也可，但由于内部启动电流源在电压低于16 V时未作规定，因此需要另外一个外部芯片给控制引脚提供供电电流，其电流要近似等于但不得高于 I_{CD1} 。

DPA-Switch的选取

基于器件损耗从表1及表3至表6中选取DPA-Switch器件。根据所要求的最大输出功率、效率、散热条件及目标成本选择最佳的DPA-Switch器件。若要求较高的效率或最小的散热器则利用外部流限降低特性选取较大型号的DPA-Switch器件，从而可以降低功率消耗。一般来讲，选取对应所需输出功率大一个型号的器件可以得到最高的效率。使用更大型号的器件尽管其导通损耗有所降低，但在效率方面不会有明显的改善，因为其开关损耗也会相应地增加。图50提供了关于开关损耗方面的信息。此信息与计算出的导通损耗一起用于器件本身功率损耗的估算。

初级箝位

建议使用初级箝位网络对初级漏感引起的峰值漏极电压加以限制，使其低于 BV_{DSS} 额定值。将稳压二极管及一个小电容跨接在初级绕组上是成本最低、元件数目最少的箝位方法。

输出整流

次级侧的整流通常采用肖特基二极管或同步整流方式。根据峰值反向电压、输出电流、正向电压降及散热情况选择肖特基二极管。同步整流则要求外加复杂的栅极驱动电路。DPA-Switch特有的线电压欠压及过压保护在很多

应用当中大大简化了驱动电路的设计，栅极驱动可以直接从变压器次级绕组获得。变压器的变比及欠压 / 过压保护阈值决定了最小及最大栅极驱动电压，从而无需稳压管对栅极电压进行箝位。

软启动

一般地，电源在反馈环路进行稳压调节前的开机阶段，承受的电压电流应力是最大的。而对于DPA-Switch而言，在开机后5 ms的时间段内，芯片内部的软启动电路会使占空比从零线性增加至缺省最大值 DC_{MAX} 。另外，在相同的时间段内初级限流点也从85%逐渐增加至100%。这样，输出电压的上升是有序的，允许反馈环路有足够的时间对占空比加以控制。集成的软启动降低了DPA-Switch内MOSFET、箝位电路及输出二极管在开机时的应力，同时也可防止变压器在开机期间出现饱和。此外，软启动也限制了输出电压的过冲，在很多应用当中而无需使用软启动结束电容。如要完全消除输出过冲，在次级的电压参考处有可能仍然需要一个软启动结束电容。

开关频率

DPA-Switch的频率引脚用来选择400 kHz或300 kHz的开关频率。工作在300 kHz时会使变压器储存的磁化能量增大，因而适合于直接由变压器次级驱动同步整流的应用。此时，变压器的储能可以用来驱动续流MOSFET的栅极。

变压器的设计

在正激变换器应用当中，建议变压器最大工作磁通幅值选取1500高斯，而峰值磁通密度选取3500高斯。对于选定的DPA-Switch，当其工作在最大限流点（过载情况下）时任何磁性元件（变压器和输出电感）都不允许出现饱和现象。如使用比实际所需更大型号的器件，应将内部限流点减低至接近工作峰值电流处，这样可以限制过载功率，同时可以使用较小尺寸的次级元件。

空载及待机功耗

轻载或空载情况下的丢周期工作方式可以大大降低功率损耗。另外，这样的工作模式可以保证在无外加假负载的情况下也可实现输出电压的稳定。但是如果某些特殊应用当中不希望出现丢周期工作方式，则可以在输出端增加足够的预负载来加以避免。

DPA-Switch布局注意事项

DPA-Switch的漏极工作电流很高，因此必须遵从如下所述的布局指南。

初级侧的连接

对于R封装及S-PAK封装的DPA-Switch，其散热片用于较高开关电流的返回端。因此，此散热片要通过较宽的低阻抗铺铜连接至输入去耦电容。不要使用源极引脚作为功率电流的返回端，否则会引起器件不正常工作。源极引脚仅可作为信号地使用。对于R封装及S-PAK封装，器件的散热片（源极）为大电流的正确连接点。

控制极引脚的旁路电容要尽量靠近源极和控制极引脚，连接至源极引脚的铺铜不可与主MOSFET的开关电流共用。所有连接至线电压检测或外部流限设定引脚且以源极引脚作为电压参考点的元件，都应放置在距其所接引脚及源极尽可能近的地方。再次强调，这些元件的源极连接走线不可以与主MOSFET的开关电流使用相同的铺铜。重要的是，器件散热片（源极）上流出的功率开关电流要经过独立的走线返回至输入电容端，其它连接至控制引脚、线电压检测引脚或外部流限设定引脚的元件不可共用此走线。

任何连接至L或X引脚的连线应尽可能短，并且远离漏极连线以防止噪声耦合。线电压检测电阻（图25中的R1）应靠近L引脚，使其到L引脚的连线长度最短。

建议采用一个高频旁路电容与控制脚电容（图25中的C6）并联使用，并尽可能放置在距源极和控制极引脚比较近的地方，可以更好地抑制噪声干扰。反馈光耦器的输出也应靠近DPA-Switch的控制引脚和源极引脚。

散热

为了更好地给S、R或G封装的DPA-Switch及其它功率元件提供良好的散热，建议使用特殊散热导体的印刷电路板材料（镀铝的PCB板）。这种PCB板在制作时将一层铝附着在板上，便于将外部具有散热片的元件贴在PCB板上以利于散热。如果使用常用的PCB板材料（比如FR4），则在板的两面的铺铜面积要足够大，方便散热。同时使用较厚的铺铜也可改善散热效果。

在使用镀铝板时，建议对开关节点进行屏蔽。可以在开关节点，比如漏极及输出二极管的下面放置一片铜箔区域作为电气屏蔽，用于减小这些开关节点与铝基板之间的耦合。在初级侧的屏蔽区域可以连接至输入的负极，

在次级侧的屏蔽区域可以连接至输出返回节点。这样可以降低电容耦合，从而改善输出端纹波及抑制输出端的高频噪音。

快速设计校验

在进行电源设计时，所有DPA-Switch的设计均应进行校验，以确保在最差情况下不超过元件指标。使用DPA-Switch的正激变换器设计建议至少进行如下测试：

1. 最大漏极电压 — 在最高输入电压和最大过载输出功率时，确认 V_{DS} 不会超过最小 BV_{DSS} 。但在通常情况下，除了低于 BV_{DSS} 以外还要预留约25 V的额外裕量，这样当电源中其它元件出现变化时，也可保证最大漏极电压在安全范围内。最大过载功率是当输出加载至电源即将进入自动重新启动状态（输出电压失调）时的输出功率。
2. 变压器复位裕量 — 在最高输入电压情况下，负载进行剧烈跳变(50-100%)时检查漏极电压，确认变压器具有足够的复位裕量。此测试用于改变在高输入电压时的占空比，此时对变压器复位电路的要求是最严格的。
3. 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。确认变压器或输出电感没有出现饱和，同时也没有出现过高的前沿电流尖峰。DPA-Switch的前沿消隐时间为100 ns，可以防止导通周期过早地终止。在100 ns消隐时间结束前，观察漏极电流波形，确认前沿电流尖峰的持续时间没有超过消隐时间。
4. 热检查 — 在最大输出功率、最低输入电压和最高环境温度条件下，确认变压器、输出二极管、输出电感和输电电容的温度没有超过温度指标。DPA-Switch本身具备的过热关断特性在高温时可以进行完善的保护。建议在DPA-Switch上使用足够大的散热器，在最差的连续负载情况下(最低输入电压、最高环境温度及满载)，器件（S和R封装）本身散热片的温度要低于115 °C，而源极（P/G封装）引脚的温度要低于100 °C。由于器件之间 $R_{DS(ON)}$ 的差异，最低的过温关断保护点会有所不同。以上温度的限制只是为了满足最低过温保护点(130 °C)的要求，因此要留有一定的裕量。监测器件温度及估算结温时要将结-壳之间的热阻考虑在内。

