

InnoSwitch4-QR产品系列

集成750V PowiGaN和同步整流的
恒压/恒流准谐振离线反激式开关IC

产品特点

高度集成，外形紧凑

- 准谐振(QR)工作方式可实现高效率
- 耐用的750V PowiGaN™初级开关
- 高达155kHz的稳态开关频率减小了变压器尺寸
- 集成同步整流驱动器和次级侧检测
- 反馈方式采用内部集成的FluxLink™技术，且满足HIPOT（高压绝缘）要求
- 极高的恒压/恒流精度，不受外部元件的影响
- 采用外部电流检测电阻，输出电流精确可调

EcoSmart™ – 高效节能

- 高达95%的效率
- 在输入电压检测电路工作的情况下空载功耗低于30mW

先进的保护/安全特性

- SR FET门极驱动开路检测
- 快速的输入欠压/过压保护
- 输出过压及欠压保护
- 输出过流保护
- 过温保护(OTP)

可选特性

- 可变的输出电压恒流特性
- 可选的输出过压/欠压故障响应方式（自动重启或锁存关断）
- 多个欠压故障阈值
- 锁存或滞回的过温保护特性

完全符合各项安规要求

- 加强绝缘强度>4000VAC
- 产品100%进行HIPOT测试
- 通过UL1577（最大绝缘强度4000VAC）、TUV (EN62368-1)和CQC (GB4943.1)安全认证
- 具有出色的噪声抗扰性，可使设计达到整套EN61000-4测试标准的A级性能要求：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

支持的应用场景

- 最高220W的高功率密度反激式设计
- 高效率恒压/恒流电源
- 高效率USB PD适配器

描述

InnoSwitch™4-QR系列IC可大幅提高反激式功率变换器的效率，特别适用于那些具有紧凑外形要求的变换器设计应用。InnoSwitch4-QR产品系列将初级和次级控制器、PowiGaN功率开关以及符合安全标准的反馈机制(FluxLink)集成于一个单个IC当中。

InnoSwitch4-QR IC还集成了多项保护特性，包括输出过压、过流限制以及过温关断保护。所提供的器件均支持锁死与自动重启保护模式的组合，这是充电器、适配器、消费电子产品和工业系统等应用通常所要求的特性。

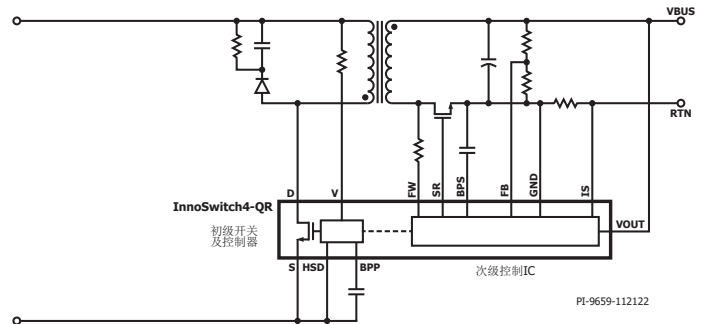


图1. 典型应用原理图

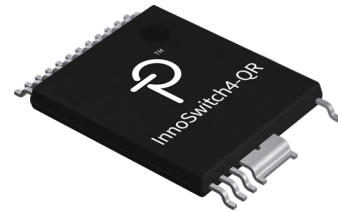


图2. 符合安规的大爬电距离InSOP-24D封装

输出功率对照表¹ – QR模式

型号 ^{4,5}	230VAC ±15%		85-265VAC	
	适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³
INN4274C	80W	90W	65W	85W
INN4275C	90W	100W	75W	90W
INN4276C	105W	125W	80W	115W
INN4277C	125W	145W	90W	135W
型号 ^{4,5}	385VDC (PFC输入)			
	适配器 ²		敞开式 ³	
INN4774C	145W		170W	
INN4775C	155W		180W	
INN4776C	170W		200W	
INN4777C	185W		220W	

表1. 输出功率对照表
备注:

- 最大输出功率取决于具体设计，并且塑封壳温度必须保持在125°C以下。
- 最小连续输出功率是在典型的特定尺寸无风冷密闭适配器应用中、环境温度为40°C的条件下测量得到的。
- 最小峰值功率。
- C封装：InSOP-24D。
- INN42xx系列适用于通用交流输入设计。
INN47xx系列适用于具有PFC输入的峰值功率设计。

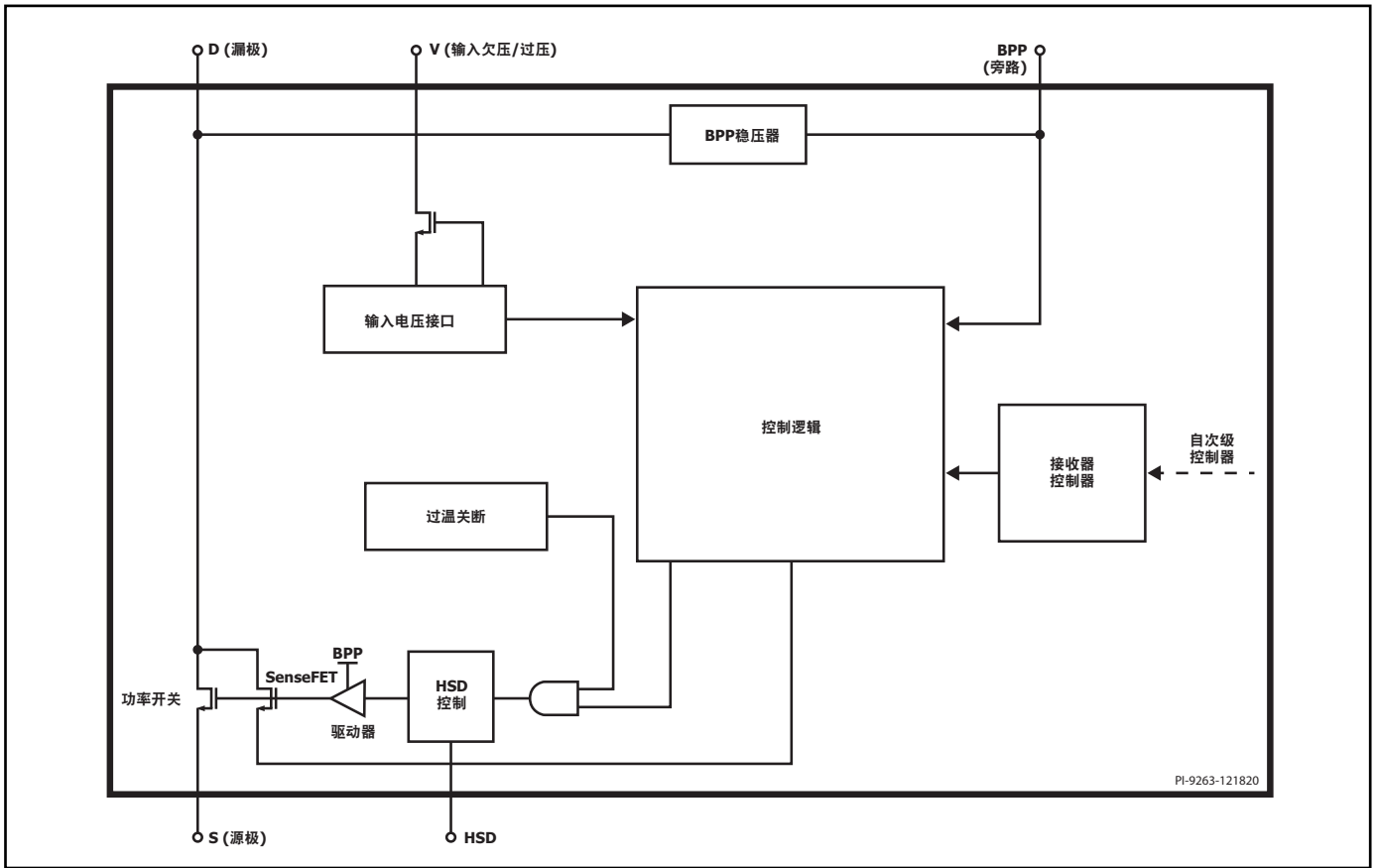


图 3. 初级控制器框图

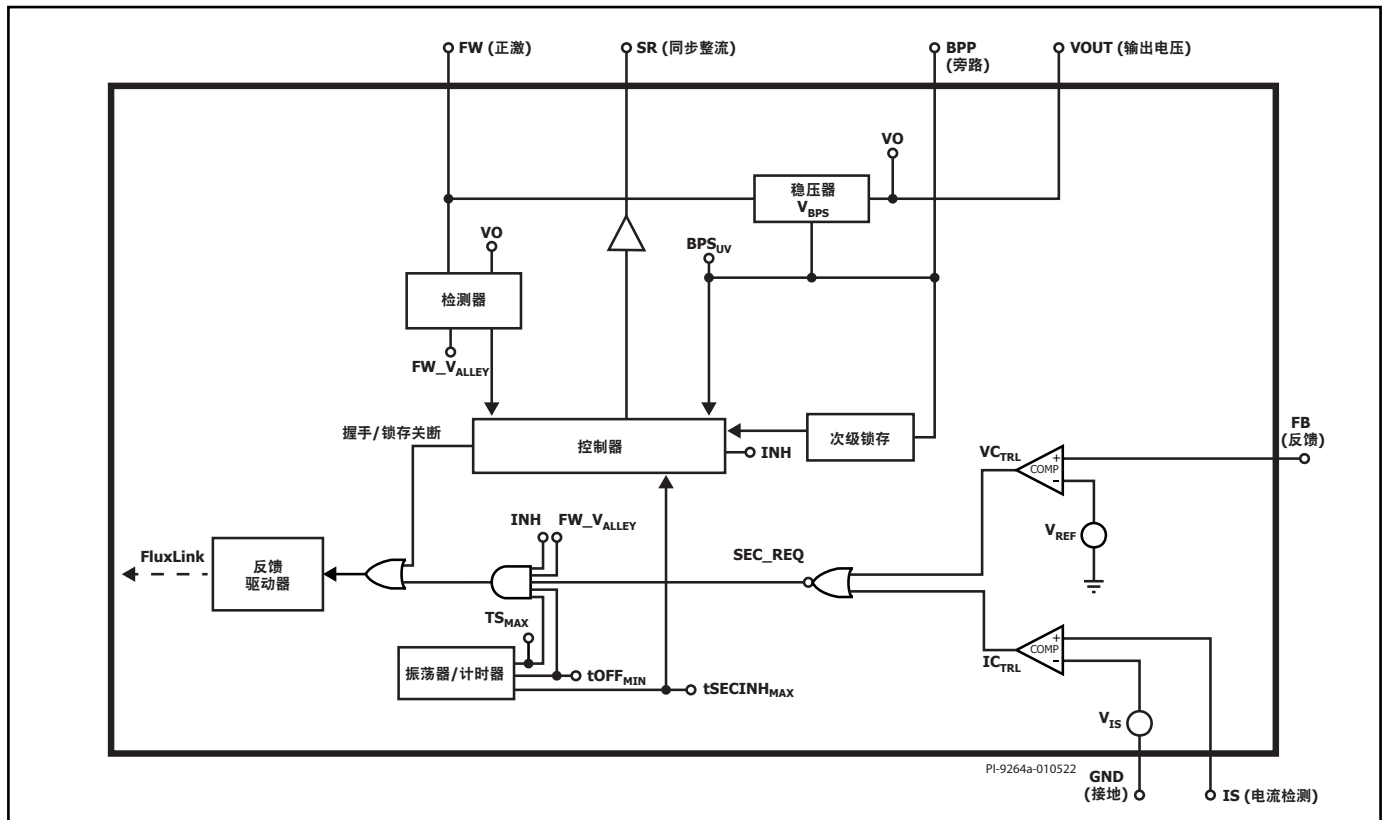


图 4. 次级控制器框图

引脚功能描述

电流检测(IS)引脚 (引脚1)

