

# InnoSwitch3-TN产品系列

内部集成725V初级MOSFET、同步整流、次级侧控制的高效率恒压/恒流准谐振离线反激式开关IC

## 产品特点

### 适合隔离和非隔离应用

- 支持正负电压输出的反激式控制器
- 集成了多模式准谐振(QR)/CCM反激式控制器、725V初级MOSFET、次级侧电压和电流检测以及同步整流驱动器
- 内部集成FluxLink™反馈技术
- 紧凑型封装可减少PCB面积
- 在整个负载范围内保持恒定的高效率
- 恒压/恒流精度极高，不受变压器设计或外围元件的影响
- 在空载到满载的动态变化期间轻松符合5V输出的20%调整精度限制

### EcoSmart™ – 高效节能

- 230VAC输入下空载功耗小于5mW
- 使设计能够轻松符合全球能效标准
- 满载时效率高达90%

### 先进的保护/安全特性

- 内部集成输出过压保护(OVP)
- SR FET (同步整流管) 栅极驱动开路检测
- 迟滞热关断保护
- 过载功率限制在15W以下 (5V和<3A)
  - 使用精确的内部CC (恒流) 限制

### 完全符合各项安规要求

- 加强绝缘，绝缘强度>4000VAC
  - 产品100%进行HIPOT测试
- 通过UL1577绝缘强度4000VAC (最大值)、TUV (EN62368-1)、VDE 0884-17 (EN60747-17) 和CQC (GB4943.1)安全认证。
- 可使设计达到整套EN61000-4测试标准的A级性能要求，包括EN61000-4-2、4-3 (30V/m)、4-4、4-5、4-6、4-8 (100A/m)及4-9 (1000A/m)

### 环保封装

- 无卤素且符合RoHS标准

### 应用

- 家电和工业系统中的辅助电源

## 描述

InnoSwitch™3-TN产品系列可大幅提高家电、消费产品和工业应用中的辅助电源的效率。这种先进的反激式控制器非常适合隔离和非隔离设计，可实现高达90%的满载效率，在整个负载范围内保持效率恒定，并且空载功耗非常低。InnoSwitch3-TN可用于其中一路为5V输出的电源，可以输出两路正电压，或者同时具有正负电压输出。

725V初级MOSFET、初级和次级反激式控制器使用特有的FluxLink通信通道进行耦合。符合安规标准的FluxLink通信技术可确保提供可靠的同步整流和精确的恒压恒流输出。新器件具备完善的安全功能，其中包括输出过流和过温保护。由于InnoSwitch3-TN IC采用薄型MinSOP封装，且所需外围元件数目非常少，使得InnoSwitch3-TN IC成为紧凑型电源设计的理想选择。

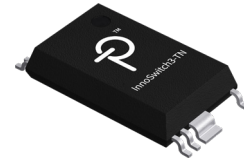


图 2. 超薄MinSOP-16A M封装

## 最大输出功率对照表

产品型号 <sup>4</sup>	230VAC	85-265VAC
	敞开式 <sup>1,2,3</sup>	敞开式 <sup>1,2,3</sup>
<b>INN3072M</b>	12 W	10 W
<b>INN3073M</b>	15 W	12 W
<b>INN3074M</b>	21 W	16 W

表 1. 输出功率对照表

备注:

1. 最小峰值功率。
2. 最大输出功率因设计要求不同而有所差异。塑封体温度必须<125°C。
3. 假定内部输出电流检测被禁止 (IS和GND引脚短路)
4. 封装: MinSOP-16A

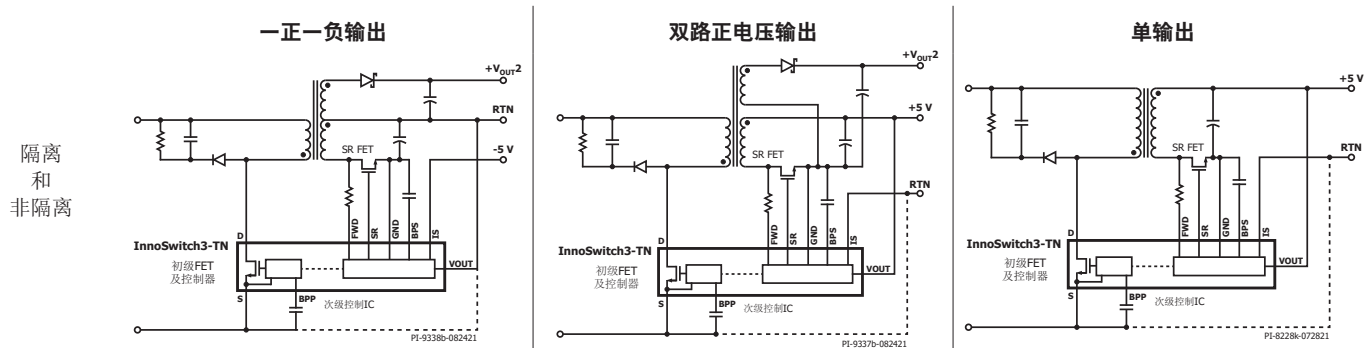
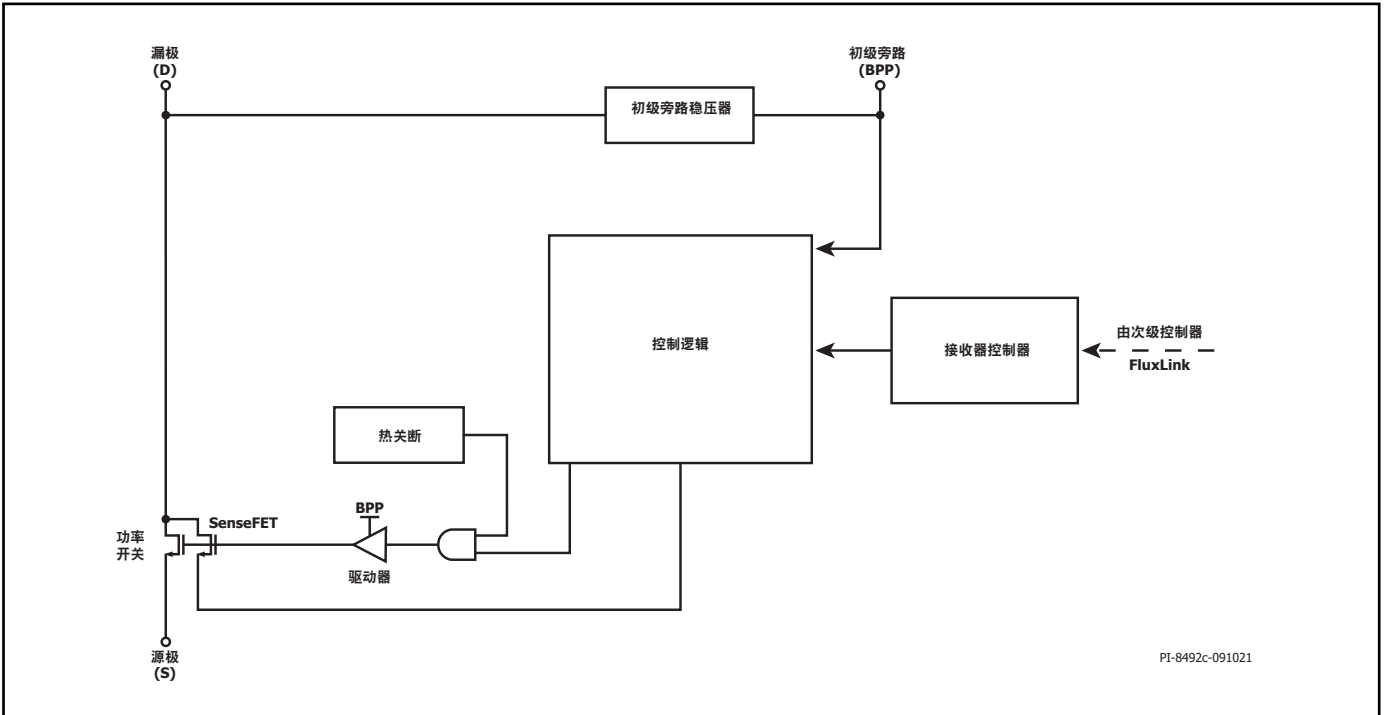
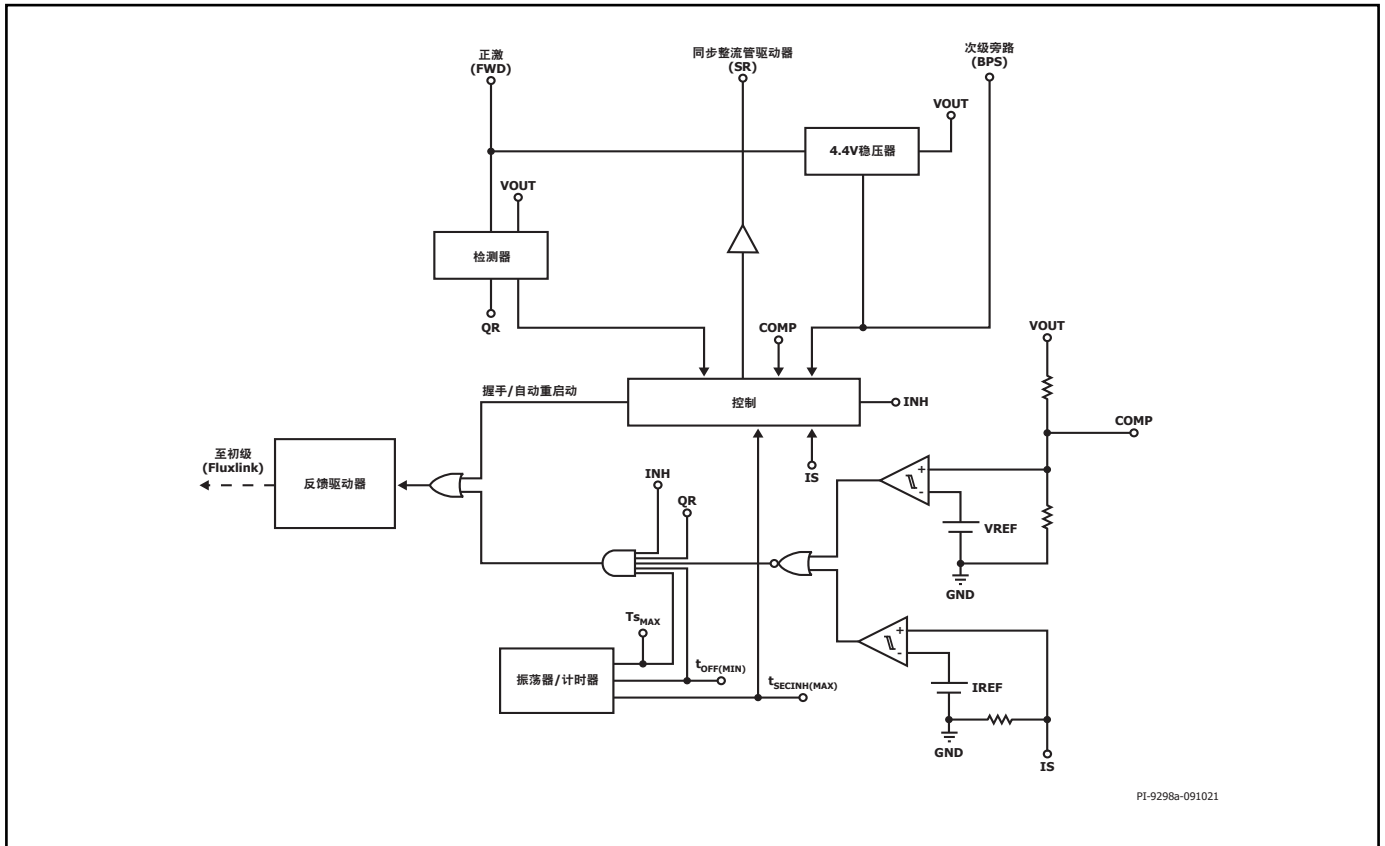