设计工具

关于设计工具的最新信息请访问Power Integrations网站 www.powerint.com。

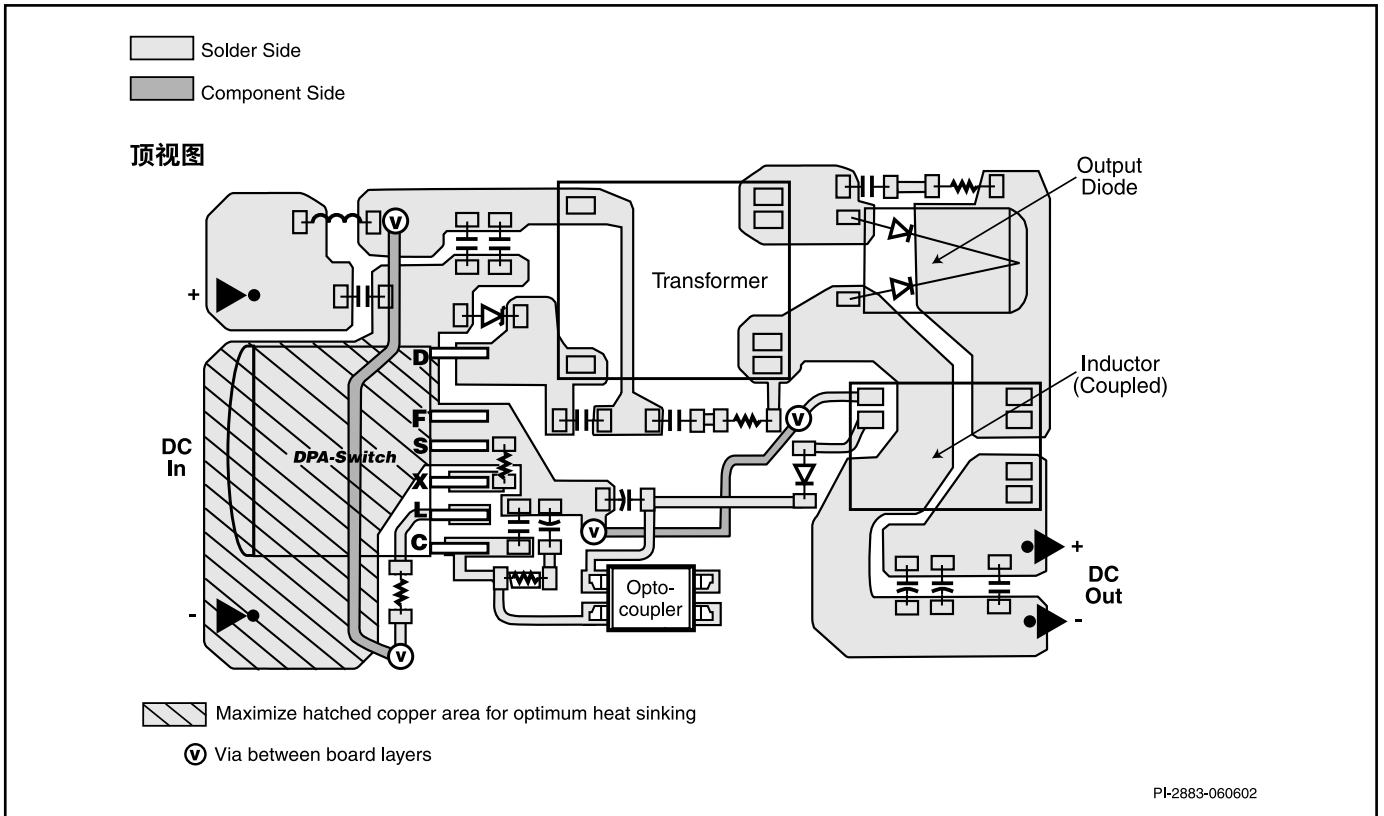


图28. 使用S-PAK或R封装的DPA-Switch的布局建议

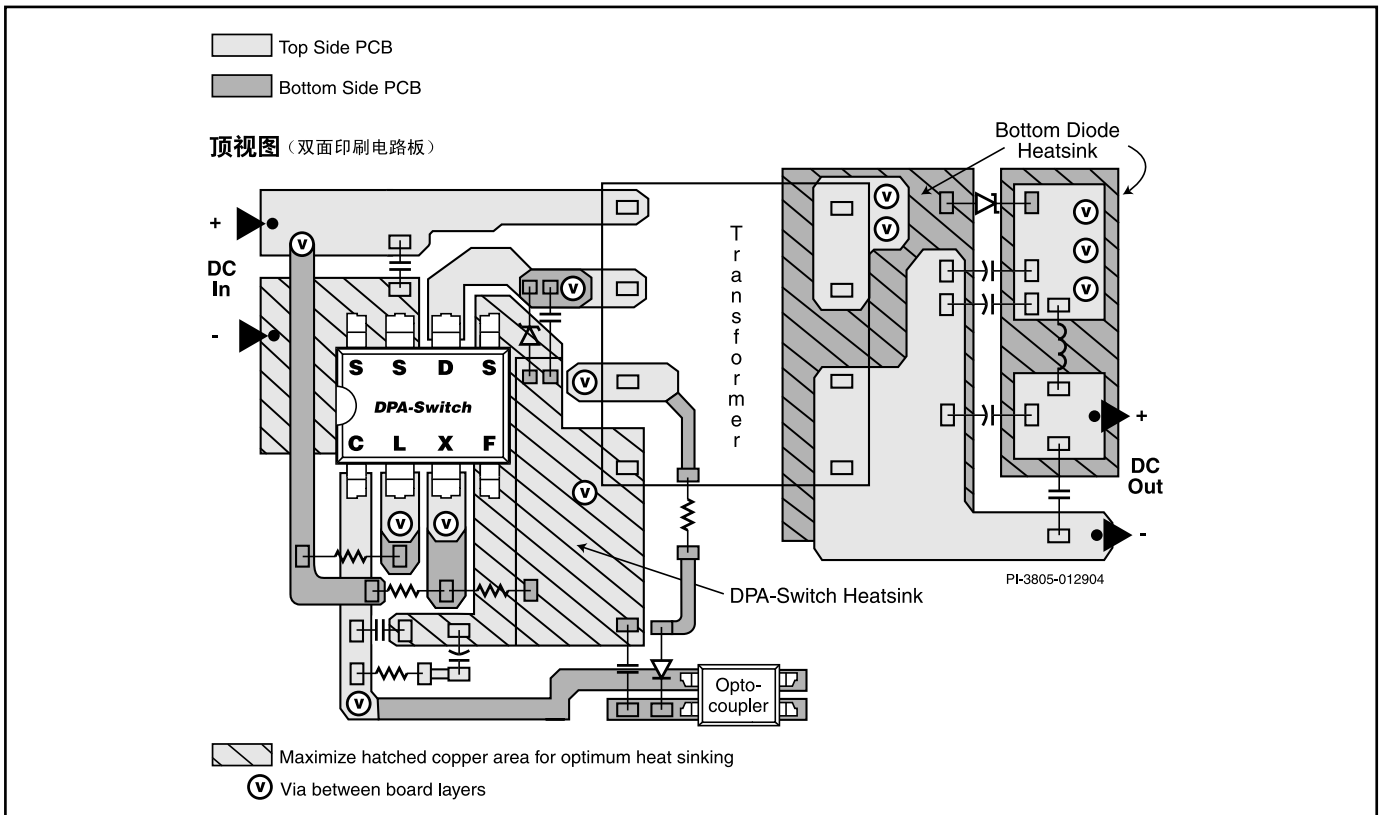


图29. 使用G封装的DPA-Switch的布局建议

绝对最大额定值^(1,4)

漏极电压	-0.3 V至220 V	工作结温 ⁽²⁾	-40 °C至150 °C
漏极峰值电流: DPA423	1.75 A	引脚温度 ⁽³⁾	260 °C
DPA424	3.5 A		
DPA425	7 A	注释:	
DPA426	9.6 A	1. 所有电压都以源极作为参考, $T_A = 25\text{ °C}$ 。	
控制极电压	-0.3 V至9 V	2. 通常由内部电路限制。	
控制极电流	100 mA	3. 距壳体1/16英寸处测量5秒钟。	
线电压检测引脚电压	-0.3 V至9 V	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。	
外部流限设定引脚电压	-0.3 V至9 V		
频率引脚电压	-0.3 V至9 V		
贮存温度	-65 °C至150 °C		