该引脚是电源返回输出端的连接点。外部电流检测电阻应连接在该引脚与GND引脚之间。如果不要求电流调整,该引脚应连接至GND引脚。

次级接地(GND)引脚 (引脚2)

该引脚是次级IC的GND。请注意,由于该引脚与电流检测引脚之间连接有电流检测电阻,因此该引脚不是电源输出GND。

反馈(FB)引脚 (引脚3)

该引脚连接到外部电阻分压器,可设定电源输出电压。

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)

外部SR FET的门极驱动。如果未使用SR FET,将该引脚连接至GND。

输出电压(VOUT)引脚 (引脚6)

直接连接到输出电压,为次级侧控制器提供电流并提供次级保护。

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。当 V_{OUT} 低于阈值时,为次级侧控制器供电。

NC引脚 (引脚8-12)

保持悬空。不得连接到任何其他引脚。

输入欠压/过压(V)引脚 (引脚13)

该引脚是连接整流桥的AC端或DC端的高压引脚,用于检测电源输入端的欠压及过压情况。当该引脚连接至GND引脚时,UV/OV保护被禁止。

初级旁路(BPP)引脚 (引脚14)

外部旁路电容的连接点,用于为初级侧供电。它也是ILIM选择引脚,用于选择标准ILIM或ILIM+1。

HSD引脚 (引脚15)

HSD引脚接地。

源极(S)引脚 (引脚16-19)

这些引脚是功率开关的源极连接点。它们也是初级旁路引脚的接地参考点。

漏极(D)引脚 (引脚24)

该引脚是功率开关的漏极连接点。

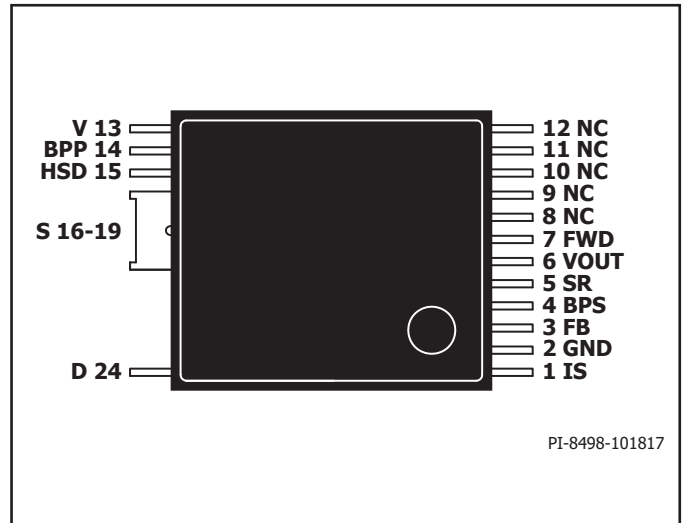


图5. 引脚布局

InnoSwitch4-QR功能描述

InnoSwitch4-QR IC在一个器件中集成了一个高压功率开关以及初级侧和次级侧控制器。

其架构采用一种内置由邦定线和金属框架构成的专有磁感耦合反馈机制(FluxLink),提供一种安全可靠且高性价比的控制方式,从次级侧控制器向初级控制器传递开关请求。

InnoSwitch4-QR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)下工作。该控制器同时使用变频和可变限流点控制方案。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、旁路过压检测电路、无损耗输入电压检测电路、限流点选择电路、过温保护、前沿消隐以及功率开关。

InnoSwitch4-QR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4.5V稳压器、同步整流管FET驱动器、准谐振(QR)电路(在DCM工作模式下实现最佳ZVS)、振荡器和时钟电路以及多项集成的保护特性。

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。

初级控制器

InnoSwitch4-QR IC是一款变频控制器，支持CCM/DCM工作，可提高效率和扩大输出功率能力。

初级旁路引脚稳压器

在功率开关处于关断期间，初级旁路引脚中的内部稳压器会从漏极引脚吸收电流，将初级旁路引脚电容充电至 V_{BPP} 。初级旁路引脚是内部供电电压节点。当功率开关导通时，器件利用储存在初级旁路引脚电容内的能量工作。

此外，当有电流通过一个外部电阻提供给初级旁路引脚时，一个分流稳压器会将初级旁路引脚电压钳位在 V_{SHUNT} 。这样可使InnoSwitch4-QR IC通过偏置绕组从外部获得供电，对于5V输出的设计可以将空载功耗降到30mW以下。

初级旁路ILIM设定

InnoSwitch4-QR IC允许用户通过选择初级旁路引脚的电容值来调节限流点(ILIM)设置。该电容可以使用陶瓷电容。

有2个电容大小可供选择 - - 0.47 μ F和4.7 μ F，它们分别用来设定标准和升高ILIM值。

初级旁路欠压阈值

在稳态工作下，当初级旁路引脚电压下降到 $\sim 4.5V$ ($V_{BPP} - V_{BP(H)}$)以下时，初级旁路引脚欠压电路将停止功率开关。一旦初级旁路引脚电压降到该阈值以下，它就必须升至 V_{SHUNT} ，才能重新使能功率开关。

初级旁路引脚过压功能

初级旁路引脚具有可选的过压保护锁存功能。与电阻（与初级旁路引脚电容串联）并联的稳压管通常用于检测初级偏置绕组是否存在过压，以激活此保护机制。当流入初级旁路引脚的电流超过 I_{SD} 时，器件将锁存关断或禁止功率开关进行开关，经过时间 $t_{AR(OFF)}$ 后，控制器将重启并尝试返回稳压状态。

VOOUT过压保护也是次级控制器的集成特性之一（参见“输出电压保护”）。

过温保护

过温关断电路检测初级开关结温。阈值设为 T_{SD} ，提供滞回或锁存关断响应选项。

滞回响应：如果结温度超过这个阈值，功率开关被禁止，直到结温度下降 $T_{SD(H)}$ ，功率开关才会重新使能。采用更大的滞回温度可防止因持续故障而使PC板出现过热现象。

锁存关断响应：如果结温度超过这个阈值，功率开关被禁止。只有当初级旁路引脚电压低于 $V_{BPP(RESET)}$ 或者当电压低于输入欠压/过压引脚UV (I_{UV})阈值时，锁存才会被复位。

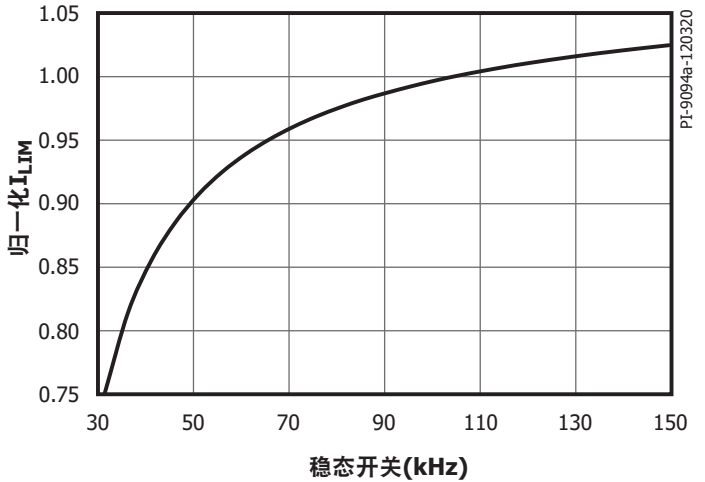


图6. 归一化初级限流点与频率之间的关系

电流限流工作方式

初级侧控制器使得对限流阈值的控制具有斜坡的特征，与距上一个初级开关周期结束时的时间成反比（也即，从开关周期结束初级关断时开始计时的时间）。

这一特性所产生的初级限流点会随着开关频率（负载）增大而增加（见图6）。

该算法可充分发挥初级开关的利用率，其好处是，该算法可在接收到反馈开关周期请求时立即对数字反馈信息作出响应。

在满载时，开关周期的最大电流接近100% I_{LIM} 。随着负载的减小，电流可逐渐减小到最大限流点的30%。达到30%限流点时，限流点就不会继续降低（此时电流已足够小，从而避免音频噪声）。开关周期之间的时间将随着负载降低继续增大。

调制

在调制频率 f_M 下，归一化限流点在100%和95%之间进行调制。这会使得在平均频率为 $\sim 100kHz$ 时频率调制的幅度为7kHz左右。

自动重启

一旦出现故障（例如，输出过载、输出短路或外部元件/引脚故障），InnoSwitch4-QR IC进入自动重启(AR)工作或锁存关断。使初级旁路引脚电压低于 $\sim 3V$ 或者当电压低于输入欠压/过压引脚UV (I_{UV})阈值时，锁存就会被复位。

在自动重启模式下，功率开关被禁止时间为 $t_{AR(OFF)}$ 。有两种方式进入自动重启模式：

1. 持续出现高于过载检测频率 f_{OVL} 的次级请求且时间超过82ms (t_{AR})。
2. 超过 $t_{AR(SK)}$ 时间没有任何来自次级侧的开关周期请求。

第二种方式还包括为确认通信是否正常初级侧尝试重新启动的情况。虽然在正常工作模式下绝不会出现这种情况，但这在出现系统ESD事件时非常有用，例如，当初级在自动重启关断时间后发生重启，由于噪声干扰次级控制器而导致通讯失常时，初级侧在自动重启关断时间后重新启动即可解决此类问题。

只要发生AC复位，自动重启就会被复位。

SOA保护

如果有两个这样的连续周期，即在 $\sim 500\text{ns}$ （消隐时间+限流点延迟时间）内达到限流点 I_{LM} 时，控制器将跳过2.5个周期或 $\sim 25\mu\text{s}$ 。这可以为变压器复位提供足够的时间，同时并不会延长在大电容负载情况下电源的启动时间。

输入电压监测

输入欠压/过压引脚用于输入欠压及过压检测和保护。

一个检测电阻连接在整流桥后（或者连接至整流桥前的AC侧以实现快速AC复位）的高压DC大电容与输入欠压/过压引脚之间，用来使能该功能。将输入欠压/过压引脚短路至初级GND引脚可禁止该功能。

上电时，在初级旁路引脚充电和ILIM状态锁存后以及开始开关之前，控制器会检查输入欠压/过压引脚的状态，以确定其电压高于电压缓升阈值且低于过压关断阈值。

在正常工作下，如果输入欠压/过压引脚电流低于电压跌落阈值，并且低于电压跌落阈值的同时持续时间超过 t_{UV} ，控制器会进入自动重启动状态。只有当输入欠压/过压引脚电流高于电压缓升阈值时，开关才会恢复。

如果输入欠压/过压引脚电流高于过压阈值，控制器也会进入自动重启动状态。同样，只有当输入欠压/过压引脚电流恢复至正常工作范围后，开关才会恢复。

输入欠压/过压功能利用输入欠压/过压引脚上的内部高压MOSFET来降低功耗。如果周期关断时间 t_{OFF} 大于 $50\mu\text{s}$ ，内部高压MOSFET将断开外部检测电阻与内部IC的连接，以消除检测电阻的电流消耗。输入电压检测功能将在下一个开关周期开始时再次激活。

初级-次级握手

启动时，初级侧最初在没有任何反馈信息的情况下开关（这一点与标准TOPSwitch™、TinySwitch™或LinkSwitch™控制器的工作方式非常类似）。

如果在自动重启动导通时间(t_{AR})期间没有收到反馈信号，初级侧将进入自动重启动模式。在正常情况下，次级控制器将通过正激引脚或从输出电压引脚上电，然后接管控制权。此后，次级侧控制开关操作。

如果初级控制器停止开关，或者在次级侧拥有控制权的正常工作情况下未对次级侧的脉冲请求作出响应时，将启动握手流程确保次级侧能够在初级侧开始再次开关时接管控制权。当次级侧检测到初级侧提供多于所要求的脉冲时，也会触发额外的握手。