图 1. 使用InnoSwitch3-TN的电源方案示例



PI-8492c-091021

图 3. 初级控制器框图



PI-9298a-091021

图 4. 次级控制器框图

## 引脚功能描述

### 电流检测(IS)引脚 (引脚1)

该引脚是电源输出端子的连接点。内部电流检测连接在这个引脚与次级接地引脚之间。

### 次级接地(GND)引脚 (引脚2)

该引脚是次级IC的接地连接点。

### 补偿(COMP)引脚 (引脚3)

该引脚连接到内部反馈网络。该引脚应保持开路。

### 次级旁路(BPS)引脚 (引脚4)

该引脚是外部旁路电容的连接点，用于为次级IC供电。

### 同步整流驱动(SR)引脚 (引脚5)

该引脚连接到外部SR FET的栅极端子。

### 输出电压(VOUT)引脚 (引脚6)

该引脚直接连接到电源的输出端，为次级IC提供偏置供电，并提供集成反馈路径，以精确调整输出电压。

### 正激(FWD)引脚 (引脚7)

该引脚是变压器输出绕组开关节点的连接点，提供有关初级开关时序的信息，并在 $V_{OUT}$ 低于某个阈值时为次级IC供电。

### 无连接(NC) (引脚8)

不进行连接。该引脚应保持开路。

### 无连接(NC) (引脚9)

该引脚应连接至源极引脚。

### 初级旁路(BPP)引脚 (引脚10)

外部旁路电容的连接点，用于为初级侧供电。

### 源极(S)引脚 (引脚11-13)

该引脚是功率MOSFET的源极连接点。它们也是初级旁路引脚的接地参考点。

### 漏极(D)引脚 (引脚16)

该引脚是功率MOSFET的漏极连接点。

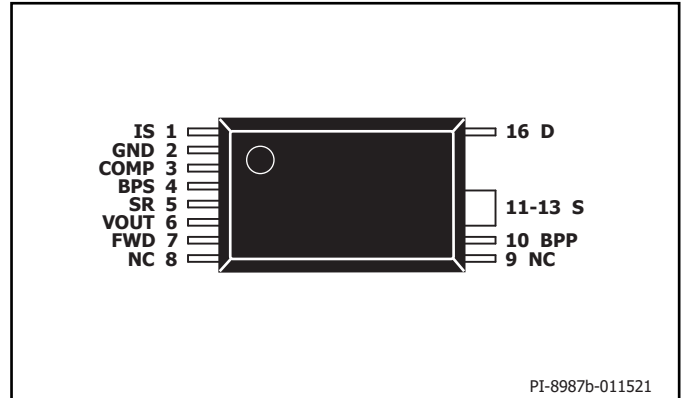


图 5. 引脚布局

## InnoSwitch3-TN功能描述

InnoSwitch3-TN IC产品系列在一个器件中集成了一个高压功率MOSFET开关以及具有同步整流管(SR)驱动器的初级侧和次级侧控制器。

该架构采用FluxLink磁感耦合反馈机制，提供安全、可靠且经济高效的方式，将准确的开关信息传输到初级侧。

InnoSwitch3-TN中的初级控制器是准谐振(QR)反激式控制器，它能够在连续导通模式(CCM)、临界工作模式(CrM)和断续模式(DCM)下工作。该控制器同时使用变频和变流控制方案。初级控制器包括频率调制振荡器、磁感耦合至次级控制器的接收器电路、限流点控制器、初级旁路引脚5V稳压器、轻载工作音频降噪引擎、旁路过压检测电路、限流点选择电路、过温保护、前沿消隐以及功率MOSFET。

InnoSwitch3-TN次级控制器包括磁感耦合至初级接收器的发射器电路、恒压(CV)及恒流(CC)控制电路、次级旁路引脚4.4V稳压器、同步整流管(MOSFET)驱动器、准谐振(QR)电路、振荡器和时钟电路。次级控制器还提供完善的保护功能。

图3和图4所示为实现各种重要功能的初级及次级控制器的功能框图。

## 应用范例

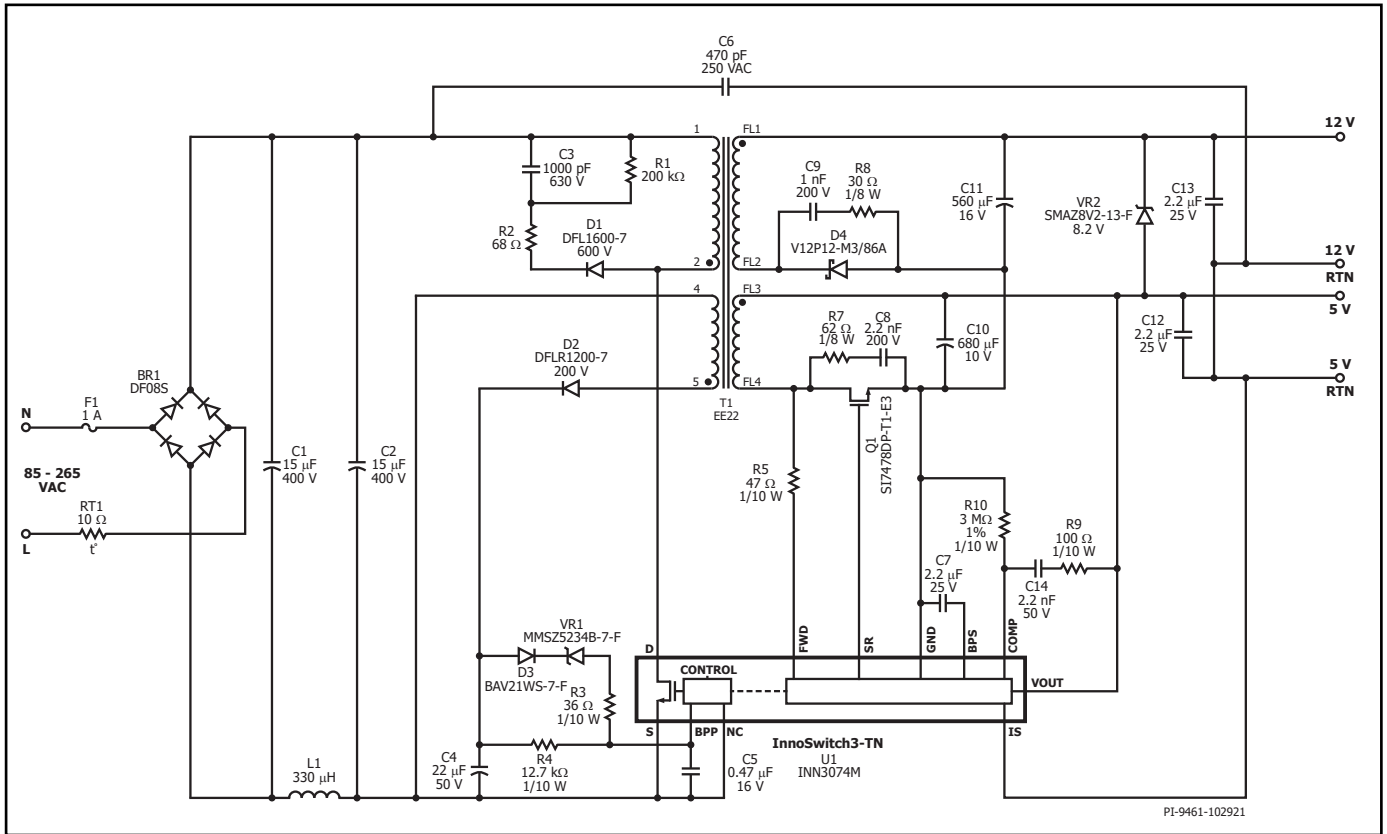


图 6. RDK-710电路原理图 - 5V/1.4A和12V/0.5A电源，适合HVAC（暖通空调）应用

图6所示为一个使用INN3074MIC设计的低元件数5V/1.4A和12V/0.4A双路输出电源的电路图。该双路输出设计具有非常高的效率，无需后级稳压电路即可满足交叉调整率要求。