热阻抗

热阻抗: P或G封装:		注释:	
(θ_{JA})	70 °C/W ⁽¹⁾ ; 60 °C/W ⁽²⁾	1. 焊在0.36平方英寸(232 mm ²)、2盎司(610 克/m ²)铜铂区域。	
(θ_{JC}) ⁽³⁾	11 °C/W	2. 焊在1平方英寸(645 mm ²)、2盎司(610 克/m ²)铜铂区域。	
R封装:		3. 在靠近塑料封体表面的引脚7(源极)处测量。	
(θ_{JA})	40 °C/W ⁽⁴⁾	4. 焊在1平方英寸(645 mm ²)、2盎司(610 克/m ²)铜铂区域。	
(θ_{JA})	30 °C/W ⁽⁵⁾	5. 焊在3平方英寸(1935 mm ²)、2盎司(610 克/m ²)铜铂区域。	
(θ_{JC}) ⁽⁶⁾	2 °C/W	6. 在散热片背部表面测量得到。	
S-PAK:			
(θ_{JA})	49 °C/W ⁽⁴⁾		
(θ_{JA})	39 °C/W ⁽⁵⁾		
(θ_{JC}) ⁽⁶⁾	2 °C/W		

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ 至 125 °C 见图33 (另行说明除外)					
控制功能							
开关频率	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ °C}$	频率引脚 连接至源极	375	400	425	kHz
			频率引脚 连接至控制极	282	300	317	
占空比(进入丢周期工作方式之前)	$DC_{\text{最小值}}$				4	6	%
最大占空比	DC_{MAX}	$I_C = I_{CD1}$	$V_L = 0\text{ V}$	71	75	79	%
			$I_L = 80\text{ }\mu\text{A}$	52	62	71	
			$I_L = 115\text{ }\mu\text{A}$	32	42	57	
丢周期工作开始时的控制极电流	$I_{C(\text{skip})}$	$T_J = 25\text{ °C}; f_{OSC} = 400\text{ kHz}$	DPA423		7.2	9.0	mA
			DPA424		8.2	10.0	
			DPA425		10.0	12.0	
			DPA426		11.5	14.0	
外部偏置电流	I_B	$T_J = 25\text{ °C}; f_{OSC} = 400\text{ kHz}$	DPA423	2	2.8	3.5	mA
			DPA424	2.5	3.5	4.4	
			DPA425	3.6	4.8	6.0	
			DPA426	4.4	5.7	7.1	

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ 至 125 °C 见图33 (另行说明除外)					
控制功能 (续)							
软启动时间	t_{SOFT}	$T_J = 25$ °C; DC_{MIN} 至 DC_{MAX}			5	7.2	ms
PWM增益	DC_{reg}	$T_J = 25$ °C; $I_C = (I_{C(skip)} + I_B)/2$		-28	-22	-18	%/mA
PWM增益温度漂移		见注释A			-0.01		%/mA/°C
动态阻抗	Z_C	$T_J = 25$ °C; $I_C = (I_{C(skip)} + I_B)/2$		10	15	22	Ω
动态阻抗温度漂移					0.18		%/°C
控制引脚内部滤波器极点					30		kHz
关断 / 自动重新启动							
控制引脚充电电流	$I_{C(CH)}$	在开机及自动重新启动期间: $V_C = 5.0$ V; $V_D = 16$ V & 40 V; $T_J = 25$ °C		-5.2	-4	-3	mA
		软启动开始时的平均电流: $V_C = 5.0$ V; $V_D = 16$ V & 40 V; $T_J = 25$ °C			-19		
充电电流温度漂移		见注释A			-0.6		%/°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
自动重新启动迟滞电压	$V_{C(AR)Hyst}$			0.8	1		V
自动重新启动占空比	$DC_{(AR)}$	$C_{CONTROL} = 22$ μ F; $f_{OSC} = 400$ kHz; $V_X = 0$ V				10	%
自动重新启动频率	$f_{(AR)}$	$C_{CONTROL} = 22$ μ F; $f_{OSC} = 400$ kHz; $V_X = 0$ V			3.8		Hz
线电压检测(L)及外部流限设定(X)输入							
线电压欠压阈值电流及迟滞范围 (L引脚)	I_{UV}	$T_J = 25$ °C	关断至开启的阈值	48	50	52	μ A
			开启至关断的阈值	44.5	47	49.5	
			迟滞范围	2	3		

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ 至 125 °C 见图33 (另行说明除外)					
线电压检测(L)及外部流限设定(X)输入 (续)							
线电压过压或远程开 / 关阈值电流及迟滞范围 (L引脚)	I_{OV}	$T_J = 25$ °C	开启至关断的阈值		135	149	μA
			关断至开启的阈值	117	131		
			迟滞范围		4		
远程开 / 关负向阈值电流及迟滞范围 (X引脚)	I_{REM}	$T_J = 25$ °C	开启至关断的阈值	-27	-21.5	-16	μA
			关断至开启的阈值		-25.5		
			迟滞范围		4.5		
L引脚短路电流	$I_{L(SC)}$	$V_L = V_C$		175	240	380	μA
		$V_L = 0$ V		-230	-170		
X引脚短路电流	$I_{X(SC)}$	$V_X = 0$ V	正常模式	-270	-230	-185	μA
			利用L引脚远程关断时	-105	-85	-65	
L引脚电压 (正向电流)	V_L	$I_L = I_{UV}$		2.05	2.35	2.6	V
		$I_L = I_{OV}$		2.1	2.5	2.9	
X引脚电压 (负向电流)	V_X	$I_X = -50$ μA			1.35		V
		$I_X = -150$ μA			1.25		
最大占空比开始降低时的阈值电流	$I_{L(DC)}$	$T_J = 25$ °C			55		μA
远程关断时的漏极供电电流	$I_{D(RMT)}$	$V_D = 40$ V $V_X = 0$ V	$V_L =$ 悬空		0.6	1.1	mA
			$V_L = V_C$		0.9	1.5	
同步模式下L引脚电压开启阈值	$V_{L(TH)}$			0.6	1	1.4	V
同步时导通时间脉宽	$t_{on(sync)}$	$f_{OSC} = 400$ kHz		120		2250	ns
		$f_{OSC} = 300$ kHz		120		3080	
同步时关断时间脉宽	$t_{off(sync)}$			0.25		7.7	μs
同步导通延迟时间	$t_{delay(sync)}$	从同步信号导通至漏极导通时的时间				250	ns

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ 至 125 °C 见图33 (另行说明除外)					
频率(F)引脚输入							
频率引脚阈值电压	V_F			1.1		4	V
频率引脚输入电流	I_F	$V_F = 0$ V			-0.38		μ A
		$V_F = V_C$			17	120	
频率引脚延迟时间	$t_{\text{delay(VF)}}$					2	μ s
保护电路							
自保护限流点 (见注释B)	I_{LIMIT}	$T_J = 25$ °C	DPA423 di/dt = 300 mA/ μ s	1.16	1.25	1.34	A
			DPA424 di/dt = 600 mA/ μ s	2.32	2.50	2.68	
			DPA425 di/dt = 1.25 A/ μ s	4.65	5.00	5.35	
			DPA426 di/dt = 1.75 A/ μ s	6.50	7.00	7.50	
初始流限	I_{INIT}	$V_D = 35$ V		0.9 x $I_{\text{LIMIT(最小值)}}$			A
前沿消隐时间	t_{LEB}	$T_J = 25$ °C				100	ns
限流延迟	$t_{\text{IL(D)}}$	$I_C = (I_{\text{C(skip)}} + I_B)/2$			100		ns
热关断温度	$T_{\text{J(SD)}}$			130	137	145	°C
热关断迟滞	$T_{\text{J(SD)hyst}}$				27		°C
上电复位阈值电压	$V_{\text{C(RESET)}}$			1.5	2.75	4	V
输出							
导通电阻	$R_{\text{DS(ON)}}$	DPA423 $I_D = 300$ mA	$T_J = 25$ °C		1.30	1.50	Ω
			$T_J = 100$ °C		2.00	2.30	
		DPA424 $I_D = 600$ mA	$T_J = 25$ °C		0.65	0.75	
			$T_J = 100$ °C		1.00	1.15	
		DPA425 $I_D = 1.25$ A	$T_J = 25$ °C		0.33	0.38	
			$T_J = 100$ °C		0.50	0.58	
		DPA426 $I_D = 1.75$ A	$T_J = 25$ °C		0.24	0.28	
			$T_J = 100$ °C		0.37	0.43	
关断状态漏极漏 电流	I_{DSS}	$V_X, V_L = \text{Floating};$ $V_D = 150$ V; $T_J = 125$ °C; $I_C = (I_{\text{C(skip)}} + I_B)/2$	DPA423			65	μ A
			DPA424			130	
			DPA425			260	
			DPA426			360	