最可能要求额外握手的情况是，由瞬时输入电压跌落事件导致的初级侧开关的停止。初级侧恢复工作后，将默认进入启动状态，并尝试检测来自次级侧的握手脉冲。

如果次级侧检测到初级侧未对8个连续周期的请求作出响应，或者如果次级侧检测到初级侧在收到4个或更多连续周期请求的情况下未进行开关，次级控制器将再次启动握手程序。这种模式可以在初级侧开关时提供额外的SR MOSFET交越导通保护。这种保护模式还可以保证在次级拥有控制权而初级被复位的情况下输出不出现过压。

等待和侦听

当初级侧在从输入电压故障（欠压或过压）或自动重启动初次恢复上电后重新开关时，它将恢复控制并要求成功完成握手，以将控制权移交给次级控制器。

作为额外的安全措施，初级侧在开关之前将暂停一段时间，时长等于自动重启动导通时间 t_{AR} ($\sim 82\text{ms}$)。在此“等待”期间，初级侧将“侦听”次级侧的请求。如果接收到两个间隔 $\sim 30\mu\text{s}$ 的连续次级侧请求，初级侧将推断次级侧正在控制，并开始以从控制器的模式进行开关。如果在 t_{AR} “等待”期间没有握手脉冲，初级侧将开始以初级控制器的模式进行开关，直至接收到握手脉冲。

次级控制器

如图4中的电路框图所示，IC由4.5V (V_{BPS})稳压器供电，后者则由VOUT或FWD供电。次级旁路引脚连接至外部去耦电容，并从内部稳压电路进行供电。

对于输出电压低于5V的器件工作，稳压器通过FWD引脚的充电能力有限，这可能导致触发 $\text{VBPS}_{(\text{UVLO})(\text{TH})}$ 。应考虑使用外部偏置电源来维持BPS调整。

正激引脚还连接到下降沿检测电路，用于握手及连接到同步整流驱动引脚的SR FET开通时序控制。在断续模式下，正激引脚电压用于确定何时关断SR FET。这个时间点发生在SR FET的 $R_{DS(ON)}$ 电压降至零伏时。

在连续导通模式(CCM)下，SR FET会在发送下一个开关周期请求之前关断，这可以提供出色的同步整流工作，防止可能出现的交越导通现象。

处于输出电压引脚和次级接地引脚之间的外部电阻分压器网络的中点连接至反馈引脚，以调整输出电压。内部电压比较器参考电压为 V_{FB} (1.265 V)。

连接在电流检测引脚和次级接地引脚之间的外部电流检测电阻用于调整恒流工作模式下的输出电流。

最小关断时间

次级控制器利用与初级侧的FluxLink连接来发出开关请求。次级周期请求的最大频率受到最小周期关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ 的限制。这是为了确保在初级侧导通后有足够的复位时间为负载提供能量。

最大开关频率

次级控制器的最大开关请求频率为 f_{SREQ} 。

频率软启动

启动时，初级控制器的最大开关频率限制在 f_{SW} ，而限流点则为对应100kHz开关请求频率下流限值的75%。

次级控制器暂时抑制反馈引脚短路保护阈值($V_{FB(OFF)}$)，直到~10ms的软启动时间结束为止。完成握手后，次级控制器在10ms的时间内将开关频率从 f_{SW} 线性渐升至 f_{SREQ} 。

如果启动时发生短路或过载，器件将直接进入CC（恒流）模式。在握手后软启动时间结束之前，如果输出电压没有超过 $V_{FB(AR)}$ 阈值，器件将进入自动重新启动(AR)状态。

在软启动时间结束时，次级控制器将使能反馈引脚短路保护模式($V_{FB(OFF)}$)。如果输出短路使反馈引脚电压维持在短路阈值以下，次级侧将停止请求脉冲，从而触发自动重新启动周期。

如果输出电压在软启动时间内达到稳压，将立即中止频率渐升，次级控制器可以全频工作。这样在输出达到稳压后突然出现瞬态负载变化时，可使控制器维持稳压能力。只有在准谐振检测程序工作时频率渐升才会被中止。

最大次级侧抑制时间

次级侧对初级侧的开关控制是有所约束的以保证工作于最大频率以下并确保最小关断时间。除了这些制约因素外，在初级开关的导通时间周期内（周期请求发出至检测到正激引脚下降沿之间的时间）也会抑制次级开关请求。开关请求之后未检测到正激引脚下降沿的最大允许时间为~30 μ s。

输出电压保护

当反馈引脚上的检测电压比稳压阈值高出2%时，将对输出电压引脚（弱泄放）施加~2.5mA（最大3mA）的泄放电流。当反馈引脚电压升高到超过内部反馈引脚参考电压的~10%时，该泄放电流将增加到~200mA（强泄放）。输出电压引脚的灌电流用于在发生瞬时过冲后对输出电压放电。在此工作模式期间次级不会放弃控制权。

如果反馈引脚的检测电压比稳压阈值高出20%，将指令初级侧进行锁存关断或开始自动重启操作（参见“特性代码附录”中的“次级故障响应”）。这种集成的 V_{OUT} 过压保护可以联合使用，也可以独立于初级检测过压保护使用。

反馈引脚短路检测

如果反馈引脚检测电压在启动时低于 $V_{FB(OFF)}$ ，次级控制器将完成握手，接管控制权（接管时间 $t_{SS(RAMP)}$ ），并将停止周期请求以启动自动重新启动（不向初级侧提出周期请求的时间超过 $t_{AR(SK)}$ 即可再次触发自动重新启动）。

在正常工作下，当反馈引脚电压降低到 $V_{FB(OFF)}$ 阈值以下时，次级侧将停止向初级侧发送请求脉冲，以启动自动重新启动工作。保护模式的抗尖峰脉冲滤波小于~10 μ s。次级侧将在检测到反馈引脚对地短路后放弃控制。

自动重启阈值

反馈引脚还包括一个比较器，用于检测输出电压降低到 V_{FB} 的 $V_{FB(AR)}$ 以下的时间是否超过 $t_{FB(AR)}$ 。检测到该故障情况时，次级控制器将放弃控制。该阈值用于限制恒流(CC)工作的范围。

次级旁路引脚过压保护

与初级旁路引脚过压保护特性类似，InnoSwitch4-QR次级控制器次级旁路引脚也具有过压保护特性。当次级侧接管控制时，如果注入次级旁路引脚的电流超过 $I_{BPS(SD)}$ ($\sim 7\text{mA}$)，次级侧将发送指令至初级侧以启动自动重启关断时间($t_{AR(OFF)}$)或者执行锁存关断（参见“特性代码附录”中的“次级故障响应”）。

恒流输出

InnoSwitch4-QR IC通过电流检测引脚与次级接地引脚之间的外部检测电阻（电阻产生的电压与 $I_{SV(TH)}$ 的内部参考电压($\sim 35\text{mV}$)进行比较）来调整输出电流。如果不要求输出具备恒流特性，电流检测引脚必须连接至次级接地引脚。

SR禁止保护

在每个周期内，SR只有在次级控制器已经发送了一个开关请求，同时在正激引脚上检测到下降沿的情况下才能工作。当电流检测引脚上的电压超过恒流阈值约3倍时，SR FET驱动将被禁止，直到浪涌电流减小到额定水平为止。

SR静态下拉

为确保在次级侧没有控制权的情况下SR门极保持低电平，同步整流驱动引脚具有内部下拉电路“导通”器件，可将引脚拉低，并降低SR门极上由正激引脚电容耦合所导致的任何电压。

SR开路保护

为了防止发生同步整流驱动引脚开路系统故障，次级控制器提供相应保护模式，确保同步整流驱动引脚连接至外部FET。如果同步整流驱动引脚的外部电容低于 200pF ，器件将认为同步整流驱动引脚处于“开路”状态，因而不提供FET驱动。如果检测到引脚电容容值高于 200pF ，控制器将认为已连接SR FET。

如果检测到同步整流驱动引脚处于开路状态，次级控制器将停止从初级控制器请求脉冲，以启动自动重启。

如果同步整流驱动引脚在启动时已接地，将禁止SR驱动功能，同时也会禁止同步整流驱动引脚开路保护模式。

智能准谐振模式开关

为了提高变换效率和降低开关损耗，InnoSwitch4-QR可在初级开关的电压接近其最小电压时强制进行开关，此时，变换器在断续导通模式(DCM)下工作。在DCM模式下准谐振开关自行工作，而在变换器进入连续导通模式(CCM)时准谐振工作则自行停止。

这种工作模式不会检测初级侧的励磁振荡波谷的位置，而是使用正激引脚的峰值电压（当它超过输出电压水平时）来选通次级请求，以便初级控制器启动相应的导通周期。

次级控制器检测控制器何时进入断续导通模式，并打开与初级功率开关的最小开关电压对应的次级周期请求窗口。

当检测到DCM模式后，使能准谐振(QR)模式 20ms 。在 20ms 之后，禁止进行QR开关，此时只要有次级请求发生，初级可以在任何时刻开始开关。次级控制器具有约 1ms 的消隐时间，以防止在正激引脚振荡电压低于接地电压时误检测到初级导通周期。

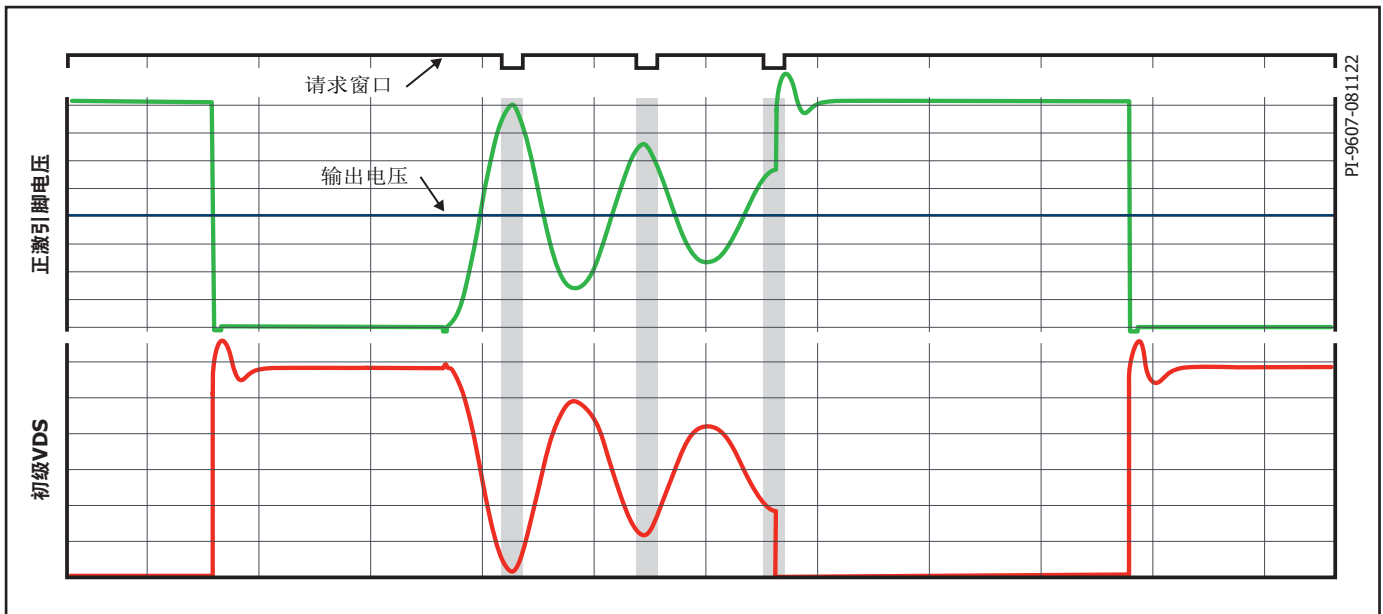


图 7. 智能零电压开关

峰值输出功率

输出过载响应取决于IS引脚是接地短路还是设计中包含一个电流检测电阻来设置过载阈值。

如果在IS引脚上有一个外部电流检测电阻，则InnoSwitch可以选择以两种不同方式设置过载响应。

如果将器件配置为使能反馈引脚自动重新启动功能，则一旦负载电流达到由IS引脚电阻设置的限流点阈值，输出电压将折返，并且一旦输出电压降至低于AR阈值且持续时间超过AR计时器的设定值，将触发自动重新启动。