桥式整流管BR1对AC输入供电进行整流。电容C1和C2对整流的AC输入提供滤波，并与电感L1一起构成n型滤波器，对差模EMI进行衰减。Y电容C6连接在电源输出回路与输入电容之间，有助于降低共模EMI。

热敏电阻RT1可在电源连接至AC输入供电时限制浪涌电流。

输入保险丝F1可防止电源中任意元件的严重故障所导致的输入电流过大。变压器初级的一端连接到整流DC总线，另一端连接到InnoSwitch3-TN IC (U1)内开关的漏极端子。

由二极管D1、电阻R2、R1和电容C3组成的低成本RCD钳位可在U1内的开关关断的一瞬间立即对U1的峰值漏极电压进行钳位控制。钳位有助于耗散存储在变压器T1的漏感中的能量。

InnoSwitch3-TN IC具有自启动功能，当首次AC上电时，它使用内部高压电流源对初级旁路引脚电容(C5)进行充电。在正常工作期间，初级侧

控制器从变压器T1的辅助绕组获得供电。辅助（或偏置）绕组的输出端由二极管D2进行整流，并由电容C4进行滤波。电阻R4可限制提供给InnoSwitch3-TN IC (U1)的初级旁路引脚的电流大小。使用稳压管VR1和限流电阻R3可实现初级侧过压保护（自动重启）。

InnoSwitch3-TN IC的次级侧控制器提供输出电压检测、输出电流检测并提供驱动给同步整流的开关。变压器的5V次级绕组分别由SR FET Q1整流和由电容C10滤波。开关期间产生的高频振荡通过缓冲器（电阻R7和电容C8）衰减，否则高频振荡会产生辐射EMI问题。变压器次级的12V电压由肖特基二极管D4整流（不建议对12V输出进行同步整流），并由电容C11滤波。开关期间产生的高频振荡通过缓冲器（电阻R8和电容C9）衰减，否则高频振荡会产生辐射EMI问题。

同步整流(SR)由开关Q1提供。IC U1内部的次级侧控制器根据通过电阻R5检测到的绕组电压来导通开关Q1，并将电流馈入IC的正激引脚。由于IC的内部反馈电路通过VOUT引脚连接到5V输出，因此建议通过电阻R5将正激引脚连接到5V绕组。

在连续导通模式下，开关在次级侧向初级侧请求新开关周期指令之前即会关断。在断续模式下，功率开关会在MOSFET两端的压降降至0V时关断。由次级来控制初级侧的功率开关可避免两个开关可能发生的交越导通，提供极为可靠的同步整流工作。

IC的次级侧可由次级绕组正向电压或输出电压自行供电。连接至InnoSwitch3-TN IC U1次级旁路引脚的电容C7可提供内部电路去耦。

总输出电流由IS和GND引脚之间的内部检测电阻监测，其典型电压阈值为35mV，损耗极小。主输出通过VOUT引脚进行检测，检测电压经处理进入内部反馈电阻分压器，并与1.265V（典型值）内部参考电压进行比较，以保持稳压。电阻R10（与内部下反馈电阻有效并联）可用于实现更严格的5V输出稳压。前馈电路R9和C14与5V内部上反馈电阻并联，可降低输出电压纹波。

## 设计要点

### 输出功率对照表

输出功率对照表（表1）列出了在以下条件下能获得的最大实际持续输出功率：

- 85VAC输入时，最小直流输入电压为90VDC或更高，或者当230VAC输入（或115VAC输入并使用倍压整流）时，最小直流电压为220VDC或更高。对于AC输入的设计应调整输入电容的大小，以满足这些电压要求。
- 假定效率>82%。
- 变压器初级电感公差为±10%。
- 所选择的反射输出电压( $V_{OR}$ )可使通用输入电压设计在最小输入电压下的 $K_p = 0.8$ ，高输入电压设计的 $K_p = 1$ 。
- 敞开式设计的最大导通损耗 = 0.6W。
- 将器件贴装在电路板上，源极焊接在足够的铺铜区域上，并且/或者使用一个散热片将源极引脚温度控制在125°C或之下。
- 敞开式设计的环境温度为40°C。
- 当 $K_p$ 值小于1时， $K_p$ 是初级电流脉动部分与峰值部分的比值。为防止由于开关周期的提前误关断所导致的输出功率能力下降的情况出现，建议 $K_p$ 值要满足 $\geq 0.25$ 。这样将避免在开关开通时初始电流尖峰( $I_{INr}$ )触发到器件限流点。

### 初级侧过压保护（自动重新启动模式）

InnoSwitch3-TN IC内部的保护电路可以实现初级侧检测输出过压保护，该电路由流入初级旁路引脚（引脚10）的阈值电流 $I_{SD}$ 触发。初级旁路引脚电容除起到内部滤波的作用，还作为外部滤波器，提高噪声抗扰性。为使旁路电容达到有效的高频滤波，应将电容尽量放置在距器件源极和初级旁路引脚最近的地方。初级检测OVP功能的实现方式是，将串联起来的稳压管、电阻和阻断二极管从经整流和滤波的偏置绕组电压端连接至初级旁路引脚。经整流和滤波的偏置绕组输出电压可能高于预期值（预期值的1.5倍或2倍），这是因为偏置绕组与输出绕组的耦合不佳，以及由此导致偏置绕组电压波形出现振荡造成的。因此建议测量偏置绕

组整流电压。此测量应当在最低输入电压下和输出端负载最高时进行。此测量电压用于帮助选择实现初级检测过压保护所需的元件。建议选择这样的稳压管：其钳位电压应为输出OVP时辅助绕组电压低6V左右。可假定阻断二极管具有1V正向电压降。推荐使用小信号标准恢复二极管。阻断二极管可防止在启动时任何反向电流对偏置电容放电。最后，可计算所需串联电阻的值，以使大于 $I_{SD}$ 的电流在输出过压期间流入初级旁路引脚。

### 降低空载功耗

InnoSwitch3-TN IC可以在自供电模式中启动，这会从旁路引脚电容（通过内部电流源充电）吸收能量。然而，一旦InnoSwitch3-TN IC开始开关，需要使用偏置绕组向初级旁路引脚提供供电电流。变压器上的辅助（偏置）绕组可起到这种作用。使用偏置绕组向初级旁路引脚供电后，可实现低空载功耗电源。对初级缓冲器和功率变压器等外部元件进行优化后将进一步降低空载功耗。对图6所示的电阻R4进行调整，即可实现最低空载输入功率。对于双路输出应用，在5V输出端负载为30mA的情况下，待机输入功率将小于300mW。

### 元件的选择

#### InnoSwitch3-TN初级侧电路的元件

##### BPP电容

连接InnoSwitch3-TN IC初级旁路引脚和GND引脚的电容可以为初级侧控制器提供去耦。可以使用0.47 $\mu$ F电容。尽管可以使用电解电容，但在双面板上最好使用表面贴装的多层陶瓷电容，因为它能使电容靠近IC放置。它们的小尺寸也非常适合紧凑型电源的应用。推荐使用额定值为10V (0805)或更大型号的X5R或X7R介质电容，以确保满足最小电容容量要求。陶瓷电容的型号名称（例如，来自不同制造商或不同产品系列的X7R、X5R）没有相同的电压系数。建议查看相应的电容数据手册，确保所选电容在5V下的电容电压降不会超过20%。请勿使用Y5U或Z5U/0603多层陶瓷电容(MLCC)，因为此类贴片陶瓷电容的电压和温度系数特性非常差。

##### 偏置绕组和外部偏置电路

从开关漏极引脚连接至InnoSwitch3-TN初级侧控制器初级旁路引脚的内部稳压器对连接初级旁路引脚的电容充电，以实现启动。变压器中的偏置绕组外加整流管和滤波电容，构成一个偏置供电电源，用于为初级旁路引脚供应至少1mA的电流。

应选取合适的偏置绕组圈数比，确保当电源的最低额定输出电压向负载提供最小功率时，偏置绕组能够产生7V电压。如果电压低于此值，空载输入功率将增大。在230VAC输入电压时，外部电路提供的偏置电流应设置为 $I_{S1(MAX)}$ ，这样即可实现最低的空载功耗( $V_{BPP} > 5V$ )。推荐使用具有低结电容的玻璃钝化标准恢复整流二极管，因为快速或超快速二极管所具备的快速恢复特性，会导致更高的辐射EMI。推荐使用电压额定值是电容所产生的最高电压1.2倍且至少为22 $\mu$ F的低ESR铝质电容。当输出电压为最高额定输出电压、输出带额定负载且输入电压为最低AC供电电压时，通常会在此电容两端产生最高的电压。

## 初级检测OVP（过压保护）

偏置绕组输出上产生的电压可跟踪电源输出电压。虽然不够精确，但初级侧控制器可以使用偏置绕组电压较为准确地检测出输出电压幅值。从偏置绕组输出连接至初级旁路引脚的稳压管可以可靠地检测到次级过压故障情况，并使初级侧控制器进入自动重新启动。建议应在（满载和最低输入电压下）正常稳态情况以及瞬态负载情况下测量偏置绕组输出端的最高电压。使用额定值为该测量电压1.25倍的稳压管通常能够确保过压保护只会故障情况下动作。

## 初级侧缓冲器钳位

缓冲电路应用于初级侧，如图6所示。传统的RCD钳位可以防止在每个开关周期开关关断的一瞬间在开关漏极出现过高的电压尖峰。但RCDZ钳位的效率可做到最高。图6中的电路示例采用电阻与钳位二极管串联的RCD钳位。该电阻可抑制漏极振荡，并对反向恢复期间通过钳位二极管反向电流加以限制。推荐使用具有低结电容的标准恢复玻璃钝化二极管，因为这些二极管能够从钳位电路回收部分能量，从而提高效率。