参数	符号	条件			最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0 V; $T_J = -40$ 至 125 °C 见图33 (另行说明除外)						
输出 (续)								
击穿电压	BV_{DSS}	$V_X, V_L =$ 悬空; $T_J = 25$ °C; $I_C = (I_{C(skip)} + I_B)/2$; 见注释C			220			V
上升时间	t_R	典型应用中测量得到				10		ns
下降时间	t_F	典型应用中测量得到				10		ns
供电电压特性								
漏极供电电压		见注释D			16			V
分流稳压器电压	$V_{C(SHUNT)}$	$I_C = (I_{C(skip)} + I_B)/2$; $T_J = 25$ °C			5.6	5.85	6.0	V
分流稳压器温度 漂移		$I_C = (I_{C(skip)} + I_B)/2$				±50		PPM/°C
控制脚供电 / 放电 电流	I_{CD1}	输出 MOSFET被使能 $V_L = 0$ V; $f_{OSC} = 400$ kHz	DPA423	1.9	2.3	2.7	mA	
			DPA424	2.6	3.0	3.4		
			DPA425	3.7	4.3	4.8		
			DPA426	4.8	5.4	6		
	I_{CD2}	输出MOSFET被禁止 $V_L = 0$ V; $f_{OSC} = 400$ kHz	0.4	0.73	1.2			

注释:

- A. 对带有负号的技术指标，负温度系数表示随温度增加其数值增加，正温度系数表示随温度增加其数值减少。
- B. 外部调节流限时，请参考典型性能特性一节中的图35(限流点与外部流限设定电阻之间的关系)。
- C. 可通过提高漏极引脚电压，但不超过最小 BV_{DSS} 的方式来检查击穿电压的大小。
- D. *DPA-Switch*在漏极电压低于16 V的情况下也可以启动和工作。但是，控制脚的充电电流会减少，这会影响启动时间、自动重启频率和自动重启占空比。关于低压工作的特性情况，请参阅图45中控制引脚充电电流(I_C)与漏极电压之间关系的特性曲线。

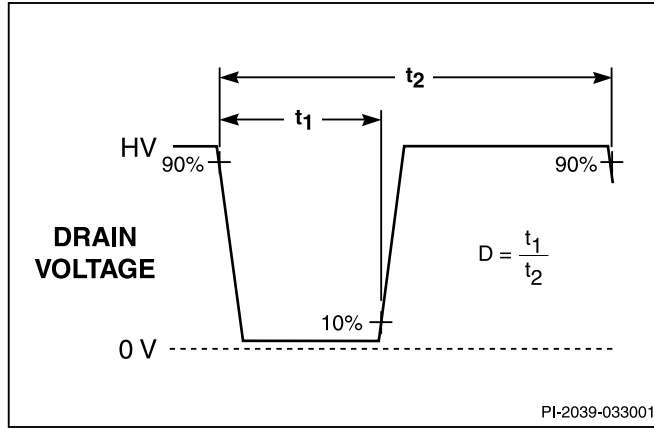


图30. 占空比测量

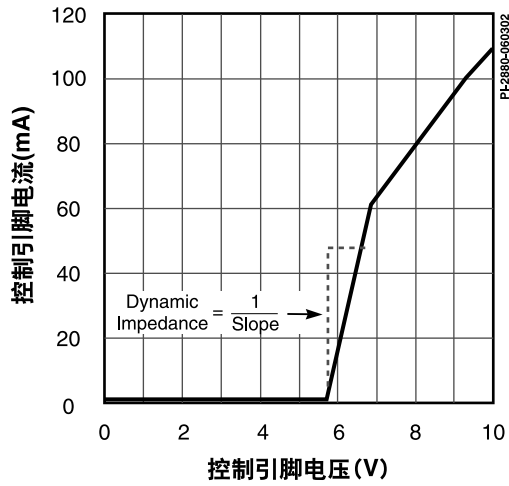


图31. 控制极引脚I-V特性

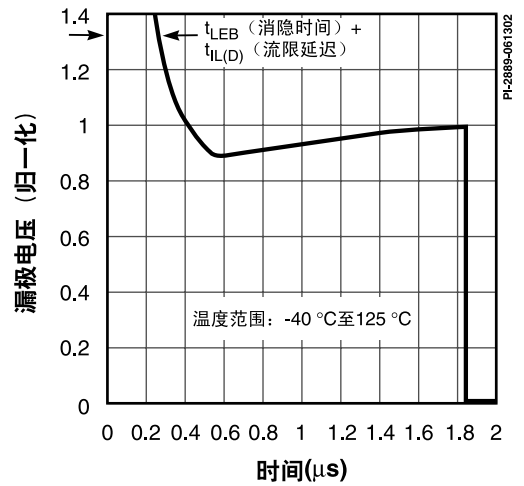


图32. 典型的漏极工作电流包络

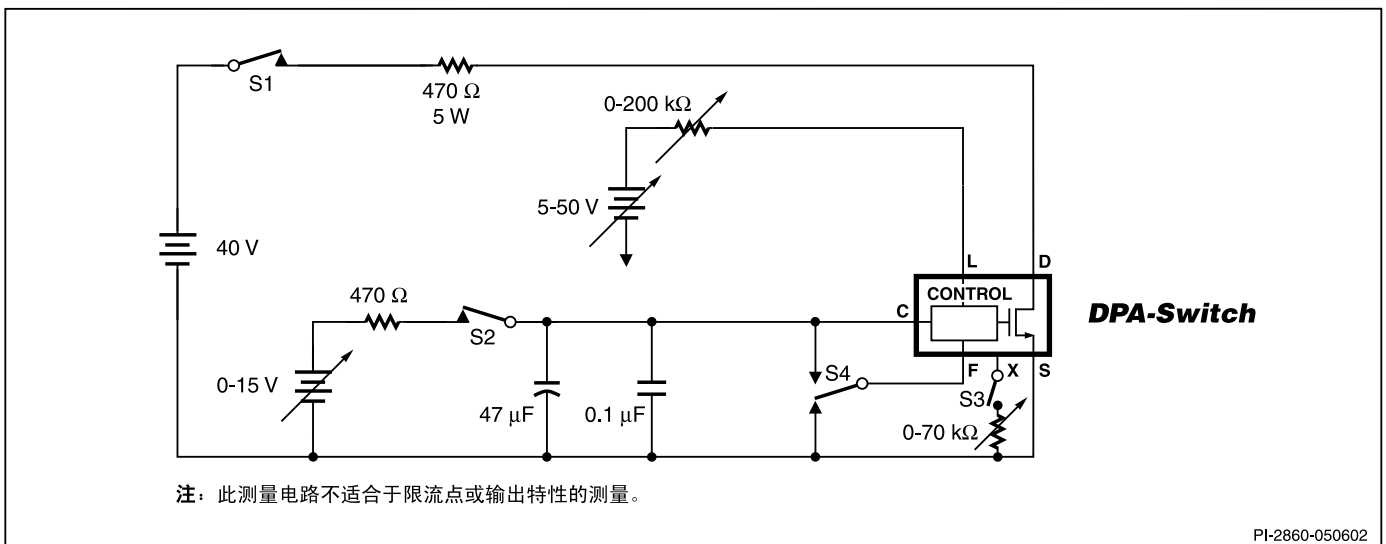


图33. DPA-Switch的通用测试电路

电特性测量的注意事项

在电源外对DPA-Switch单独进行测试时，应该注意下面的问题。图33是对DPA-Switch进行实验室测试时建议使用的电路图。

当漏极引脚供电开启时器件会进入自动重新启动模式。控制极引脚会在4.8V和5.8V之间以一个很低的频率振荡，漏极会在控制引脚振荡的第八个周期时导通。在此自动重

启动期间如果控制引脚供电开启，则控制引脚的振荡仅有12.5%的机会处于正确状态(漏极工作状态)，此时才能观察到连续的漏极电压波形。因此如果想要观察到连续的漏极波形，建议先开启 V_c 的供电电压，然后再将漏极的供电电源接通。上述12.5%正确状态的可能性是由除8计数器造成的。暂时将控制引脚和源极引脚短路可以对DPA-Switch进行复位，使之处于正确的状态。