如果将器件配置为过载响应，则一旦负载电流超过电流检测阈值，输出电压就不会折返。如果负载电流在超过AR计时器设定值的时间内一直高于电流检测阈值，则自动重新启动计时器将开始工作并触发自动重新启动。AR计时器到期后，在触发AR之前，次级将停止向初级发送开关请求~45ms。如果在此期间负载电流低于电流检测阈值，次级将正常开始发送请求，而不会触发自动重新启动。

上面的图8显示了设计中包括电流检测电阻的两种情况。

如果IS引脚与GND引脚短路，则过载响应在很大程度上取决于工作条件。如果将器件配置为使能反馈自动重新启动($V_{FB(AR)}$)，则当输出电压降至低于自动重新启动阈值的时间超过自动重新启动计时器设定值($t_{FB(AR)}$)时，就会触发自动重新启动。否则，如果初级侧的开关频率高于过载频率限值(f_{OVL})的时间超过自动重新启动导通时间(t_{AR})，则会触发自动重新启动。

仅断续导通(DCM)模式工作

对于具有PFC输入或高输入电压设计的INN477xC，DCM始终是首选，因为初级导通时SR电压尖峰较低。InnoSwitch4-QR IC可以选择仅允许DCM开关周期。最早的开关窗口将在来自反馈引脚电压的谐振环振铃第一个谷值处使能。为了确保克服设计死角的功率传输，建议在 $K_p > 1.2$ 时使能此功能。

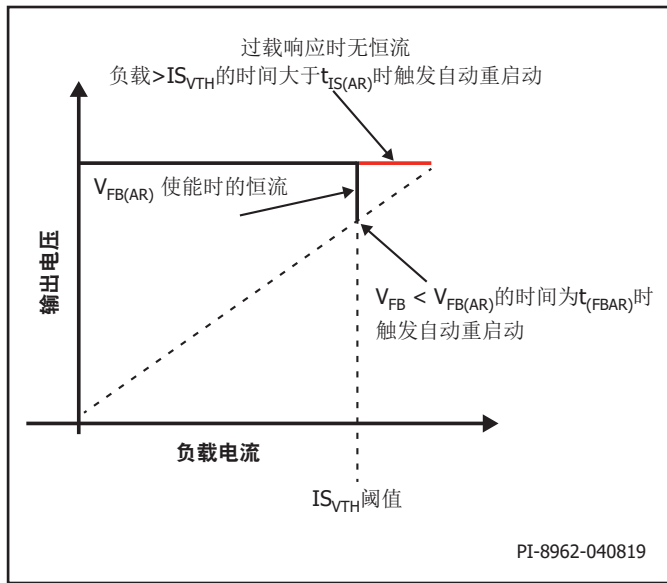


图 8. 设计中的电流检测电阻

应用示例

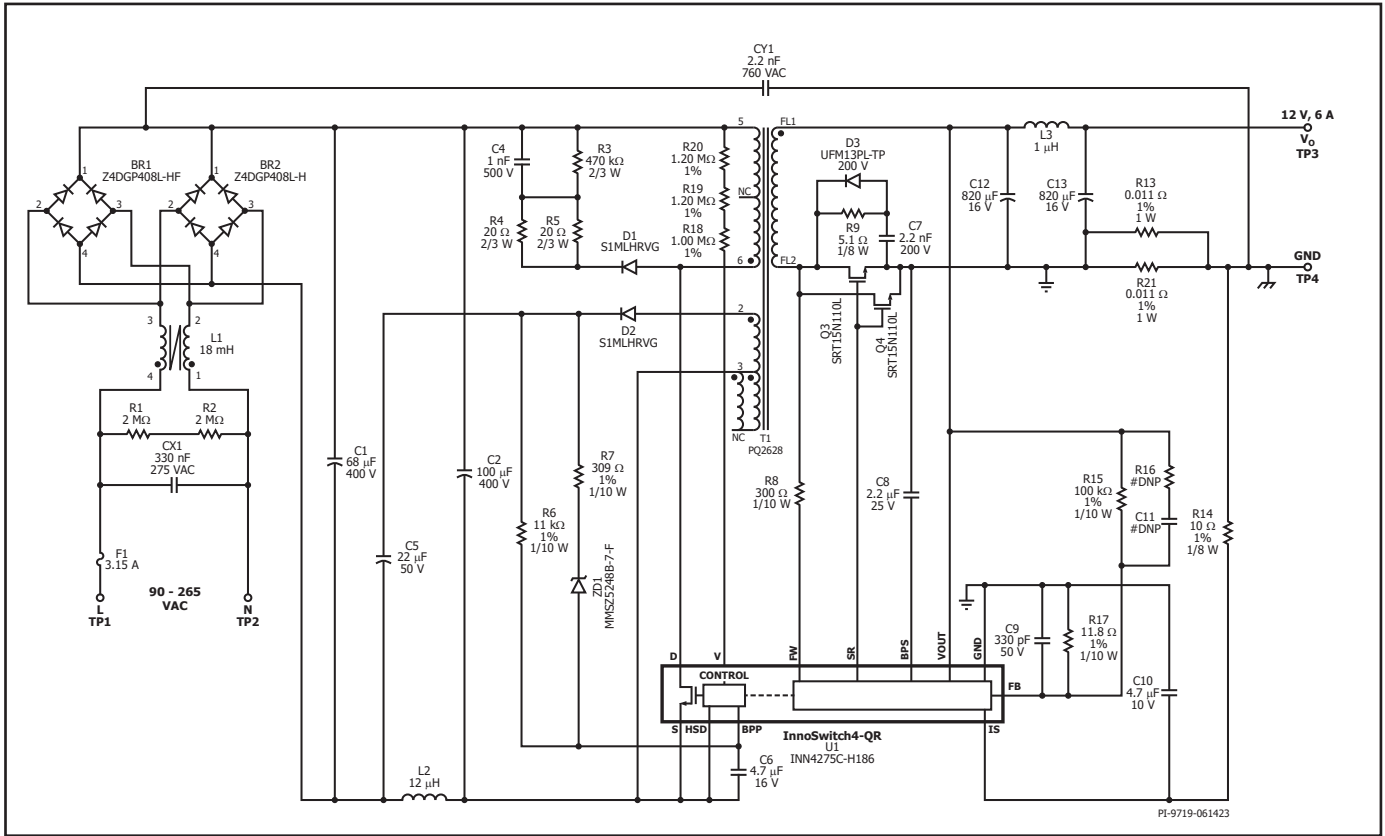


图 9. 电路原理图 - 使用InnoSwitch4-QR IC的72W网络设备电源

图9所示电路为采用INN4275-Hxxx IC的12V/6A 72W电源。该网络设备电源符合DOE 6级和EC CoC v5标准。

输入保险丝F1可隔离电路并提供元件故障保护。共模扼流圈L1与Y电容CY1一起提供共模噪声滤波，而电感L2与电容C1和C2形成n型滤波器，与CX1一起用于差模EMI滤波。为了安全起见，电阻R1和R2将在电源关断期间耗散CX1电容中存储的能量。桥式整流管BR1及BR2对AC输入电压进行整流，并提供全波整流DC。

变压器初级的一端连接到整流DC母线；另一端连接到InnoSwitch4-QR IC的漏极端子。电阻R18、R19和R20为欠压和过压情况提供输入电压检测保护。

由D1、R3、R4、R5和C4组成的R2CD钳位具有较低的成本，可在U1内的开关关断的一瞬间立即对U1峰值漏极电压进行钳位控制。

InnoSwitch4-QR U1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BPP引脚电容C6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C5进行滤波。R6电阻决定输入InnoSwitch4-QR IC BPP引脚的电流大小。通过向BPP引脚注入足够的电流，U1的内部电流源不需要为C6充电，并且在空载条件下和正常工作时功耗降至最低。

齐纳稳压管ZD1提供初级检测输出过压。在反激式变换器中，辅助绕组的输出端可跟踪变换器的输出电压。如果变换器的输出端出现过压，辅助绕组电压会升高并引起ZD1击穿，这会导致过多的电流流入InnoSwitch4-QR IC的BPP引脚。如果进入BPP引脚的电流超过ISD阈值，InnoSwitch4-QR控制器将锁存关断，防止输出电压进一步升高。触发输出过压保护时，电阻R7限制注入BPP引脚的电流。

输出稳压通过采用调制控制来实现，ILIM开关周期的频率和数量根据输出负载进行调整。在高负载下，将使能大多数开关周期，这些周期在所选ILIM范围内具有较高的ILIM值；而在轻载或空载下，大多数周期将被禁止，而使能的开关周期在所选ILIM范围内具有较低的ILIM值。一旦周期使能后，开关将保持开通，直到初级电流逐渐增大到该特定工作状态的器件限流点。

InnoSwitch4-QR IC的次级侧提供输出电压、电流检测并为用于同步整流的FET提供门极驱动。变压器次级绕组两端的电压由次级侧同步整流管FET (SR FET) Q3和Q4整流，并由电容C12、C13和L3滤波。开关期间产生的高频振荡通过RCD缓冲器（R9、C7和D3）衰减，否则高频振荡会产生辐射EMI问题。二极管D3可减少电阻R9的耗散。

Q3和Q4的门极由IC U1内的次级侧控制器根据（经电阻R8）馈入IC的FWD引脚的次级绕组电压进行导通控制。

在连续导通模式下，SR FET就在次级侧通过FluxLink向初级侧下达新开关周期请求指令之前关断。在非连续导通模式下，功率SR FET会在自身的电压降幅值约低于阈值 $V_{SR(TH)}$ 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。

电阻R8限制流向U1的BPS引脚的电流。连接至InnoSwitch4-QR IC的BPS引脚的电容C8可提供内部电路去耦。

输出电流检测是通过监测电阻R13和R21两端的电压降来完成的。由此产生的电流测量经电阻R14和电容C10滤波，并通过IS和次级接地引脚进行监测。内部电流检测阈值最高可达到约32mV，用以减少损耗。一旦超过输出电流阈值，InnoSwitch4-QR IC根据其配置作出响应，通过使用可变频率和可变初级开关峰值电流控制方案来维持固定输出电流，或者关断电源。通过分压电阻R15和R17检测输出电压可实现输出电压调整。R17两端的电压以1.265V的内部参考电压阈值输入FB引脚。输出电压稳定时，FB引脚的电压为1.265V。电容C9可对FB引脚的信号进行噪声滤波，电阻R16和C11可用作前馈电路，以在必要时降低输出纹波。