## InnoSwitch3-TN次级侧电路的元件

### 次级旁路引脚 – 去耦电容

应使用一个2.2 $\mu$ F、10V/X7R或X5R/0805多层陶瓷电容对InnoSwitch3-TN IC的次级旁路引脚去耦。由于次级旁路引脚电压需要在输出电压达到稳压水平之前更早达到4.4V，使用过高的BPS电容值会导致启动时输出电压过冲。低于1.5 $\mu$ F的电容值也不可取，它会导致无法预测的工作情况。

电容必须靠近IC引脚放置。建议电压额定值至少为10V，这样才能在BPS电压之上留出足够的裕量。由于陶瓷电容的电容量会随着直流电压的施加而显著下降，尤其是采用0603等小型封装SMD时，为了给BPS电压留出足够的裕量，必须采用0805电容，以确保在工作中具有足够的电容量。因此，不建议使用6.3V/0603/X5U或Z5U类型的MLCC。陶瓷电容的型号名称（例如，来自不同制造商或不同产品系列的X7R、X5R）没有相同的电压系数。建议查看相应的电容数据手册，确保所选电容在4.4V下的电容电压降不会超过20%。为取得最佳效果，应采用X5R或X7R介质的电容。

## 正激引脚电阻

推荐使用47 $\Omega$ 的5%电阻，以确保足够的IC供电电流。电阻值过高或过低都不应使用，因为这会影响器件的工作，比如同步整流器驱动的时序。图7、8、9及10所示为不可接受和可接受的正激引脚电压波形的示例。 $V_D$ 是同步整流管两端的正向电压降。还必须确保正激引脚电压足够高（低VOR），以便为BPS引脚电容提供足够的充电电流，能够在启动期间握手后保持4.4V的BPS电压。握手后，BPS引脚电容将在短时间内流出高电流。该能量允许将信号发送到初级侧控制器。

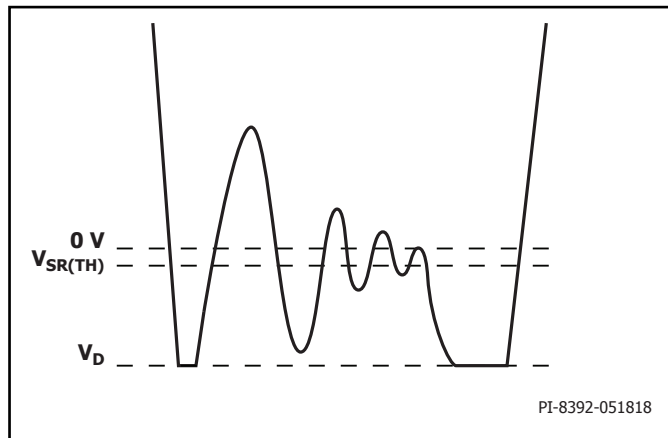


图 7. 握手后反激周期中SR开关导通期间不可接受的正激引脚电压波形

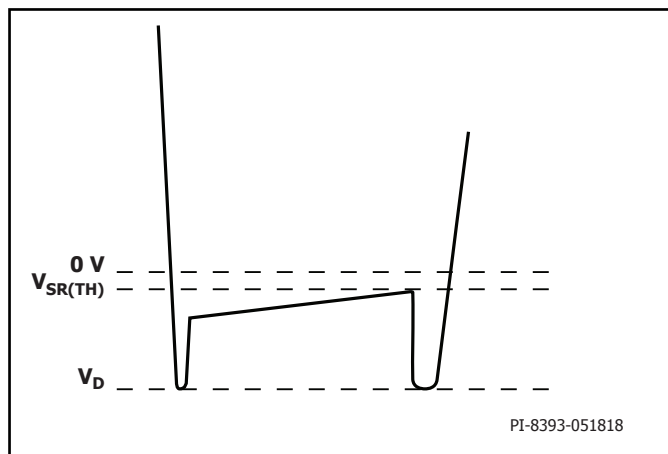


图 8. 握手后反激周期中SR开关导通期间可接受的正激引脚电压波形

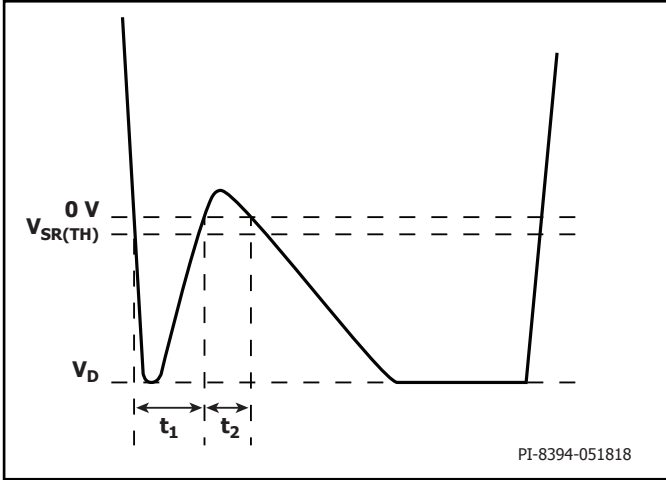


图 9. 握手前反激周期中体二极管导通期间不可接受的正激引脚电压波形  
注:

如果  $t_1 + t_2 > 1.5 \mu\text{s} \pm 50\text{ns}$ , 控制器可能无法握手, 并会触发初级偏置绕组过压保护锁存关断/自动重启动。

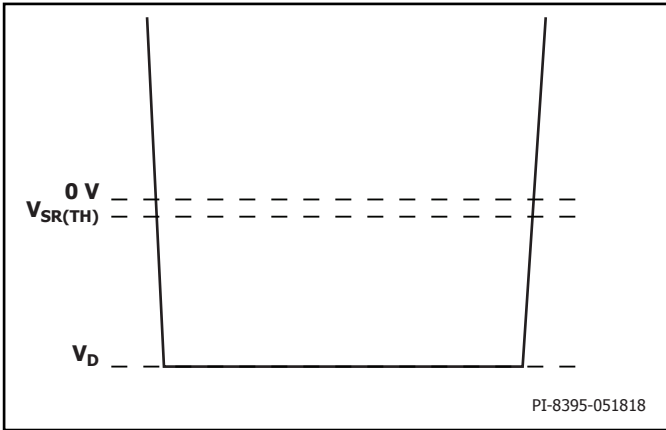


图 10. 握手前反激周期中体二极管导通期间可接受的正激引脚电压波形

### SR开关的工作及选择

虽然使用简单的二极管整流器和滤波器足以满足输出的需要, 但使用SR FET能显著提高工作效率, 进而满足欧洲CoC和美国能源部(DoE)能效标准要求。次级侧控制器在反激周期开始时立即导通SR FET。SR FET栅极应直接连接至InnoSwitch3-TN IC的同步整流管驱动引脚(不应在SR FET栅极电路连接任何额外的电阻)。SR FET会在SR FET的 $V_{DS}$ 达到0V时关断。可选用 $18\text{m}\Omega R_{DS(ON)}$ 的FET满足5V/2A输出的使用需要, 肖特基二极管则可用于额定输出12V/0.4A的设计。SR FET驱动器使用次级旁路引脚作为供电端, 该电压的典型值为4.4V。因此不太适合使用高开通阈值电压的FET; 开通阈值电压在1.5V至2.5V之间的FET较为适合。反激周期开始与SR FET开通之间稍微有一点延迟。在此期间, SR FET的体二极管传导电流。如果使用外部并联肖特基二极管, 该电流大部分都流经肖特基二极管。InnoSwitch3-TN IC检测到反激周期结束时, SR FET  $R_{DS(ON)}$  两端电压达到0V, 反激周期的剩余部分期间电流将换向至SR FET的体二极管或外部并联肖特基二极管。使用与SR FET并联的肖特基二极管可以提供更高效, 通常一个1A表面贴装肖特基二极管已足够满足使用需要。但其改善有限度。对于5V/2A设计而言, 外部二极管可在85VAC下为满载效率增加 $\sim 0.1\%$ 的改善, 在230VAC下增加 $\sim 0.2\%$ 。

肖特基二极管和SR FET的电压额定值应至少为预期峰值反向电压(PIV)的1.4倍, 具体取决于变压器所采用的圈数比。额定值60V的FET和二极管适用于大多数 $V_{OR} < 70\text{V}$ 的5V设计, 额定值120V的肖特基二极管适用于12V输出的设计。

输出绕组的漏感与SR FET电容( $C_{OSS}$ )之间的相互作用会在绕组的电压反向(由于初级开关导通)时电压波形出现振荡。这种振荡可通过使用连接于SR FET两端的RC缓冲器进行抑制。缓冲器电阻阻值范围可介于 $10\Omega$ 至 $47\Omega$ 之间(较高的电阻值会导致比较明显的效率下降)。大部分设计当中均可采用1nF至2.2nF的电容量。

### 输出电容

低ESR铝电解电容适用于大多数高频率反激式开关电源, 但铝聚合物固态电容已获得非常广泛的应用, 这是由于它们紧凑的尺寸、稳定的温度特性、极低的ESR以及较高的RMS纹波电流额定值。

通常, 对应每一个安培的输出电流使用 $200\mu\text{F}$ 至 $300\mu\text{F}$ 的铝聚合物电容即可。其他影响电容选择的因素是输出纹波。确保电容电压额定值高于最高输出电压且留有足够的裕量。

## 内部输出电压反馈电路

输出电压COMP引脚电压为1.265V。VOUT引脚应连接在电源的输出端，这样当输出端通过内置分压器达到所需电压时，COMP引脚的电压将为1.265V。内部下反馈分压器电阻连接到次级接地引脚。COMP引脚和GND引脚之间的电阻可用于增加5V输出电压，如图11所示。