典型性能特性

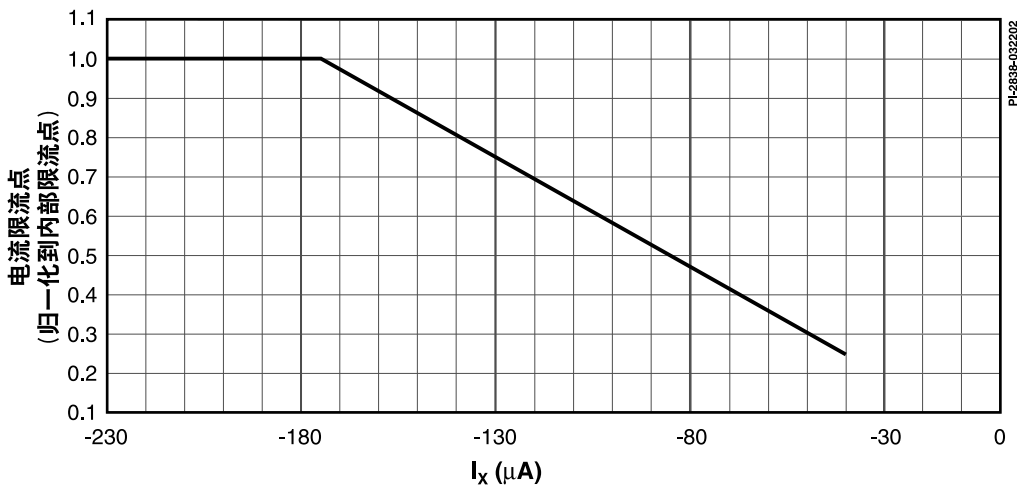


图34. 限流点与外部流限设定引脚电流之间的关系

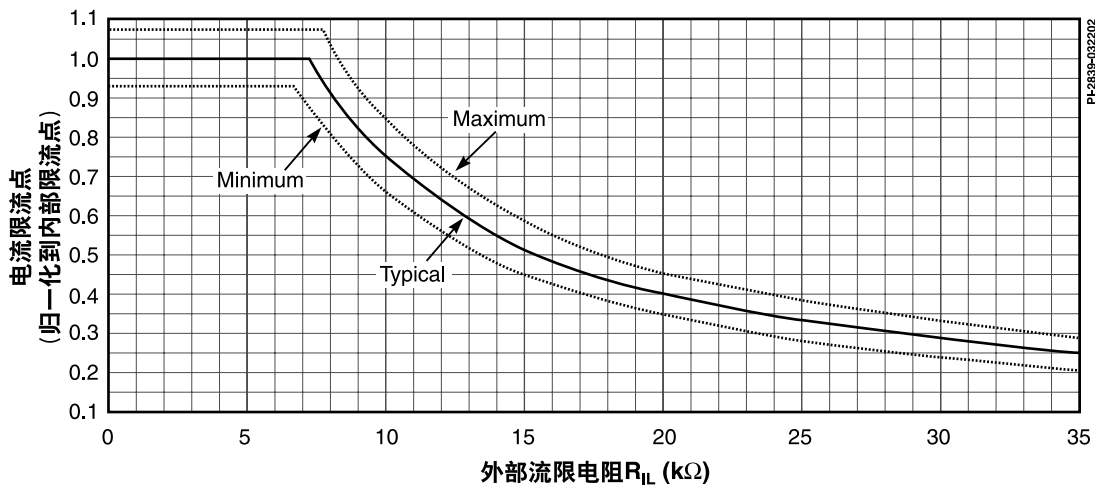


图35. 限流点与外部流限设定电阻之间的关系

典型性能特性 (续)

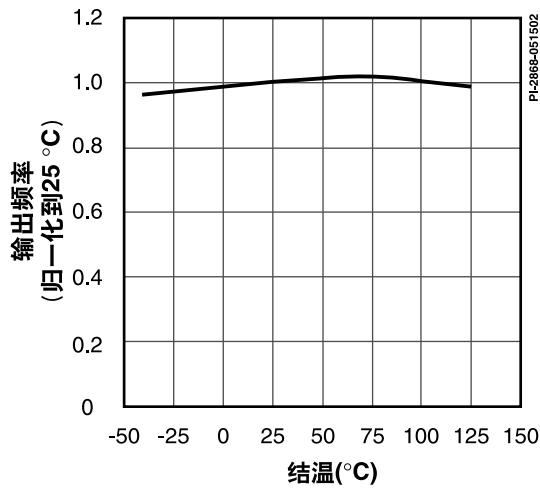


图36. 频率与温度的特性曲线

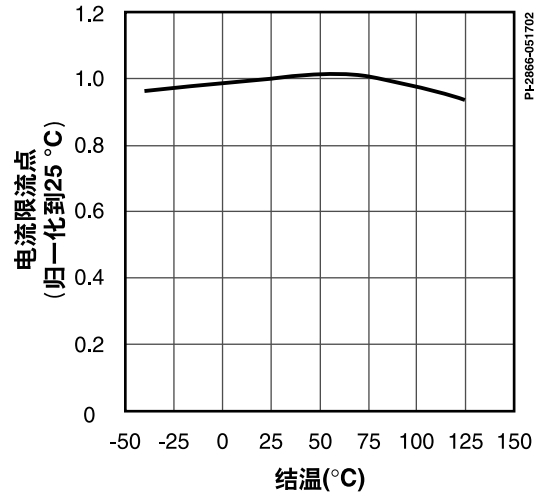


图37. 内部流限与温度的特性曲线

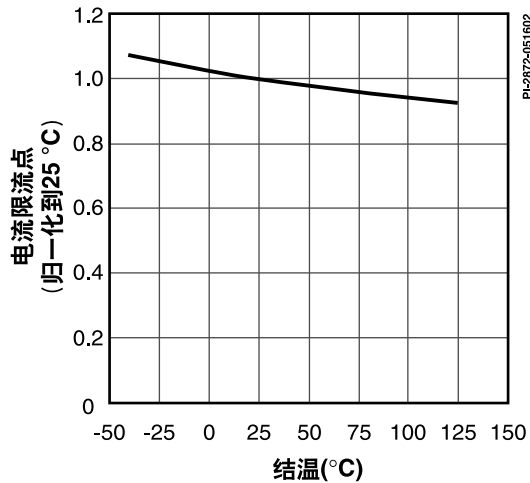
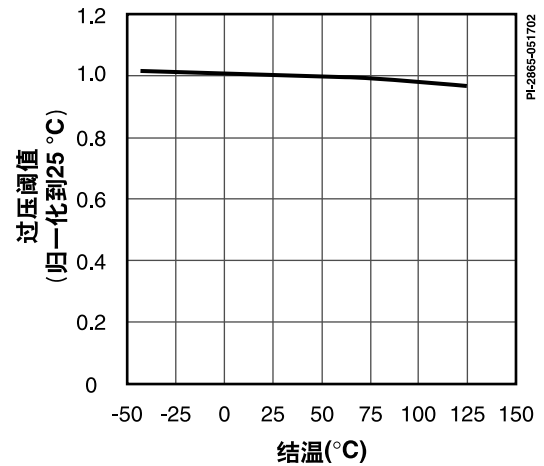
图38. $R_{IL} = 12 \text{ k}\Omega$ 时外部设定的限流点与温度的特性曲线