布板示例

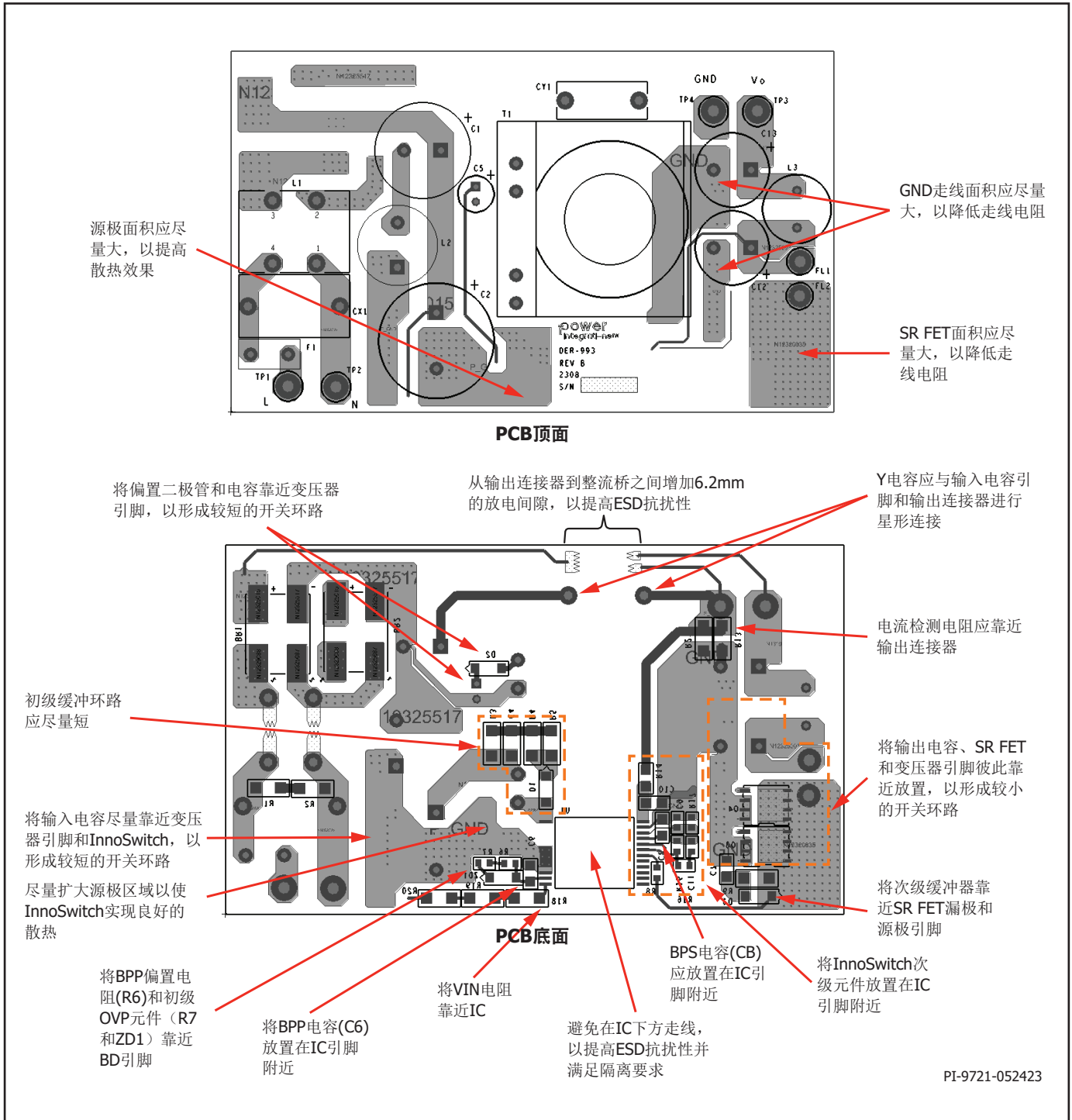


图 10. PCB布板示例

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，90V以上的最小DC输入电压，亦或当230VAC输入或115VAC输入并使用倍压整流时，220V或以上的最小DC电压。对于AC输入的设计应调整输入电容的额定电压，以满足这些电压要求。
- 效率的假定取决于功率水平。最小型号器件功率水平是假定效率>87%的情况下，最大器件的效率假定>92%。
- 变压器初级电感公差为±7%。
- 所选择的反射输出电压(VOR)可使通用输入电压设计在最小输入电压下的 $K_p = 0.7$ ，高输入电压设计的 $K_p = 1.2$ （大号器件在热受限环境下的效率应>92%）。
- 适配器的最大导通损耗限制在0.6W，敞开式设计则限制在0.8W。
- 峰值及开放式应用的输出功率是通过选择升高电流限流点实现的，对于适配器应用中所列出的输出功率是采用标准的电流限流点得到的。
- 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110°C或之下。
- 敞开式设计的环境温度为50°C，密闭式适配器应用的环境温度为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率。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 ≥ 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（锁存关断/自动重新启动模式）

InnoSwitch4-QR IC内部的保护电路（取决于H Code）可以实现初级侧输出过压保护，该电路由流入初级旁路引脚的阈值电流 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。此测量最好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

InnoSwitch4-QR 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InnoSwitch4-QR 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，可实现空载功耗低于30mW的电源。

次级侧过压保护（自动重新启动模式）

InnoSwitch4-QR IC内部的自动重新启动电路可以实现次级侧输出过压保护，该电路由流入次级旁路引脚的超过 $I_{BPS(SD)}$ 阈值的输入电流触发。通过将稳压管由输出连接至次级旁路引脚可以实现直接输出检测过压保护功能。所需稳压管的稳压值为 $1.25 \times V_{OUT}$ 减去4.5V（次级旁路引脚电压）。所需过压保护稳压管串联一个低值电阻，可以限制流入次级旁路引脚的最大电流。

元件的选择

InnoSwitch4-QR初级侧电路的元件

BPP电容

连接InnoSwitch4-QR 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，还可选择限流点。可以使用0.47μF或4.7μF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（MLCC），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。推荐使用额定值至少为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下的电容容量下降不会超过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

从开关的漏极引脚连接至InnoSwitch4-QR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（钳位BP1和BP2引脚）供应至少4mA的电流。

应选取合适的偏置绕组圈数，以便在最低负载条件下及在电源的最低额定输出电压下在偏置绕组能够产生最小7V至8V的输出电压。如果电压低于此值，空载输入功率将增大。

在USB PD或快充应用中，输出电压的范围非常宽。例如，45W适配器需要支持5V、9V和15V输出电压，100W适配器需要支持从5V至20V的范围内选择输出电压。如此宽的输出电压变化会导致初级偏置绕组电压出现明显的变化。通常需要使用线性稳压电路来控制注入InnoSwitch4-QR IC初级旁路引脚的电流。

推荐使用电压额定值为最高电压1.2倍且容量至少为22μF的铝质电容作为滤波电容。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。

输入欠压及过压保护

从输入欠压/过压引脚连接到DC母线的电阻可检测输入电压，提供输入欠压及过压保护。对于典型的通用输入电压应用，推荐使用4MΩ电阻值。

InnoSwitch4-QR IC具有可锁存关断电源的初级检测过压保护功能。电源锁存关断后，只有在输入欠压/过压引脚电流减小至零时才会复位。电源一旦锁存关断，甚至是在输入供电关断后，电源将需要较长的时间复位InnoSwitch4-QR控制器，因为存储在DC母线中的能量将继续为控制器提供电流。使用如图12所示的修改后电路配置可以实现快速AC复位。输入供电断开后，电容C5的电压会快速下降，这会减小流入InnoSwitch4-QR IC输入电压监测引脚的电流并复位InnoSwitch4-QR控制器。

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，并使初级侧控制器锁存关断/自动重新启动（具体取决于特性代码）。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在故障情况下动作。

次级旁路引脚 – 去耦电容

应使用一个2.2μF、10V/X7R或X5R/0805多层陶瓷电容（MLCC）对InnoSwitch4-QR 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4.5V，使用过高的BPS电容值会导致启动时输出电压过冲。低于1.5μF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。建议使用至少10V的电压额定值，以提供足够的BPS电压裕量，并且必须使用0805电容来保证工作中的实际值，因为陶瓷电容的容量会随着施加的直流电压而显著下降，尤其是对于小型封装SMD（例如0603）。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4.5V下的容量下降不会超过20%。为取得最佳效果，应采用X5R或X7R介质的电容。

电源的输出电压为5V或更高时，次级侧控制器的供电电流由IC的输出电压(VOUT)引脚提供，因为该引脚的电压高于次级旁路引脚电压。启动时以及电源的输出电压低于5V时，次级侧控制器的供电电流来自连接至正激引脚的内部电流源。如果电源的输出电压低于5V且电源的输出端处于极轻载，工频可大幅下降，正激引脚向次级侧控制器提供的电流可能不足以使次级旁路引脚电压维持在4.5V。对于此类应用，建议使用额外的有源假负载，如图11所示。当电源的输出电压低于5V时，该负载由接口IC（或USB PD控制器）导通。

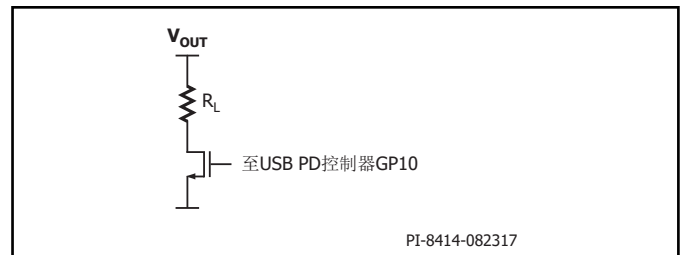


图 11. 有源假负载电路

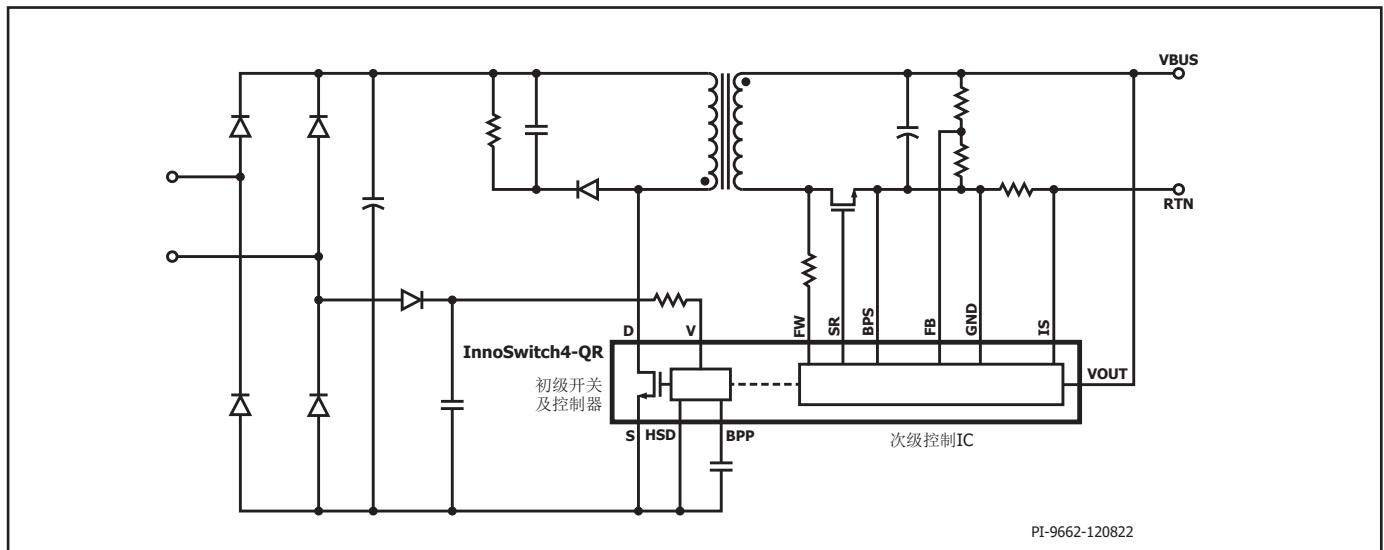


图 12. 快速AC复位电路配置

正激引脚电阻

推荐使用 300Ω 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。下面的图13、14、15及16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。