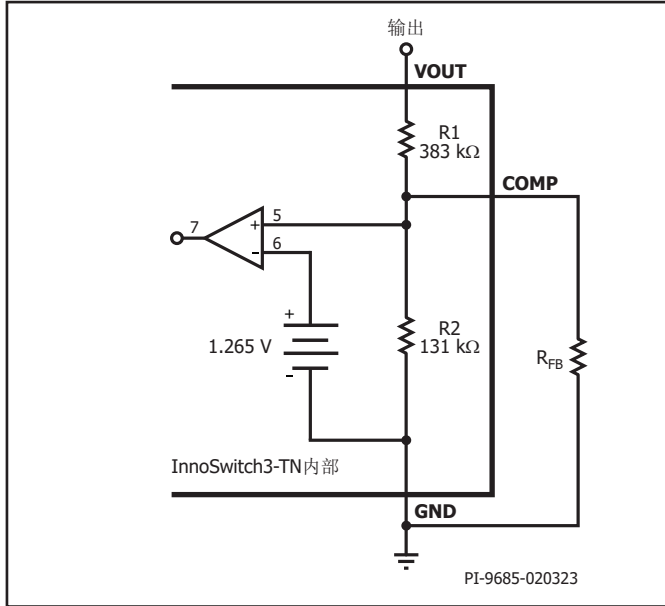


图 11. 增加一个电阻以提高5V输出电压

$R_{FB}$ 可按如下方式计算以增加输出电压:

$$\text{设 } R_T = R_2 // R_{FB}$$

$$= \frac{R_2 \times R_{FB}}{R_2 + R_{FB}}$$

$$V_{OUT} = \frac{V_r \times (R_1 + R_T)}{R_T}, \text{ 其中 } V_r = 1.265V$$

$$R_{FB} = \frac{V_r \times R_1 \times R_2}{((V_{OUT} - V_r) \times R_2 - V_r \times R_1)}$$

$V_{OUT}$	$R_{FB} (\Omega)$
7V	238kΩ
9V	120kΩ
12V	69kΩ

## 电路板布局建议

参见图12了解InnoSwitch3-TN电源的建议电路板布局。

### 单点接地

在输入滤波电容与连接源极引脚的铜箔区域使用单一接地点。

### 旁路电容

初级旁路和次级旁路引脚电容必须分别直接靠近初级旁路-源极引脚和次级旁路-次级接地引脚放置，与这些电容的连接应采用短走线方式。

### 初级环路面积

连接输入滤波电容、变压器初级及IC的初级环路面积应尽可能小。

### 初级钳位电路

钳位电路用于限制开关在关断时漏极引脚的峰值电压。在初级绕组上使用一个RCD钳位或一个齐纳稳压管(~200V)及二极管钳位即能够实现。为改善EMI，从钳位元件到变压器再到IC的连接走线应保证最短。

### 散热注意事项

源极引脚都由内部连接至IC的引线框架，是器件散热的主要途径。因此，源极引脚都应连接到IC下的铺铜区域，不但作为单点接地，还可作为散热片使用。因它连接到电位稳定的源极节点，可以将这个区域的面积扩大以使IC实现良好的散热，并且不降低EMI性能。输出SR开关也是一样，尽量增大连接封装引脚的PCB面积，以帮助SR开关散热。

应在电路板上提供足够的铺铜区域，以使IC温度安全地处于绝对最大值以下。建议铺铜区域（IC的源极引脚焊接在此）面积应足够大，以使电源在满额定负载和最低额定输入AC供电电压下工作时IC温度保持在110°C以下。

### 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正输出或返回极端子之间。这样走线可使高幅共模浪涌电流远离IC。请注意，如果在输入端使用了n型（C、L及C）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。

### 输出SR开关

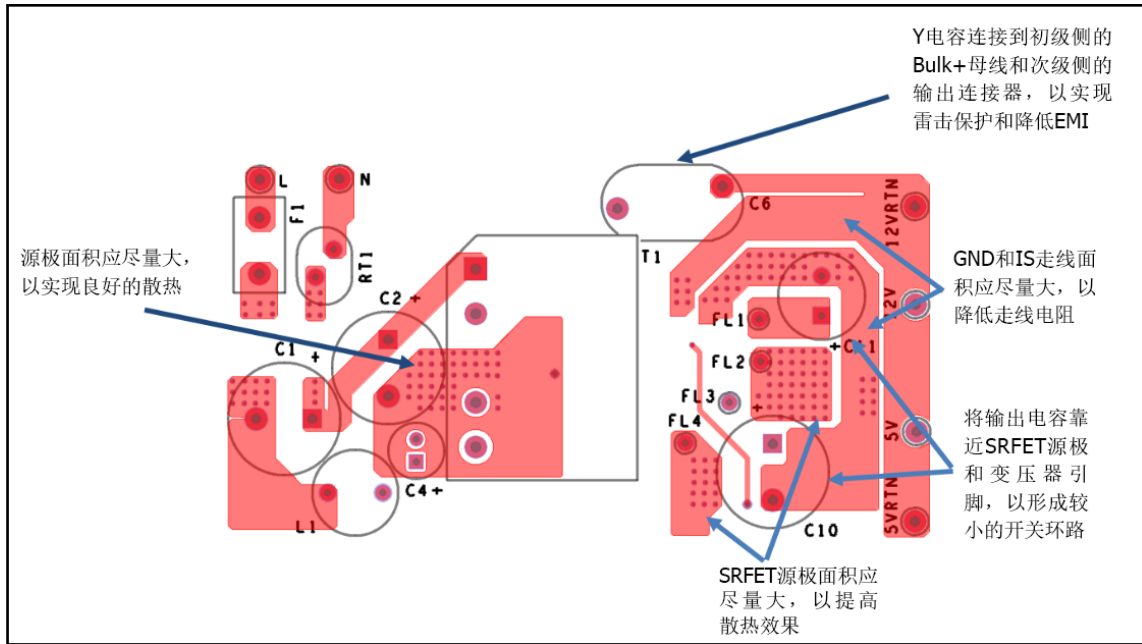
为达到最佳性能，由次级绕组、输出SR开关及输出滤波电容所组成的环路区域面积应最小。

### 漏极节点

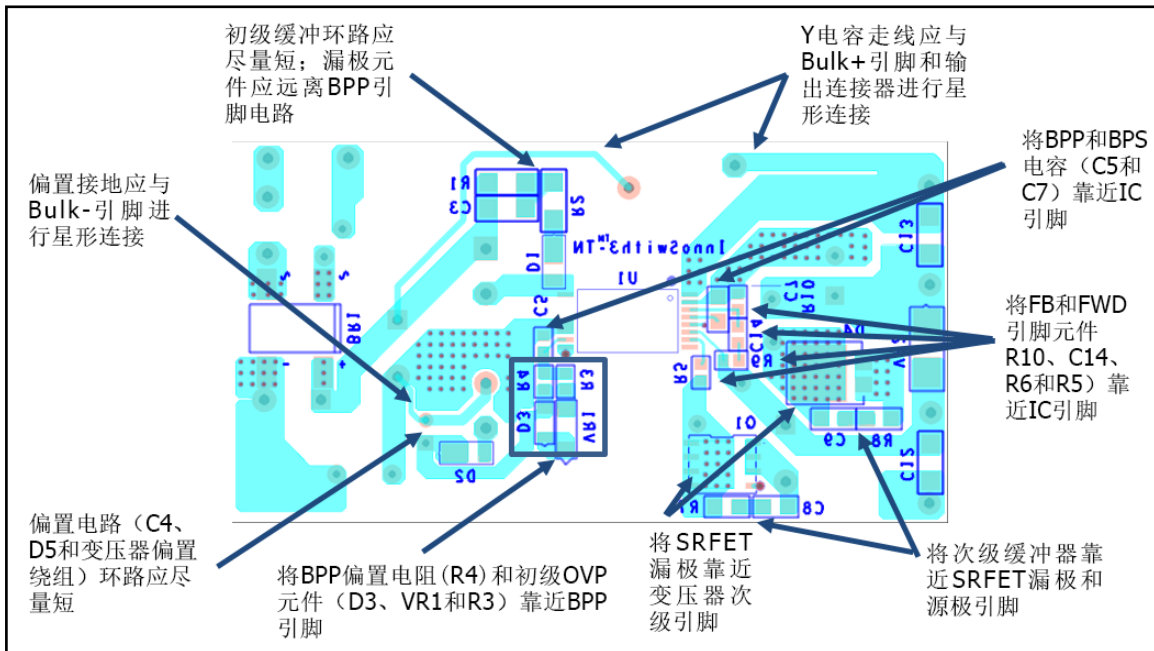
漏极开关节点是主要噪声源。因此，连接漏极节点的元件应靠近IC放置并远离敏感的反馈电路。钳位电路元件应远离初级旁路引脚，走线长度应尽量短。由输入整流滤波器电容、初级绕组和IC初级侧开关形成的环路的面积应尽可能的小。



布板示例



PCB – 顶层



PCB – 底层

图 12. PCB布板示例

## 降低EMI的建议

1. 合理的元件位置以及初级和次级功率电路所形成的小环路面积有助于降低辐射及传导EMI。应注意确保环路面积尽量小。
2. 初级侧钳位二极管两端外加小电容有助于降低辐射EMI。
3. 与偏置绕组串联的电阻有助于降低辐射EMI。
4. 电源输入端通常需要使用共模扼流圈来充分衰减共模噪声。然而，在变压器上使用屏蔽绕组可以达到同样的目的。屏蔽绕组还可以与输入端的共模滤波电感配合使用，以实现最佳的传导及辐射EMI裕量。
5. 调整SR开关RC缓冲器元件值有助于降低高频辐射及传导EMI。
6. 可以在输入整流电路使用一个由差模电感和电容组成的n型滤波器，以降低低频差模EMI。
7. 电源输出端并联一个1μF陶瓷电容有助于降低辐射EMI。

## 变压器设计建议

变压器设计必须确保电源可在最低输入电压下提供额定功率。整流后直流母线上的最低电压取决于所采用滤波电容的电容值。推荐至少采用2μF/W的值，始终使直流母线电压高于70V，但3μF/W可提供更多的裕量。应测量直流母线间的纹波，以确认变压器初级绕组电感选择的设计计算。