图39. 过压保护阈值与温度的特性曲线

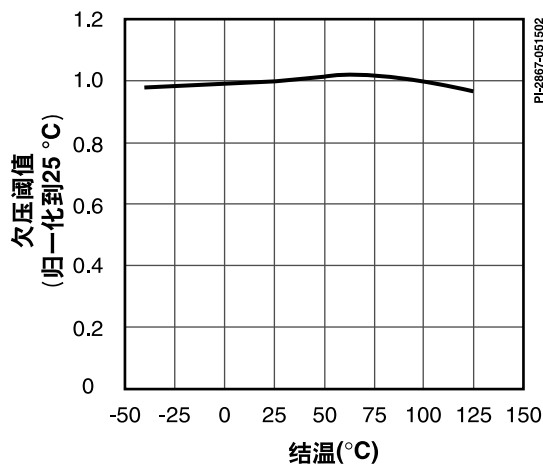


图40. 欠压保护阈值与温度的特性曲线

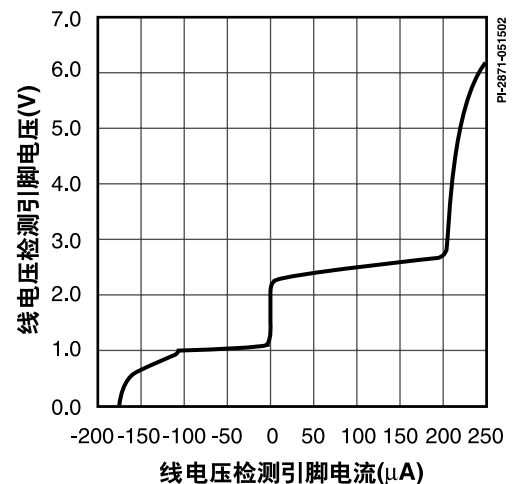
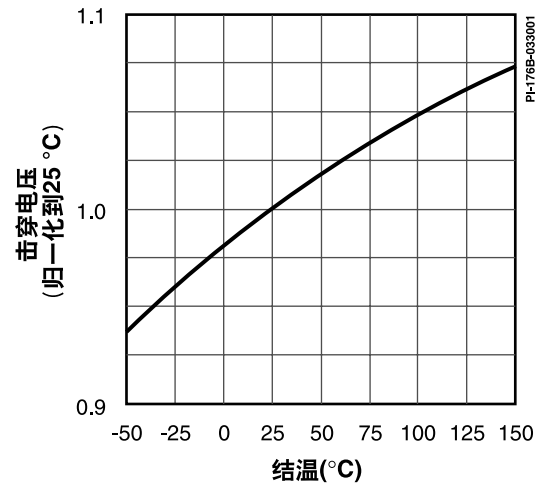
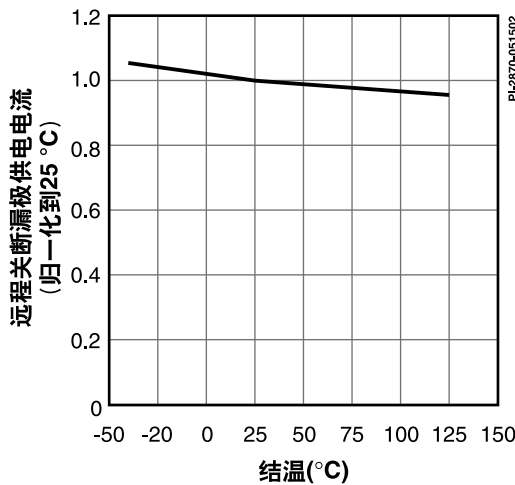
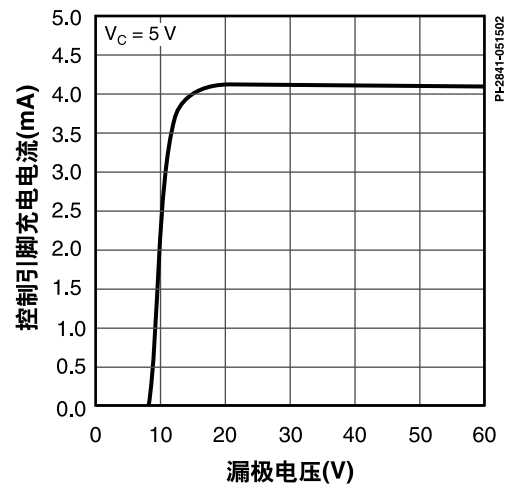
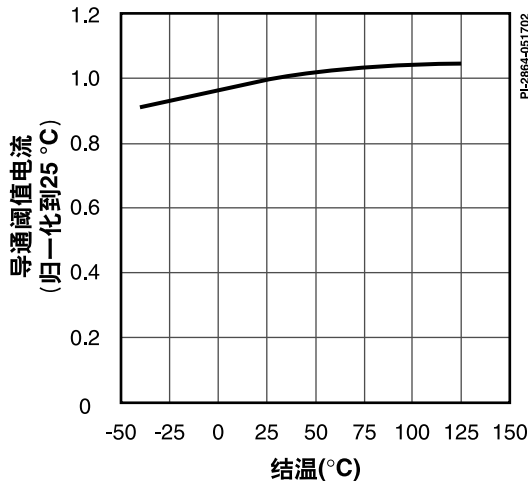
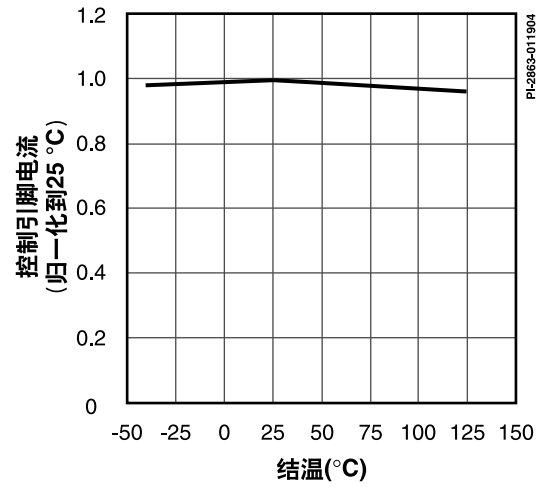
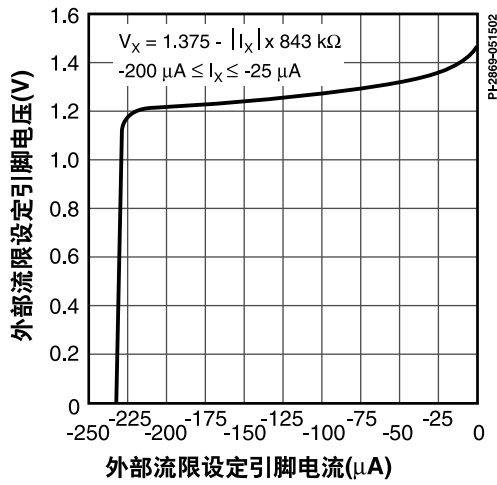


图41. 线电压检测引脚电压与温度的特性曲线

典型性能特性 (续)



典型性能特性 (续)