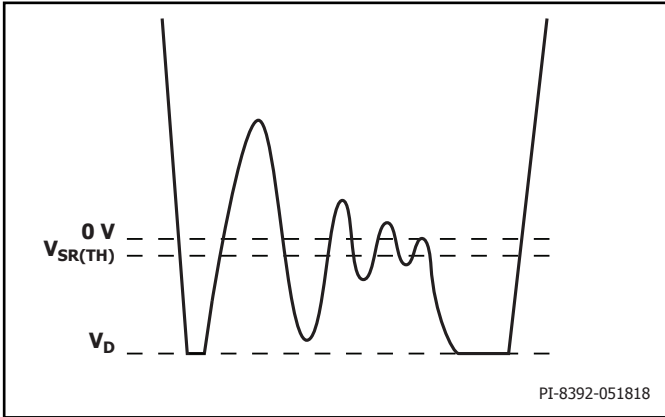


图 13. 握手后反激周期中SR开关导通期间不可接受的正激引脚电压波形

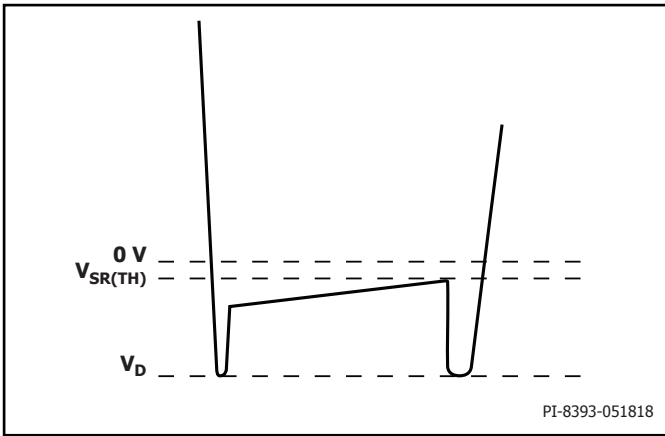


图 14. 握手后反激周期中SR开关导通期间可接受的正激引脚电压波形

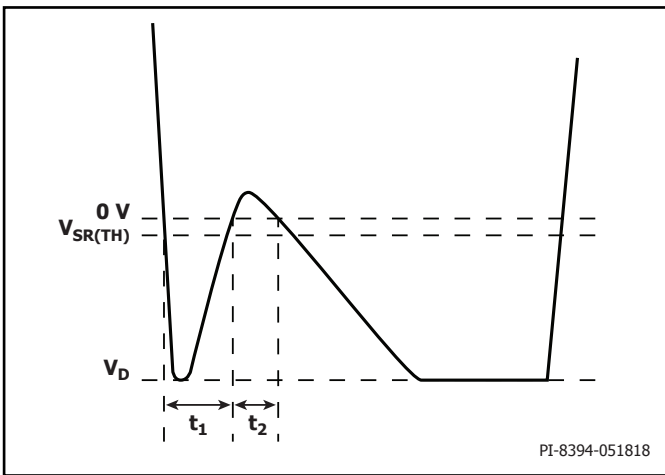


图 15. 握手前反激周期中体二极管导通期间不可接受的正激引脚电压波形

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。

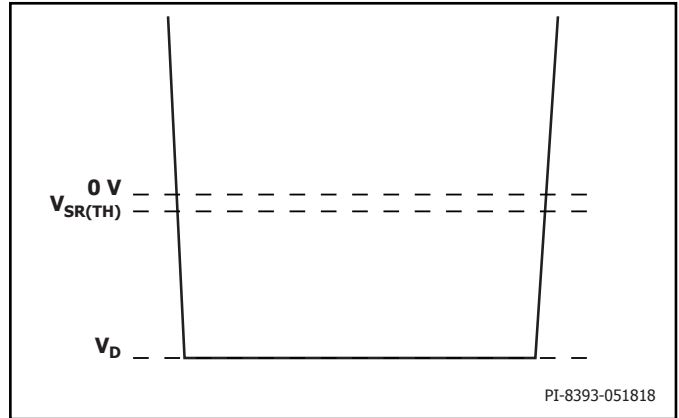


图 16. 握手前反激周期中体二极管导通期间可接受的正激引脚电压波形

SR FET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门极应直接连接至InnoSwitch4-QR IC的同步整流管驱动引脚（不应在SR FET门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 $8\text{m}\Omega$ $R_{DS(ON)}$ 的FET满足20V/3A输出的使用需要， $6\text{m}\Omega$ $R_{DS(ON)}$ 的FET则可以用于额定输出20V/5A的设计。并联两个SR FET可实现更高输出电流的设计。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4.5V。因此不太适合使用高开通阈值电压的MOSFET；开通阈值电压在1.5V至2.5V之间的MOSFET较为适合，但是也可以使用开通阈值电压（绝对最大值）高达4V的开关，只要其数据手册规定了在4.5V门极电压下整个温度范围的 $R_{DS(ON)}$ 数值即可。

建议在SR FET并联使用肖特基二极管。此外，反激周期开始与SR FET导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。InnoSwitch4-QR 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的效率。但其改善有限度。在进行额定输出电流 $>2\text{A}$ 的设计时，增加肖特基二极管，预计效率可提高0.2%或更高。

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 $V_{OR} < 60\text{V}$ 的5V设计，额定值100V的FET和二极管适用于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介于 10Ω 至 47Ω 之间(较高的电阻值会导致比较明显的效率下降)。大部分设计中均可采用 220pF 至 2.2nF 的电容量值。

输出电容

低ESR铝电解电容适用于大多数高频反激式开关电源,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以及较高的有效值纹波电流额定值。使用这些电容可以设计出超紧凑的充电器和适配器。

通常,对应每一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。

输出电压反馈电路

反馈引脚的输出电压为 1.265V [V_{FB}]。分压器网络应连接在电源的输出端进行输出电压分压,以使反馈引脚的电压在输出电压处于所需的电压时达到 1.265V 。下反馈分压器电阻应连接到次级接地引脚。应将一个 300pF (或更小)的去耦电容连接在反馈引脚以及InnoSwitch4-QR IC的次级接地引脚之间。该电容的具体位置应靠近InnoSwitch4-QR IC。

输出过载保护

输出电压低于 V_{PK} 阈值时,InnoSwitch4-QR IC将在IS及GND引脚之间的电流超过限流点或 $I_{SV(TH)}$ 阈值时对输出电流进行限制。这样可提供限流或恒流工作方式。限流点由电流检测与次级接地引脚之间的设定电阻进行设置。只要输出电压超过 V_{PK} 阈值,InnoSwitch4-QR IC就会提供恒功率特性。负载电流增大将导致输出电压下降,以使输出电压与输出电流的乘积等于 V_{PK} 与设定限流点的乘积所设置的最大功率。

与USB PD和快充控制器接口对接

微控制器可用于修改反馈分压器,以便提高或降低输出电压。接口IC还可利用来自InnoSwitch4-QR电流检测引脚的信号来检测输出电流,并提供电流、功率限制或保护特性。

电路板布局建议

参见图10了解InnoSwitch4-QR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铺铜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。

散热注意事项

源极引脚都由内部连接至IC的铜制基板,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限值以下。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。

静电放电(ESD)

应在初级侧和次级侧电路之间保持足够的电气间隙($>8\text{mm}$),以易于满足任何ESD/耐压测试要求。

放电间隙最好直接位于正输出端与其中一个AC输入之间。在此配置中, 6.2mm 放电间隙通常足以满足众多适用安全标准的爬电距离和电气间隙要求。该距离小于初级与次级之间的电气间隙,因为放电间隙之间所施加的电压不超过AC输入的峰值。

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。

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DC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DC母线电压高于70V，但3μF/W可提供更多的裕量。应测量DC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})

InnoSwitch4-QR IC的独特特性是，设计人员可以将满载开关频率设置在50kHz至140kHz的范围内。如果使用较小的变压器，满载开关频率可以设置在130kHz。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140kHz，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/同步整流管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InnoSwitch4-QR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同步整流管开关的电压应力。
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有效值电流，从而增加次级侧的铜损和二极管损耗。

但也有一些例外情况。输出电流非常大时，应降低 V_{OR} 以获得最高效率。输出电压高于15V时，应提高 V_{OR} ，使输出同步整流管的反向峰值电压维持在可接受的水平。

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17）。

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

K_p 值大于1表示断续导通模式（参见图18）。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。

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

推荐对大部分InnoSwitch4-QR设计采用在最低预期DC母线电压下0.7的 K_p 值。

对于要求具有宽输出电压范围的典型USB PD和快速充电设计， K_p 将随着输出电压的变化发生明显变化。 K_p 将在输出电压升高时增大，在输出电压降低时减小。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InnoSwitch4-QR 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($1 \leq L \leq 3$)之间。一般来讲，在满足初级绕组电流密度(CMA)的前提下，应使用最少的层数。 ≥ 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。但是，对于仅DCM设计，建议尽量降低漏感。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。分层式初级绕组结构可能对仅DCM设计有帮助。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 (频率180kHz) 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InnoSwitch4-QR 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(LP)