### 开关频率( $f_{sw}$ )

InnoSwitch3-TN的独特特性是，设计者可以将满载开关频率设置在25kHz至95kHz的范围内。为降低温度，开关频率应设置在60kHz左右。如果使用较小的变压器，满载开关频率需要设置在95kHz。设置满载开关频率时，必须考虑初级电感和峰值电流公差，确保平均开关频率不超过110kHz，因为达到此值会触发自动重启过载保护。

### 反射输出电压, $V_{OR}$ (V)

该参数描述了输出二极管/SR导通期间次级绕组电压对初级开关漏极电压的影响，反射输出电压是以变压器变比的比例反射到初级绕组上形成的。为了确保最平坦的输入电压/负载效率曲线，设置反射输出电压( $V_{OR}$ )时，对于通用输入电压设计，在最小输入电压下应满足 $K_p = 0.8$ ，而对于输入电压仅限于高压输入的设计应满足 $K_p = 1$ 。值得注意的是，在启动期间以最小输入电压握手后，当平均BPS充电电流小于2.5mA时，电源可能无法启动并停留在自动重启模式。逐渐降低 $V_{OR}$ 以增加正激引脚电压，直至平均BPS充电电流高于2.5mA。

## 为达到设计优化的目的，应考虑如下因素：

1. 较高的 $V_{OR}$ 允许在最低电压 $V_{MIN}$ 时获得更高的输出功率，这会降低输入电容值和提高给定InnoSwitch3-TN器件的输出功率能力。
2. 较高的 $V_{OR}$ 还可以降低输出二极管和SR开关的电压应力。
3. 较高的 $V_{OR}$ 会增加漏感，从而降低电源效率。
4. 较高的 $V_{OR}$ 会增大次级侧的峰值电流及RMS电流，从而增加次级侧的铜损和二极管损耗。

## 纹波电流与峰值电流的比率, $K_p$

$K_p$ 小于1表示连续导通模式， $K_p$ 为纹波电流与峰值初级电流的比值（参见图13）。

$$K_p = K_{RP} = I_R / I_p$$

$K_p$ 值大于1表示断续模式。此时， $K_p$ 是初级开关关断时间与次级二极管导通时间的比值。

$$K_p = K_{DP} = (1 - D) \times T / t = V_{OR} \times (1 - D_{MAX}) / ((V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX})$$

推荐对大部分InnoSwitch3-TN设计采用在最低预期DC母线电压下0.9的 $K_p$ 值。 $K_p$ 值<1可减小初级RMS电流，从而提高变压器效率，但会导致初级侧开关产生更高的开关损耗，进而提高InnoSwitch3-TN温度。PIXIs设计表格可有效优化 $K_p$ 、初级绕组电感、变压器圈数比和工作频率的选择，同时确保提供合适的设计裕量。

## 磁芯类型

合适磁芯的选择取决于电源外壳的物理尺寸限制。建议应仅使用低损耗磁芯以降低温升。

## 安全边距, M (mm)

对于要求在初级和次级之间进行安全隔离但不使用三层绝缘线的设计，变压器骨架两侧的安全边距宽度非常重要。对于通用输入电压设计，总的边距宽度通常应为6.2mm – 绕组每侧为3.1mm。对于垂直骨架，骨架两端的安全边距可以不是对称的。但如果总的边距宽度应为6.2mm，那么实际边距将仅设在骨架一侧。对于使用三层绝缘线的设计，为了满足所要求的爬电距离，还是有必要增加一个小的安全边距。对于每个磁芯往往有多种骨架与其相配，而每种骨架其不同的外形尺寸。请参照骨架的数据手册或寻求指导以确定所需的安全边距宽度。由于安全边距减少了绕组绕制的可利用面积，因此对于尺寸较小的磁芯绕制面积将不成比例地减小。

对于使用InnoSwitch3-TN IC的紧凑型电源设计，建议应使用三层绝缘线。

## 初级层数, L

初级绕组的层数应在1层到3层之间。一般来讲，应使用最少的层数，从而满足初级绕组的电流密度(CMA)限制。 $\geq 200$ Cmils/Amp的值可用作大部分设计的起始值。根据温升要求不同可采用更高的数值。大于三层的设计也是可行的，但要考虑到漏感的增加及绕线窗口高度的限制。在漏感钳位损耗非常高的设计应用中，可采用分层式初级绕组结构。此方法是将初级绕组绕在次级绕组（和偏置绕组）的两侧，以“三明治”的方式绕制。这种方式通常对小功率设计不利，因为这通常会增大共模噪声，并增加输入滤波成本。

## 最大工作磁通密度, $B_M$ (高斯)

为了限制启动和输出短路时的峰值磁通密度，建议峰值器件限流点下的最大磁通密度为3800高斯。在启动及输出短路情况下输出电压很低，在开关关断期间，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。而一旦选择了具有内置保护特性的InnoSwitch3-TN IC器件，其峰值限流点也就固定了。在此限流点的磁通密度选择3800高斯，可以保证在启动及输出短路情况下磁芯不会饱和。

变压器初级电感量,  $L_p$

一旦确定了最低工作输入电压、满载开关频率和所要求的 $V_{OR}$ , 即可计算变压器初级电感量。PIXIs设计表格可用于辅助变压器设计。

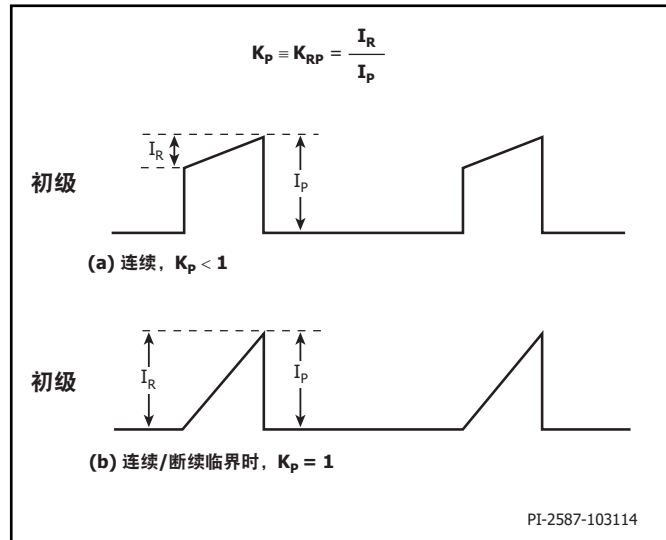


图 13. 连续导通模式电流波形,  $K_p < 1$

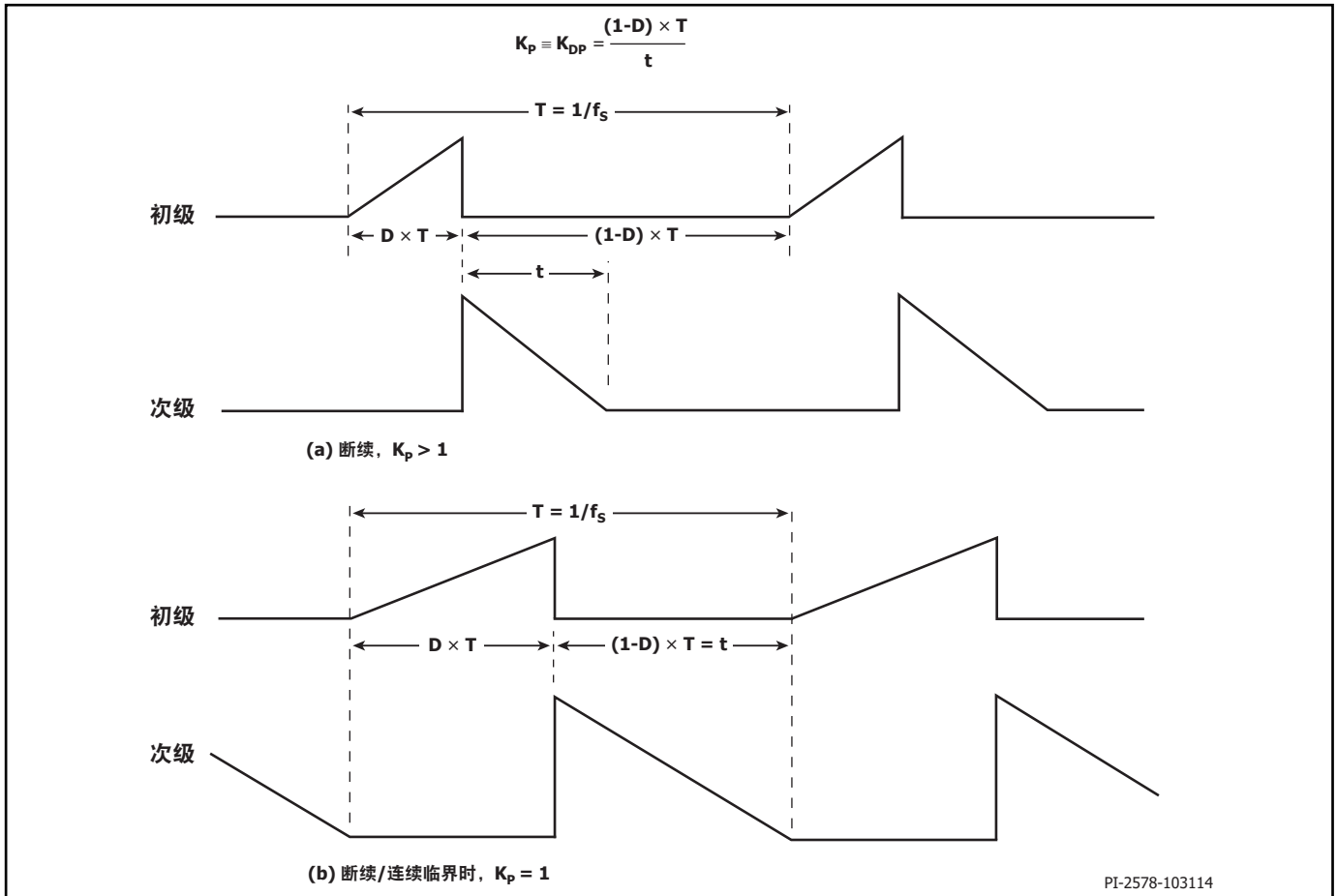


图 14. 断续模式电流波形,  $K_p > 1$

## 快速设计校验

对于任何使用InnoSwitch3-TN的电源，都应经过全面测试以确保在最差条件下元件限值没有超过规定范围。

作为最低要求，强烈建议进行如下测试：

1. 最大漏极电压 – 在正常工作和启动时，检查确认InnoSwitch3-TN和SR FET的 $V_{DS}$ 在最高输入电压和峰值（过载）输出功率下没有超过击穿电压的90%。
2. 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，检查漏极电流波形以确定变压器是否出现饱和，