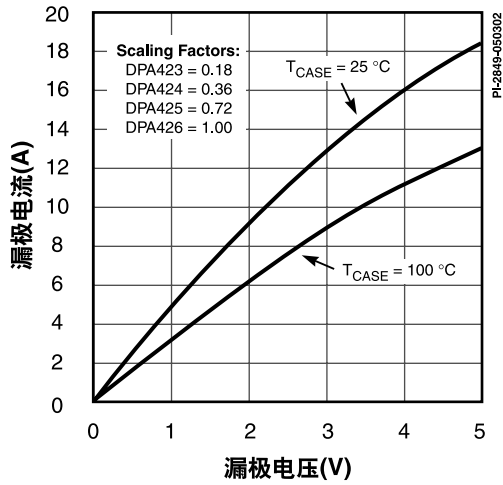


图48. 输出特性

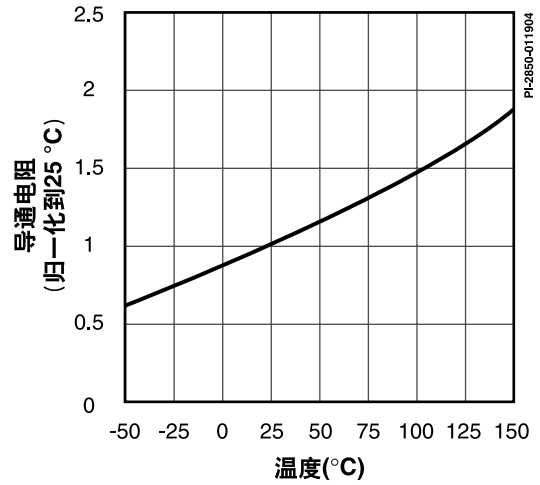


图49. 导通电阻与温度的特性曲线

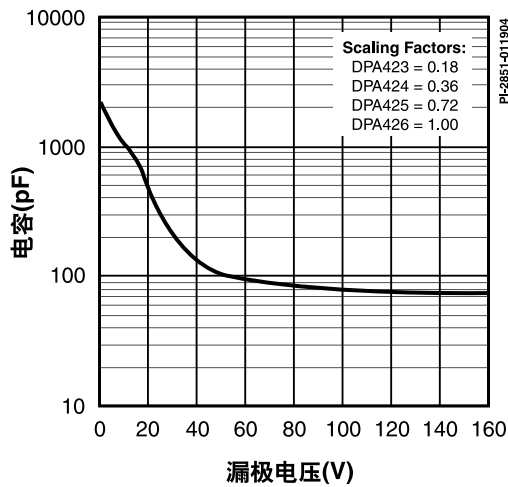


图50. 输出电容 C_{OSS} 与漏极电压的特性曲线

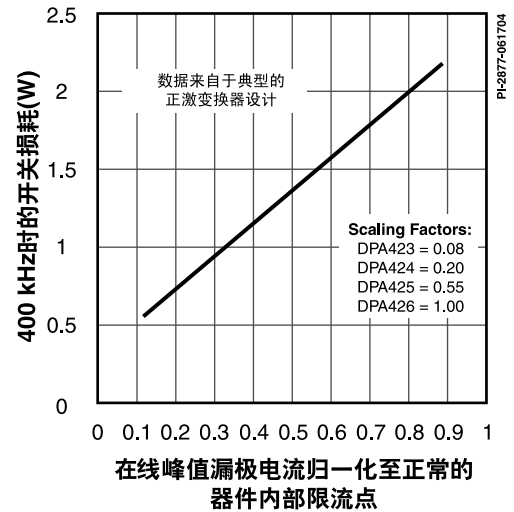


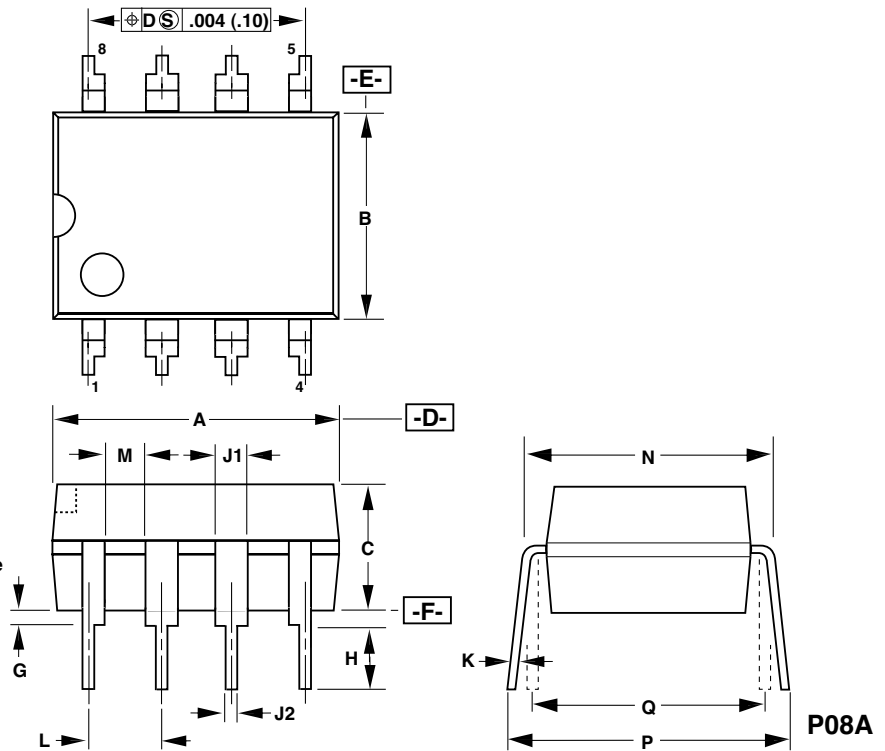
图51. 开关损耗的典型值

器件订购信息

<p>DPA 423 G N - TL</p>		DPA-Switch产品系列		
		系列号		
		封装信息		
		G	塑封表面贴DIP	(仅限423, 424 & 425)
		P	塑封直插式DIP	
		R	TO-263-7C塑封 (仅限具有TL选项的器件)	
		S	S-PAK (仅限具有TL选项的器件)	
		无铅封装		
		空白	标准成份(锡铅), 不适用于S-PAK	
		N	纯镀锡(无铅)(适用于P & G封装及S-PAK封装)	
带装&卷轴装及其它包装形式				
空白	标准配置			
TL	带装及卷轴装(G封装及S-PAK封装: 最少1000个; R封装: 最少750个)			

DIP-8

DIM	inches	mm
A	0.367-0.387	9.32-9.83
B	0.240-0.260	6.10-6.60
C	0.125-0.145	3.18-3.68
G	0.015-0.040	0.38-1.02
H	0.120-0.140	3.05-3.56
J1	0.057-0.068	1.45-1.73
J2	0.014-0.022	0.36-0.56
K	0.008-0.015	0.20-0.38
L	0.100 BSC	2.54 BSC
M	0.030 (MIN)	0.76 (MIN)
N	0.300-0.320	7.62-8.13
P	0.300-0.390	7.62-9.91
Q	0.300 BSC	7.62 BSC

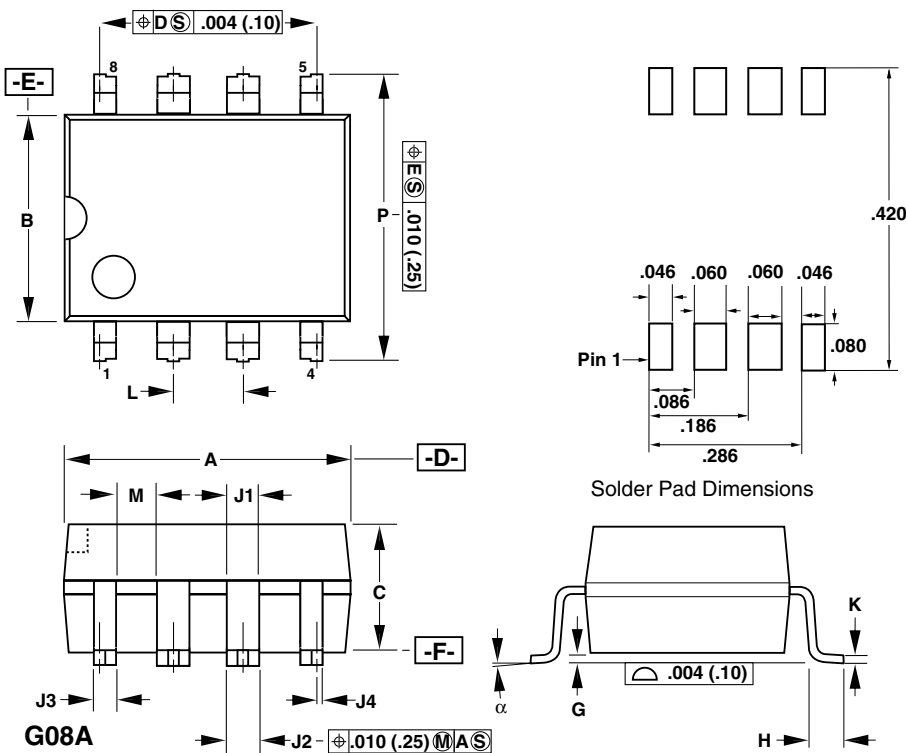


Notes:

- Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001-AB for standard dual in-line (DIP) package .300 inch row spacing (PLASTIC) 8 leads (iddur B, 7/85).
- Controlling dimensions are inches.
- Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
- D, E and F are reference datums on the molded body.

PI-2076-101102

SMD-8



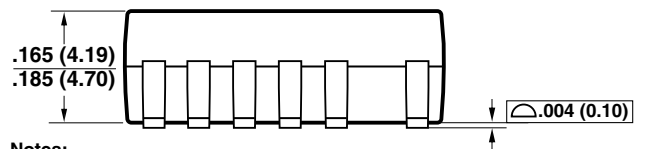
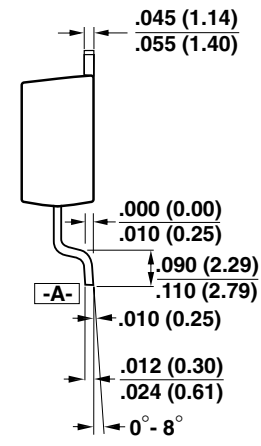
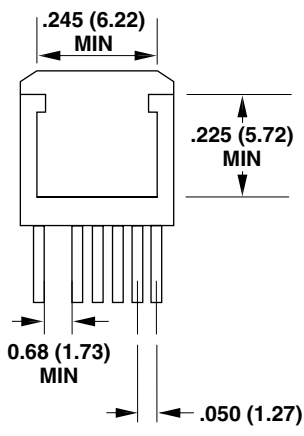
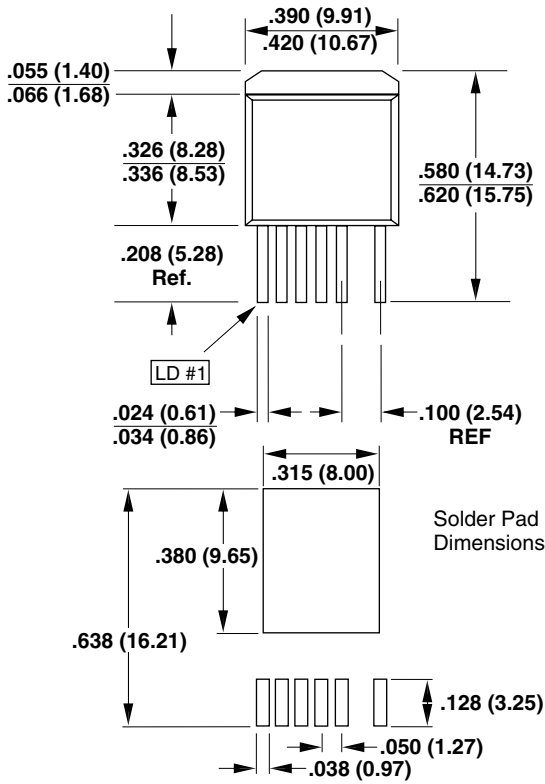
DIM	inches	mm
A	0.367-0.387	9.32-9.83
B	0.240-0.260	6.10-6.60
C	0.125-0.145	3.18-3.68
G	0.004-0.012	0.10-0.30
H	0.036-0.044	0.91-1.12
J1	0.057-0.068	1.45-1.73
J2	0.048-0.053	1.22-1.35
J3	0.032-0.037	0.81-0.94
J4	0.007-0.011	0.18-0.28
K	0.010-0.012	0.25-0.30
L	0.100 BSC	2.54 BSC
M	0.030 (MIN)	0.76 (MIN)
P	0.372-0.388	9.45-9.86
α	0-8°	0-8°

Notes:

- Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001-AB (issue B, 7/85) except for lead shape and size.
- Controlling dimensions are inches.
- Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
- D, E and F are reference datums on the molded body.