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

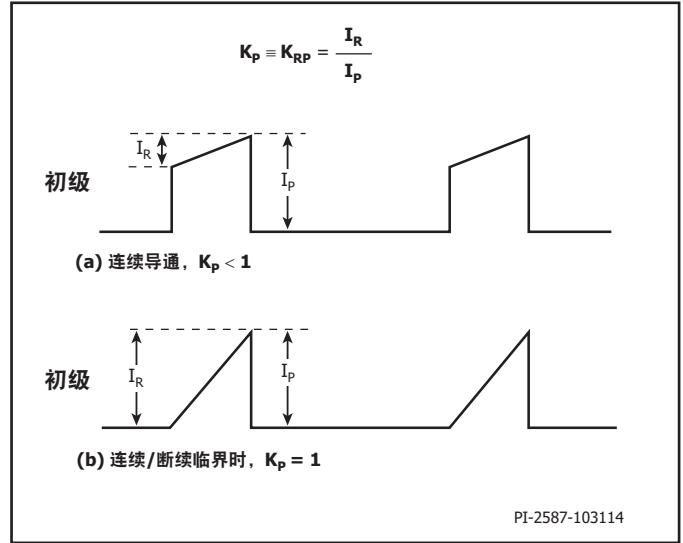


图 17. 连续导通模式电流波形, $K_p < 1$

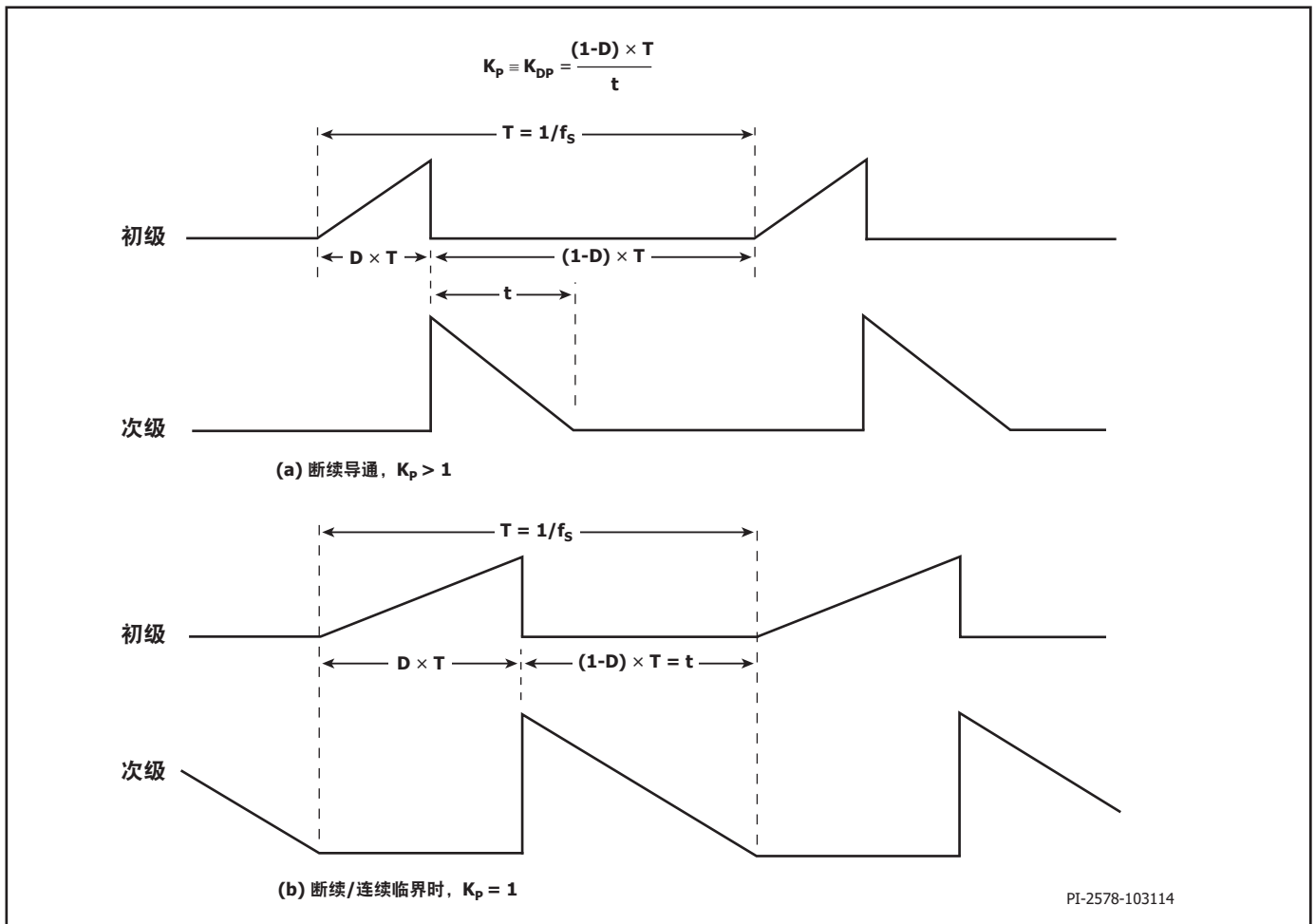


图 18. 断续导通模式电流波形, $K_p > 1$

快速设计校验

对于任何使用InnoSwitch4-QR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InnoSwitch4-QR的 V_{DS} 在最高输入电压和峰值（过载）输出功率下没有超过最大连续漏极电压，SR FET不超过击穿电压的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，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大的前沿电流尖峰。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，初级开关的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InnoSwitch4-QR 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InnoSwitch4-QR 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。建议在低压输入及最大输出功率的情况下，InnoSwitch4-QR 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。

使用PowiGaN器件时的设计注意事项

对于反激变换器设计，IC漏极引脚的典型电压波形如图19所示。

V_{OR} 是次级导通时初级绕组上的反射输出电压。 V_{BUS} 是连接变压器初级绕组一端的直流电压。

除 $V_{BUS} + V_{OR}$ 外，漏极在关断时还会出现较大的电压尖峰，这是由存储在初级绕组漏感中的能量引起的。为防止漏极电压超过额定最大连续漏极电压，初级绕组两端需要一个钳位电路。钳位二极管正激恢复将在初级开关关断的一瞬间增加一个尖峰。

图21中的 V_{CLM} 是包括尖峰的复合钳位电压。初级开关的峰值漏极电压为 V_{BUS} 、 V_{OR} 与 V_{CLM} 的总和。在所有正常工作条件下，都应选择合适的 V_{OR} 和钳位电压 V_{CLM} ，以使峰值漏极电压低于650V。这提供了足够的裕量，可确保在异常瞬态工作条件下，输入电压瞬变（例如输入电压浪涌）导致电压偶尔升高时，峰值漏极电压仍能保持在远低于750V的水平。这样可以确保出色的长期可靠性和设计裕量。

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PowiGaN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 FET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有效值电流，从而增加次级侧的铜损和二极管损耗。

但也有一些例外情况。输出电流非常大时，应降低 V_{OR} 以获得最高效率。输出电压高于15V时，应提高 V_{OR} ，使输出同步整流管的反向峰值电压维持在可接受的水平。

V_{OR} 的选择会影响工作效率，应谨慎选择。下表显示了实现最佳性能的典型 V_{OR} 范围：

输出电压	V_{OR} 的最佳范围
5V	45 - 70
12V	80 - 120
15V	100 - 135
20V	120 - 160
24V	135 - 180
28V	150 - 200

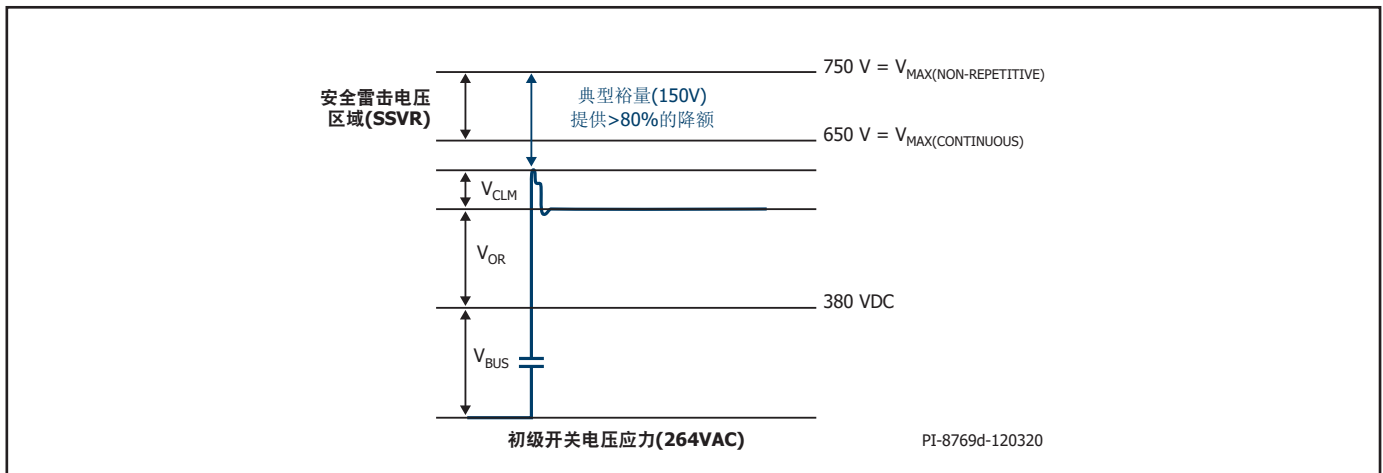


图 19. 264VAC输入电压的峰值漏极电压

绝对最大额定值^{1,2}

漏极引脚电压	-0.3V到750V ⁵	备注:
漏极引脚峰值电流: INN4x74C	10A ⁷	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。
INN4x75C	14A ⁷	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。
INN4x76C	19A ⁷	3. 通常由内部电路限制。
INN4x77C	26A ⁷	4. 在距壳体1/16英寸处测量, 持续时间5秒。
BPP/BPS引脚电压	-0.3V到6V	5. 最大漏极电压(非重复脉冲); 用于降额计算。.....-0.3V到750V。
BPP/BPS引脚电流	100mA	最大连续漏极电压.....-0.3V到650V。
FWD引脚电压	-1.5V到150V	6. 小于500 μs 的绝对最大电压为3V。
FB引脚电压	-0.3V到6V	7. 有关最大电压和电流的对应关系, 请参见图23。
SR引脚电压	-0.3V到6V	
VOUT引脚电压	-0.3V到34V	
V引脚电压	-0.3V到650V	
HSD引脚电压	-0.3V到6V	
IS引脚电压 ⁶	-0.3V到0.3V	
贮存温度	-65到150°C	
工作结温 ³	-40到150°C	
环境温度	-40到105°C	
引线温度 ⁴	260°C	

热阻

热阻:		备注:
(q_{JA})	81°C/W ¹ , 75°C/W ²	1. 焊在0.36平方英寸(232mm ²)、2盎司(610g/m ²)铺铜区域。
(q_{JC})	18°C/W ³	2. 焊在1平方英寸(645mm ²)、2盎司(610g/m ²)铺铜区域。
		3. 壳体温度在塑封体顶部测量。

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
控制功能							
启动开关频率	f_{SW}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	23	25	27	kHz	
调制频率	f_{M}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $f_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$	INN4276C-7C INN477xC	150	250	400	Hz
			INN4274C-5C	0.83	1.25	1.70	kHz
最大导通时间	$t_{\text{ON(MAX)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	13	16.5	21.5	μs	
最小初级反馈阻断计时器	t_{BLOCK}				$t_{\text{OFF(MIN)}}$	μs	
BPP供电电流	I_{S1}	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ (开关管停止开关) $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	145	300	425	μA	
	I_{S2}	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ (器件开关频率 180kHz) $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4274C	2.2	3.20	3.70	mA
			INN4275C	2.2	3.20	3.70	
			INN4276C	3.43	4.29	5.15	
			INN4277C	3.44	4.30	5.16	
			INN4774C	2.36	2.95	3.54	
			INN4775C	2.36	2.96	3.55	
			INN4777C	3.43	4.29	5.15	
BPP引脚充电电流	I_{CH1}	$V_{\text{BP}} = 0\text{V}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-1.75	-1.35	-0.88	mA	
	I_{CH2}	$V_{\text{BP}} = 4\text{V}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-5.98	-4.65	-3.28		
BPP引脚电压	V_{BPP}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.8	5	5.16	V	
BPP引脚电压滞回	$V_{\text{BPP(H)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.5		V	
BPP分流电压	V_{SHUNT}	$I_{\text{BPP}} = 2\text{mA}$	5.16	5.36	5.7	V	
BPP上电复位阈值电压	$V_{\text{BPP(RESET)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.8	3.15	3.5	V	
UV/OV引脚电压缓升阈值	$I_{\text{UV+}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN427xC	23.1	25.2	27.5	μA
			INN477xC	50.9	55.5	60.6	
UV/OV引脚电压跌落阈值	$I_{\text{UV-}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN427xC	20.5	23	25	μA
			INN477xC	42.5	47.0	51.1	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
控制功能 (续上)						
电压跌落延迟时间	t_{UV-}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		35		ms
UV/OV 引脚输入过压阈值	I_{OV+}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	106	115	118	μA
UV/OV 引脚输入过压滞回	$I_{OV(H)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		8		μA
UV/OV 引脚输入过压恢复 阈值	I_{OV-}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	100			μA
输入电压故障保护						
电压引脚输入过压抗尖峰脉冲 滤波	t_{OV+}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释B		3		μs
电压引脚电压额定值	V_V	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	650			V

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)					
电路保护							
标准电流限流点(BPP) 电容 = 0.47 μF	I_{LIMIT} (器件开关 频率 100kHz)	di/dt = 475mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4274C	1953	2100	2247	mA
		di/dt = 500mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4275C	2139	2300	2461	
		di/dt = 660mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4276C	2697	2900	3103	
		di/dt = 770mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4277C	3162	3400	3638	
		di/dt = 1200mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4774C	3348	3600	3852	
		di/dt = 1300mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4775C	3534	3800	4066	
		di/dt = 1600mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4776C	3906	4200	4494	
		di/dt = 1700mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4777C	4278	4600	4922	
升高电流限流点(BPP) 电容 = 4.7 μF	$I_{\text{LIMIT}+1}$ (器件开关 频率 100kHz)	di/dt = 475mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4274C	2162	2350	2538	mA
		di/dt = 500mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4275C	2374	2580	2786	
		di/dt = 660mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4276C	2990	3250	3510	
		di/dt = 770mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4277C	3505	3810	4115	
		di/dt = 1200mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4774C	3708	4030	4352	
		di/dt = 1300mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4775C	3919	4260	4601	
		di/dt = 1600mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4776C	4324	4700	5076	
		di/dt = 1700mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4777C	4738	5150	5562	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
电路保护 (续上)							
过载检测频率	f_{OVL}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4273C-5C	130	140	151	kHz
			INN4276C-7C INN477xC	143	155	167	
旁路引脚锁存关断阈值电流	I_{SD}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	6.0	7.5	11.3	mA	
自动重启导通时间	t_{AR}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	75	82	89	ms	
自动重启触发跳频时间	$t_{\text{AR(SK)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释A		1.3		秒	
自动重启关断时间	$t_{\text{AR(OFF)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	1.70	2.00	2.11	秒	
短自动重启关断时间	$t_{\text{AR(OFF)SH}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.20		秒	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位		
输出								
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	INN4274C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62		
		INN4275C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54		
		INN4276C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.18	0.28		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.27	0.37		
		INN4277C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.145	0.21		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.23	0.29		
		INN4774C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62		
		INN4775C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54		
		INN4776C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.18	0.28		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.27	0.37		
		INN4777C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.145	0.21		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.23	0.29		
		关断状态漏极漏电流	I_{DSS1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ $V_{DS} = 80\%$ 峰值漏极电压 $T_J = 125^{\circ}\text{C}$			200	μA
			I_{DSS2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ $V_{DS} = 325\text{V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		15		μA
过温关断	T_{SD}	见注释A	135	142	150	$^{\circ}\text{C}$		
过温关断滞回	$T_{SD(H)}$	见注释A		70		$^{\circ}\text{C}$		
漏极供电电压			50			V		