或者检测电源开启时是否出现过高的前沿导通电流尖峰。在稳态工作下重复测试，确认前沿电流尖峰在 $t_{LEB(MIN)}$ 结束时低于 $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在任何条件下，最大漏极电流应低于规定的绝对最大额定值。

3. 温升检查 – 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InnoSwitch3-TN IC、变压器、输出SR FET及输出电容的温度没有超标。应有足够的温度裕量以保证InnoSwitch3-TN IC不会因为零件与零件间 $R_{DS(ON)}$ 的差异而引起过热问题出现，参见数据手册中关于RDS(ON)的说明。

建议在低压输入及最大输出功率的情况下，InnoSwitch3-TN IC源极引脚的最高温度不高于110°C，这样就可以适应上述参数的变化。

## 绝对最大额定值<sup>1,2</sup>

漏极引脚电压.....	725V
漏极引脚峰值电流: INN3072M .....	1.6A
INN3073M .....	2.24A
INN3074M .....	3.26A
BPP/BPS引脚电压.....	-0.3V至6V
BPP/BPS引脚电流.....	100mA
FWD引脚电压.....	-1.5至150V
COMP引脚电压.....	-0.3V至6V
SR引脚电压.....	-0.3V至6V
VOUT引脚电压.....	-0.3V至16V
存储温度.....	-65至150°C
工作结温 <sup>3</sup> .....	-40至150°C
环境温度.....	-40至105°C
引线温度 <sup>4</sup> .....	260°C

备注:

1. 所有电压都是以 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的源极和次级接地端为参考点。
2. 在短时间内施加器件允许的最大额定值不会引起产品永久性的损坏。但长时间用在器件允许的最大额定值时，会对产品的可靠性造成影响。
3. 通常由内部电路控制。
4. 在距壳体1/16英寸处测量，持续时间5秒。

## 热阻

热阻: MinSOP-16A

$(\theta_{JA})$ .....	87°C/W <sup>1</sup> , 82°C/W <sup>2</sup>
$(\theta_{JC})$ .....	31°C/W <sup>3</sup>

备注:

1. 焊在0.36平方英寸(232mm<sup>2</sup>)、2盎司(610g/m<sup>2</sup>)铜箔区域。
2. 焊在1平方英寸(645mm<sup>2</sup>)、2盎司(610g/m<sup>2</sup>)铜箔区域。
3. 壳体温度在塑封体顶部测量。

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
<b>控制功能</b>							
调制频率	$f_M$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ , $f_{SW} = 100\text{kHz}$		1.1		kHz	
最大导通时间	$t_{ON(MAX)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		15	18	$\mu\text{s}$	
BPP供电电流	$I_{S1}$	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ (开关停止开关) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		170	280	$\mu\text{A}$	
	$I_{S2}$	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ (器件开关频率 $f_{SREQ}$ ) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3072M	378		$\mu\text{A}$	
			INN3073M	443			
			INN3074M	521			
BPP引脚充电电流	$I_{CH1}$	$V_{BPP} = 0\text{V}$ , $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		-1.3		mA	
	$I_{CH2}$	$V_{BPP} = 4\text{V}$ , $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		-4.4			
BPP引脚电压	$V_{BPP}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.65	4.9	5.15	V	
BPP引脚电压迟滞	$V_{BPP(H)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.4		V	
BPP分流电压	$V_{SHUNT}$	$I_{BPP} = 2\text{mA}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	5.05	5.33	5.74	V	
BPP上电复位阈值电压	$V_{BPP(RESET)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	2.4	3.15	3.6	V	
<b>电路保护</b>							
标准电流限流点	$I_{LIMIT}$	$di/dt = 138\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3072M	510	550	590	mA
		$di/dt = 163\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3073M	600	650	700	
		$di/dt = 188\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3074M	690	750	810	
旁路引脚锁存关断阈值电流	$I_{SD}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		7.4	10.0	mA	
自动重启导通时间	$t_{AR}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		90		ms	
自动重启触发跳频时间	$t_{AR(SK)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ , 见注释A		1.5		秒	
自动重启关断时间	$t_{AR(OFF)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		2.3		秒	
短自动重启关断时间	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释A		0.3		秒	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
<b>输出</b>						
导通电阻	$R_{\text{DS(ON)}}$	INN3072M $I_D = I_{\text{LIMIT}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	6.30	7.25	$\Omega$
			$T_j = 100^{\circ}\text{C}$	9.77	11.24	
		INN3073M $I_D = I_{\text{LIMIT}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.42	5.08	
			$T_j = 100^{\circ}\text{C}$	6.85	7.88	
		INN3074M $I_D = I_{\text{LIMIT}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	3.22	3.70	
			$T_j = 100^{\circ}\text{C}$	4.99	5.74	
关断状态漏极漏电流	$I_{\text{DSS1}}$	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ $V_{\text{DS}} = 80\%$ 峰值漏极电压 $T_j = 125^{\circ}\text{C}$			200	$\mu\text{A}$
	$I_{\text{DSS2}}$	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ $V_{\text{DS}} = 325\text{V}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		15		$\mu\text{A}$
击穿电压	$\text{BV}_{\text{DSS}}$	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	725			V
漏极供电电压			50			V
过温关断	$T_{\text{SD}}$	见注释A	132	142	150	$^{\circ}\text{C}$
过温关断迟滞	$T_{\text{SD(H)}}$	见注释A		70		$^{\circ}\text{C}$

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
<b>次级</b>							
输出电压	$V_{\text{OUT}}$	空载时板端 $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.85	5.00	5.15	V	
VOUT引脚自动重新启动阈值	$V_{\text{OUT(AR)}}$			$0.630 \times V_{\text{OUT}}$		V	
VOUT引脚自动重新启动计时器	$t_{\text{VOUT(AR)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		50		ms	
空载时的BPS引脚电流	$I_{\text{SNL}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		260		$\mu\text{A}$	
BPS引脚电压	$V_{\text{BPS}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.12	4.4	4.7	V	
BPS引脚欠压阈值	$V_{\text{BPS(UVLO)(TH)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		3.80	4.04	V	
BPS引脚欠压迟滞	$V_{\text{BPS(UVLO)(H)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.65		V	
最大开关频率	$f_{\text{SREQ}}$			132		kHz	
恒流调节阈值	$I_{\text{CC}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3072M	1.5	1.7	1.9	A
			INN3073M	2.0	2.2	2.4	
			INN3074M	2.4	2.6	2.8	
最小关断时间	$t_{\text{OFF(MIN)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		3.4	4.0	$\mu\text{s}$	
软启动频率渐升时间	$t_{\text{SS(RAMP)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		11		ms	