PI-2077-041003

TO-263-7C

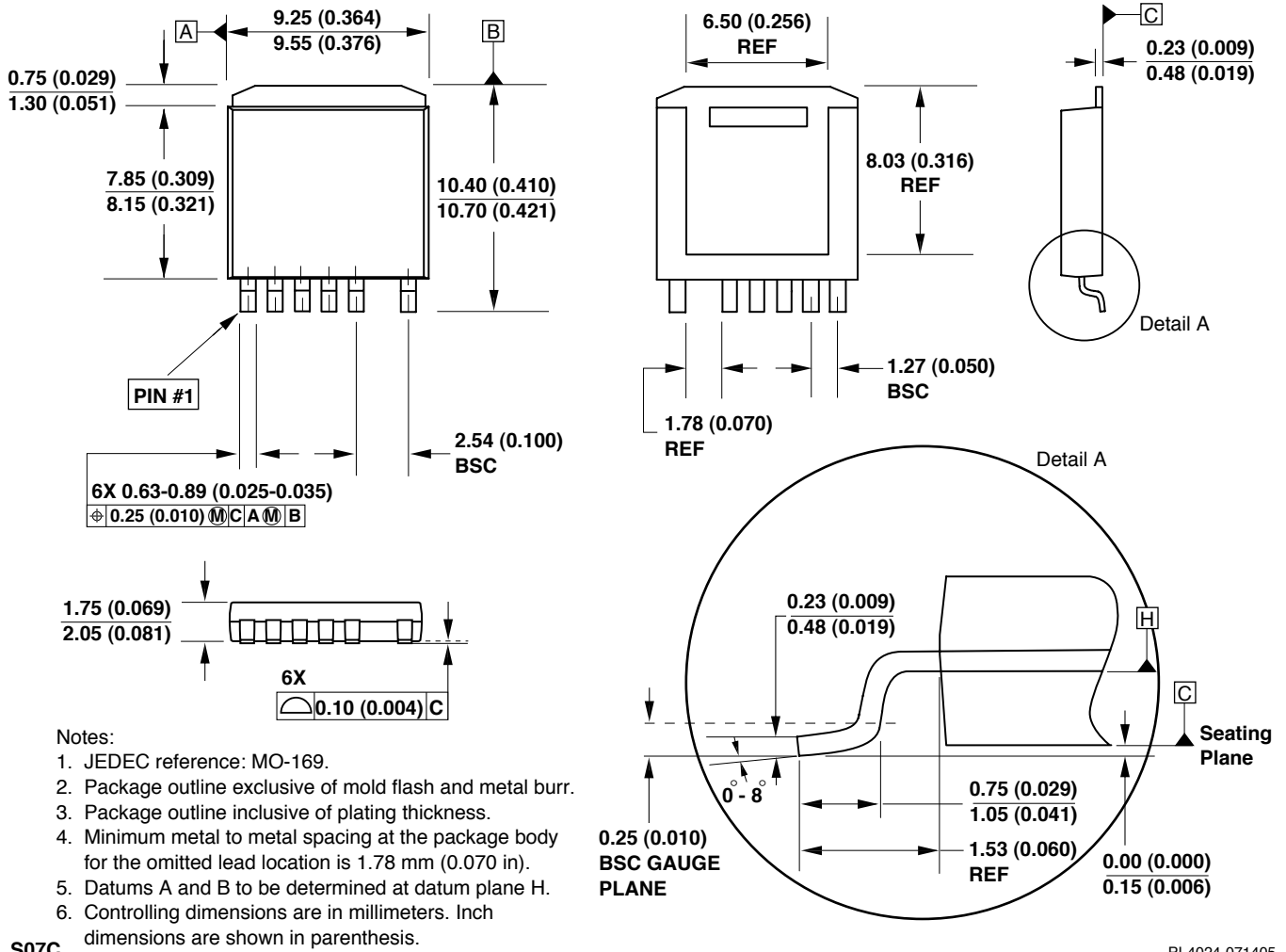


Notes:

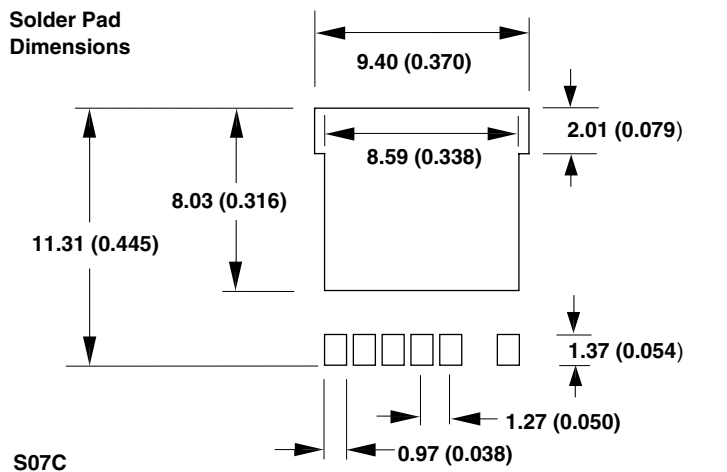
1. Package Outline Exclusive of Mold Flash & Metal Burr.
2. Package Outline Inclusive of Plating Thickness.
3. Foot Length Measured at Intercept Point Between Datum A Lead Surface.
4. Controlling Dimensions are in Inches. Millimeter Dimensions are shown in Parentheses.
5. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted pin locations is .068 in. (1.73 mm).

R07C
PI-2664-122004

S-PAK MO-169-7C



Solder Pad Information For S-PAK



版本	注释	日期
F	1) 数据手册最后发布。	6/02
G	2) 更新图25及其文字说明。	9/02
H	1) 修正了第9页中的文字，更新了表4。 2) 对R封装的描述加以修正。 3) 修正了热阻(θ_{JA})、 DC_{MIN} 、 V_F 、 I_F 、及 BV_{DSS} 。 4) 更新图25及其文字说明。	4/03
I	1) 修正了第1、7和20页中的文字错误。	5/03
J	1) 更新图25及其文字说明。	5/03
K	1) 增加了P和G封装。	1/04
L	1) 修正了图3。	4/04
M	1) 表1中增加了封装信息。 2) 修正了图13。 3) 增加了无铅订购信息。	12/04
N	1) 微小错误校正。	2/05
O	1) 增加了S-PAK封装。	7/05
P	1) 表6中添加了注释。	7/05
Q	1) 更新了图27，使其适应目前PoE的要求。	5/06

For the latest updates, visit our website: 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.

The PI logo, **TOPSwitch**, **TinySwitch**, **LinkSwitch**, **DPA-Switch**, **EcoSmart**, **PI Expert** and **PI FACTS** are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©Copyright 2005, Power Integrations, Inc.

Power Integrations Worldwide Sales Support Locations

WORLD HEADQUARTERS

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

GERMANY

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

JAPAN

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

TAIWAN

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

CHINA (SHANGHAI)

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

INDIA

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar,
Bangalore, India 560080
Phone: +91-80-5113-8020
Fax: +91-80-5113-8023
e-mail: indiasales@powerint.com

KOREA

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

EUROPE HQ

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: eurossales@powerint.com

CHINA (SHENZHEN)

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
e-mail: chinasales@powerint.com

ITALY

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

SINGAPORE

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

APPLICATIONS HOTLINE

World Wide +1-408-414-9660

APPLICATIONS FAX

World Wide +1-408-414-9760