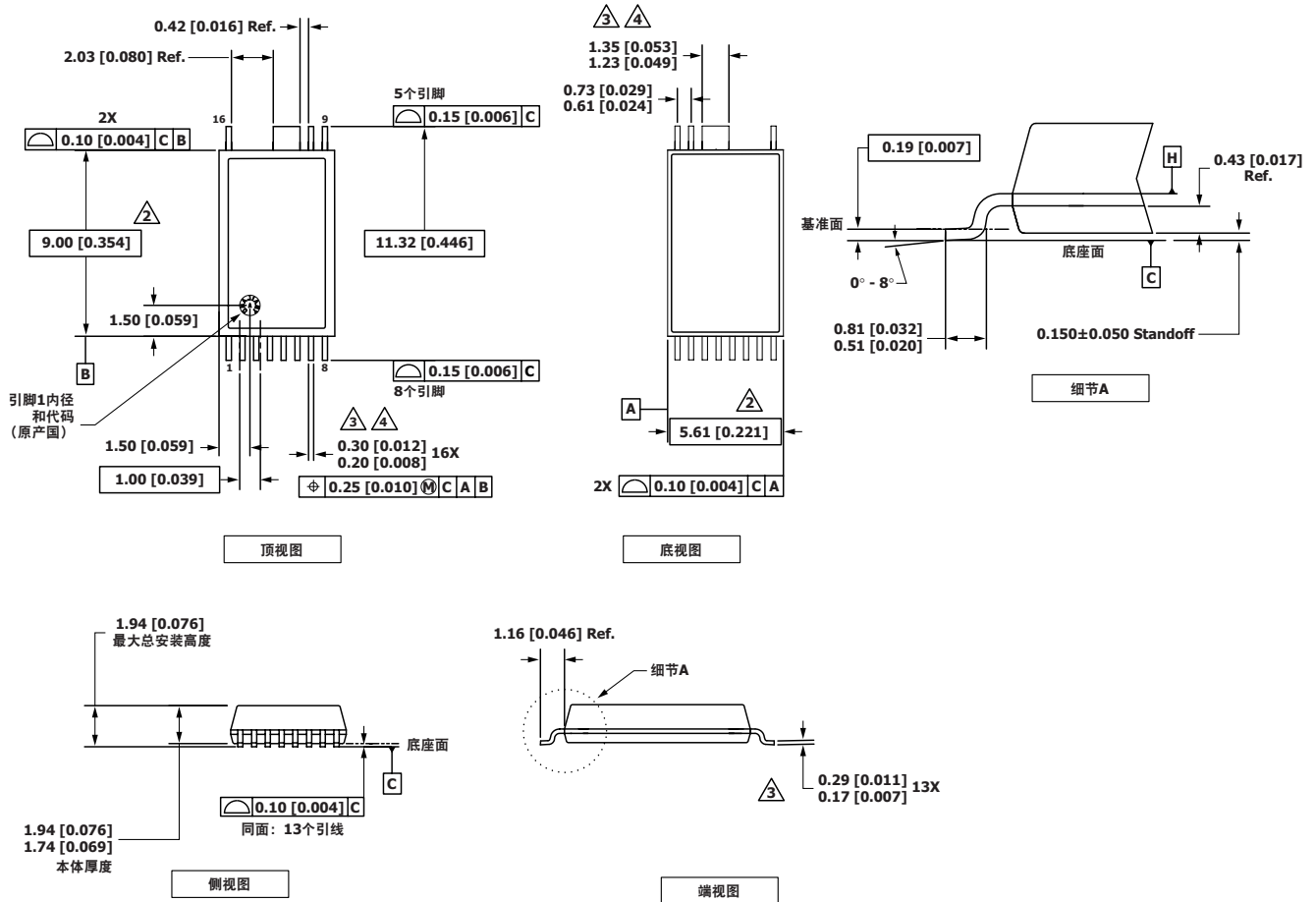


参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
<b>同步整流管@ <math>T_j = 25^{\circ}\text{C}</math></b>						
SR引脚驱动电压	$V_{SR}$			4.4		V
SR引脚阈值	$V_{SR(TH)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		-2.5	0	mV
上升时间	$t_R$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$	0-100%	81		ns
			10-90%	55		
下降时间	$t_F$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$	0-100%	142		ns
			10-90%	95		
输出上拉电阻	$R_{PU}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{V}$ $I_{SR} = 30\text{mA}$		8.9		$\Omega$
输出下拉电阻	$R_{PD}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{V}$ $I_{SR} = 30\text{mA}$		12.3		$\Omega$

注释:

A. 此参数依据实际特性得到。

MinSOP-16A (M封装)

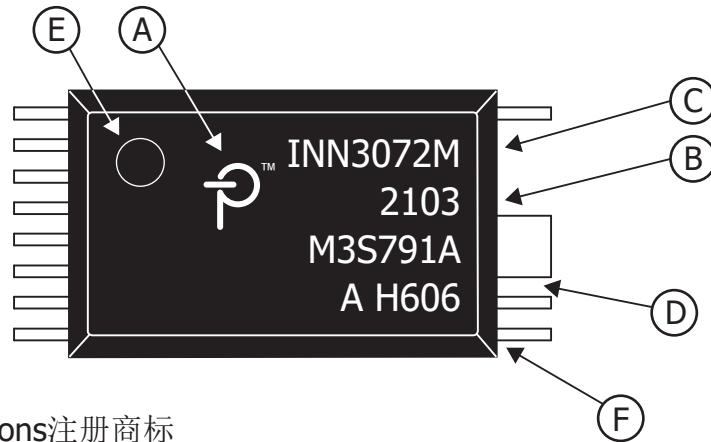


- 备注:
1. 尺寸及公差标注依据ASME Y14.5M-1994标准。
  2. 标注的尺寸根据塑料体的最外端确定, 不包括模具毛边、连接杆毛刺、料口毛刺和引脚间毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何偏差。每侧的塑模突起不超过0.007 [0.18]。
  3. 标注的尺寸包括镀层厚度。
  4. 不包括管脚间毛边或突起。
  5. 控制尺寸以毫米[英寸]为单位。
  6. 基准A及B将在基准面H决定。

PI-8833-091021  
POD-MinSOP-16A Rev C

## 封装标识

## MinSOP-16A



- A. Power Integrations 注册商标
- B. 封装日期代码（表明年份的两个数字后紧跟表明周数的两个数字）
- C. 产品识别（元件号/封装类型）
- D. 批次识别代码
- E. 引脚1指示
- F. 测试批次信息

PI-9220b-070921

参数	条件	额定值	单位
<b>UL1577额定值</b>			
初级侧电流额定值	由引脚(11-13)至引脚16的电流	1.3	A
初级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25^{\circ}\text{C}$ (器件安装在插座中, 此时 $T_{CASE} = 120^{\circ}\text{C}$ )	1.35	W
次级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25^{\circ}\text{C}$ (器件安装在插座中)	0.125	W
次级侧电流额定值	从引脚1至引脚2的电流	3.5	A

参数	符号	条件	额定值	单位
<b>封装特性</b>				
电气间隙	CLR		9.48	mm (最小值)
爬电距离	CPG		9.48	mm (最小值)
绝缘材料内的间距	DTI		>0.4	mm
相对漏电起痕指数	CTI		>600	V
隔离电阻, 输入到输出	$R_{IO}$	$V_{IO} = 500V, T_J = 25^\circ C$ (见注释1)	$10^{12}$	$\Omega$ (最小值)
		$V_{IO} = 500V, 100^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$ (见注释1)	$10^{11}$	
隔离电容, 输入到输出	$C_{IO}$	(见注释1)	1	pF
<b>封装绝缘特性 (见注释2)</b>				
最大RMS工作隔离电压	$V_{IORM(RMS)}$		512	$V_{RMS}$ (最大值)
最大重复峰值隔离电压	$V_{IORM(PK)}$		725	$V_{PK}$ (最大值)
最大瞬态峰值隔离电压	$V_{IOTM}$	测试电压 = $V_{IOTM}$ , $t = 60s$ (合格)	6.6	$kV_{PK}$ (最大值)
		$t = 1s$ (100%产品)	8	
最大浪涌隔离电压	$V_{IOSM}$	浪涌测试1.2/50us 表2 IEC 60747-17	10.4	$kV_{PK}$ (最大值)
输入到输出测试峰值电压	$V_{PD}$	方法A, 在环境测试子组1之后, $V_{PD} = 1.6 \times V_{IORM}$ , $t = 10s$ (合格) 部分放电<5 pC	1160	$V_{PEAK}$ (最小值)
		方法A, 在输入/输出安全测试子组2/3之后, $V_{PD} = 1.2 \times V_{IORM}$ , $t = 10s$ (合格) 部分放电<5 pC	870	
		方法B1, 100%产品测试, $V_{PD} = 1.875 \times V_{IORM}$ , $t = 1s$ 部分放电<5 pC	1360	
绝缘电阻	$R_S$	$V_{IO} = 500V, T_J = 150^\circ C$	$>10^9$	$\Omega$
气候分类			40/125/21	
参数	条件		规格参数	
<b>IEC 60664-1等级信息</b>				
基本隔离组	材料组		I	
绝缘分类	额定电源RMS电压 $\leq 150V$		I - IV	
	额定电源RMS电压 $\leq 300V$		I - IV	
	额定电源RMS电压 $\leq 600V$		I - IV	
	额定电源RMS电压 $\leq 1000V$		I - III	

注释1: 隔离带每一侧的所有管脚连接在一起, 从而形成双端子器件

注释2: VDE 0884-17 (IEC/EN 60747-17)仅适用于具有以下H code的器件: H156、H157、H158、H159、H160

## 特性代码表

特性	规格参数
反馈电阻	内部 $V_{OUT} = 5.0V$
IS检测电阻	内部CC
ILIM可外部设定	否
初级故障响应	自动重新启动
次级故障响应	自动重新启动
自动重新启动	63% $V_{OUT}$
过温保护	迟滞

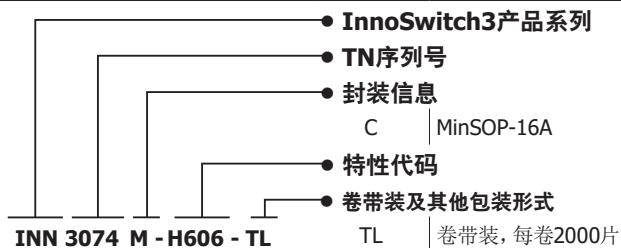
## MSL信息

型号	MSL等级
INN3072M	3
INN3073M	3
INN3074M	3

## ESD及门锁信息

测试	条件	结果
125°C下锁存	JESD78E	$> \pm 100mA$ 或 $> 1.5 \times V_{MAX}$ , 所有引脚
人体模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2017	$> \pm 2000V$ , 所有引脚
充电器件模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2018	$> \pm 500V$ , 所有引脚

## 元件订购信息



修订版本	注释	日期
C	代码A发布。	11/21
D	更新了“绝对最大额定值”表中的V <sub>OUT</sub> 引脚电压。	05/22
E	更新了第1页上的绝缘强度。更新了第21页上的V <sub>10TM</sub> 并删除了V <sub>150</sub> 。	11/22
F	更新了第8页的“内部输出电压反馈电路”部分。	02/23
G	更新了第1页中满足全部安全规范要求部分的信息。	07/24

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

Power Integrations, the Power Integrations logo, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, HiperLCS, HiperPLC, HiperPFS, HiperTFS, InnoSwitch, Innovation in Power Conversion, InSOP, LinkSwitch, LinkZero, LYTSwitch, SENZero, TinySwitch, TOPSwitch, PI, PI Expert, PowiGaN, SCALE, SCALE-1, SCALE-2, SCALE-3 and SCALE-iDriver, are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2021, 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](mailto:usasales@power.com)

**中国（上海）**

徐汇区漕溪北路88号圣爱广场  
1601-1603室  
上海|中国, 200030  
电话: +86-21-6354-6323  
电子邮箱: [chinasales@power.com](mailto: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  
电子邮箱: [chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

**德国**

（AC-DC/LED/电机控制销售）  
Einsteinring 24  
85609 Dornach/Aschheim  
Germany  
Tel: +49-89-5527-39100  
e-mail: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

**德国（门极驱动器销售）**

HellwegForum 3  
59469 Ense  
Germany  
Tel: +49-2938-64-39990  
e-mail: [igbt-driver.sales@power.com](mailto: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](mailto: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](mailto: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](mailto: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](mailto: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](mailto:singaporesales@power.com)

**台湾地区**

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](mailto: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](mailto:eurosales@power.com)