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级						
反馈引脚电压	V_{FB}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.250	1.265	1.280	V
最大开关频率	f_{SREQ}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	164	180	194	kHz
输出电压引脚自动重新启动计时器	$t_{FB(AR)}$ $t_{VOUT(AR)}$ $t_{IS(AR)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		50		ms
空载时的BPS引脚电流	I_{SNL}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		380	485	μA
BPS引脚电压	V_{BPS}		4.3	4.5	4.7	V
BPS引脚欠压阈值	$V_{BPS(UVLO)(TH)}$		3.60	3.80	4.00	V
BPS引脚欠压滞回	$V_{BPS(UVLO)(H)}$			0.7		V
限流电压阈值	$I_{SV(TH)}$	由外部电阻设置 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	35.17	36	36.62	mV
FWD引脚击穿电压	V_{FWD}		150			V
最小关断时间	$t_{OFF(MIN)}$		1.76	1.9	2.03	μs
BPS引脚锁存指令关断阈值电流	$I_{BPS(SD)}$		6	8.9	12	mA
反馈引脚短路	$V_{FB(OFF)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		100		mV

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
同步整流管@ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$						
SR引脚驱动电压	V_{SR}		4.3	4.5	4.7	V
SR引脚电压阈值	$V_{SR(TH)}$			-6	0	mV
SR引脚上拉电流	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$, $f_{SW} = 100\text{kHz}$	125	165	195	mA
SR引脚下拉电流	$I_{SR(PD)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$, $f_{SW} = 100\text{kHz}$	315	365	415	mA
上升时间	t_R	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ 见注释B	10-90%	50		ns
下降时间	t_F	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ 见注释B	90-10%	25		ns
输出上拉电阻	R_{PU}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{V}$ $I_{SR} = 10\text{mA}$	6	8.9	10.5	Ω
输出下拉电阻	R_{PD}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{V}$ $I_{SR} = 10\text{mA}$	2.4	3.3	5	Ω

注释:

- A. 此参数依据实际特性得到。
- B. 此参数由设计决定。
- C. 为确保获得正确的电流限流值, 建议使用0.47 μF /4.7 μF 标称值的电容。此外, BPP电容值的公差应与实际应用环境温度范围内要求的公差相等或更高。电容值必须介于表征法中规定的最小及最大电容值之间。

BPP引脚额定电容值	BPP电容最小值	公差最大值
0.47 μF	-60%	+100%
4.7 μF	-50%	不适用

建议至少使用10V/0805/X7R SMD MLCC电容。

典型性能曲线

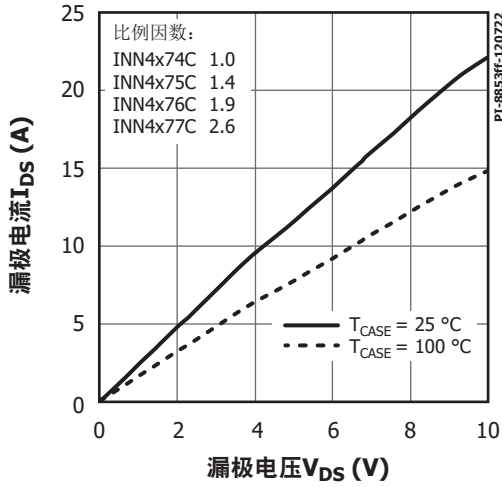


图 20. 输出特性

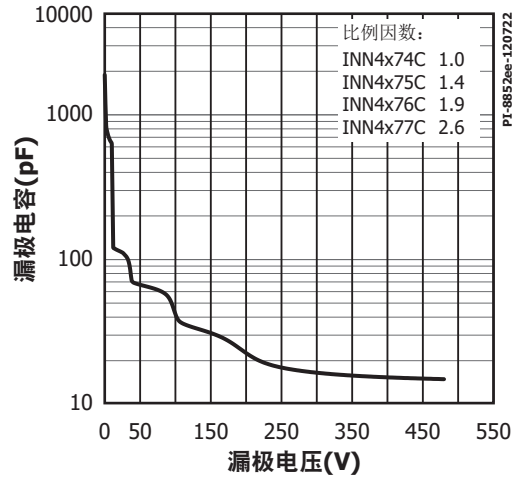


图 21. C_{oss} 相对于漏极电压的变化

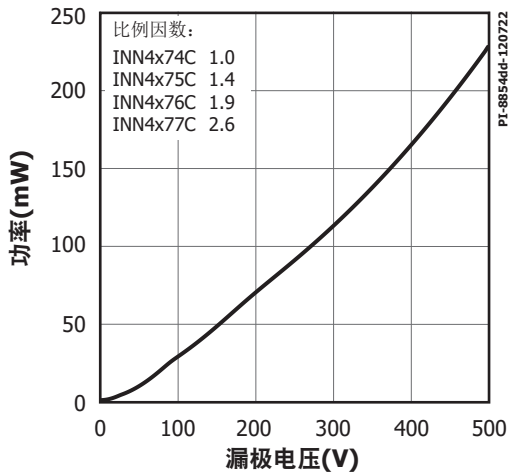


图 22. 漏极电容功率

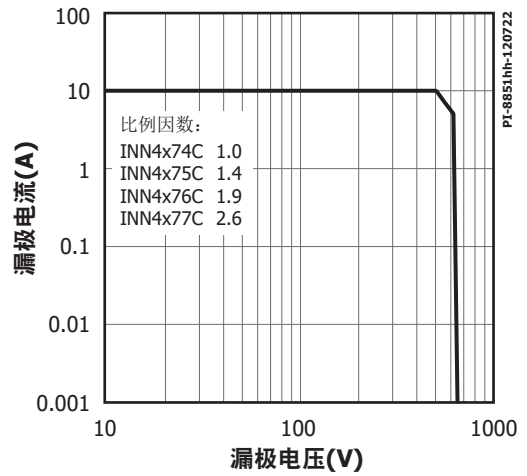


图 23. 最大容许漏极电流相对于漏极电压的变化

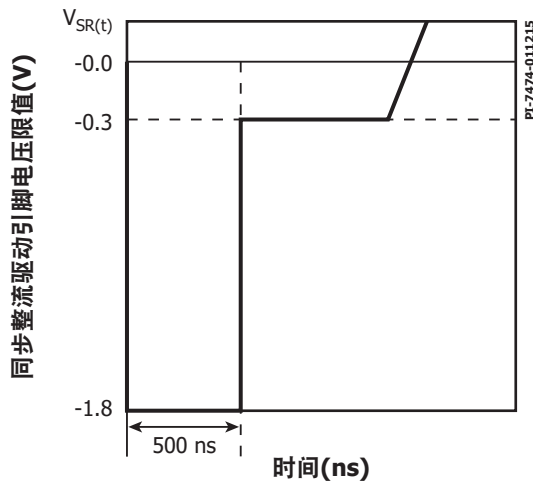


图 24. 同步整流管驱动引脚负电压

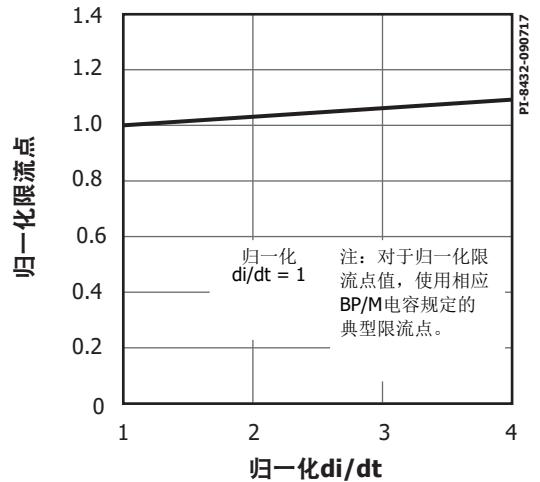
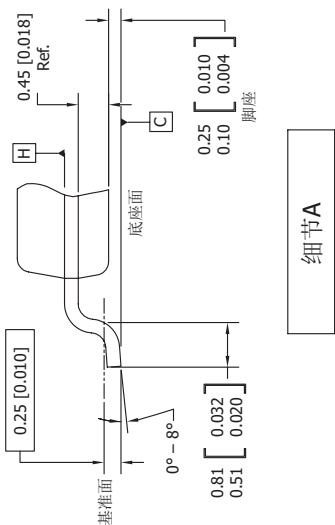
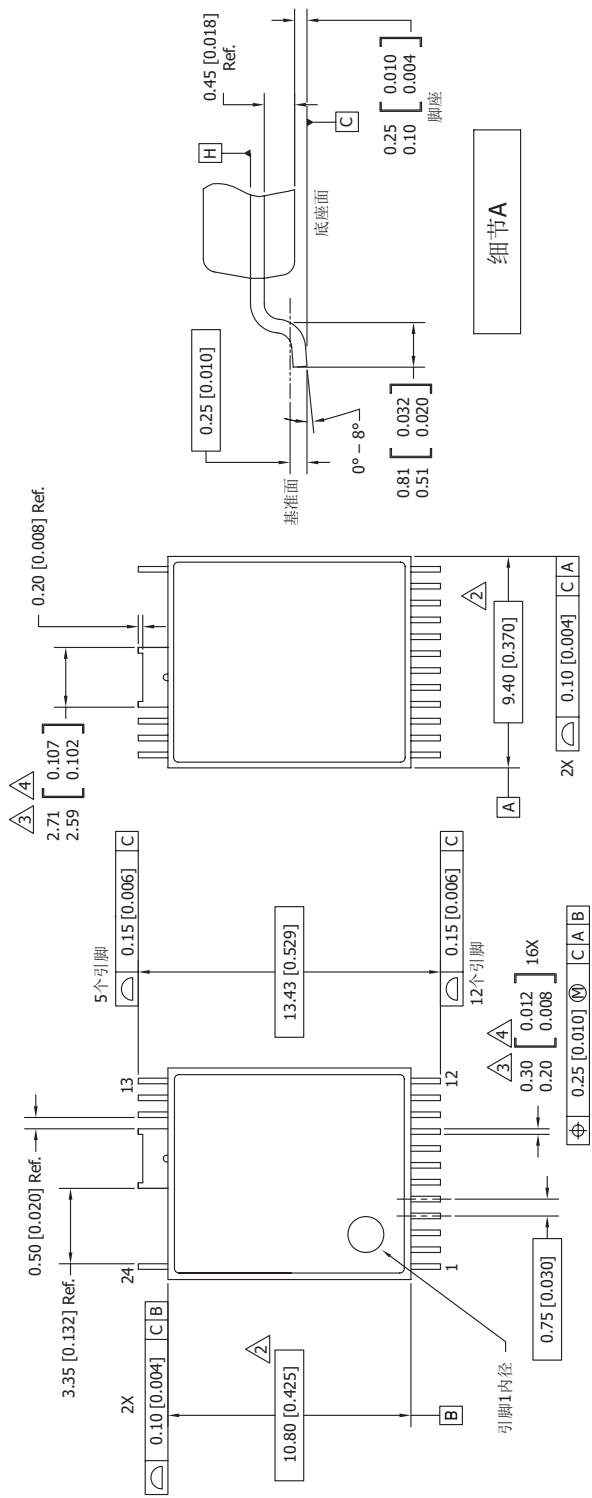
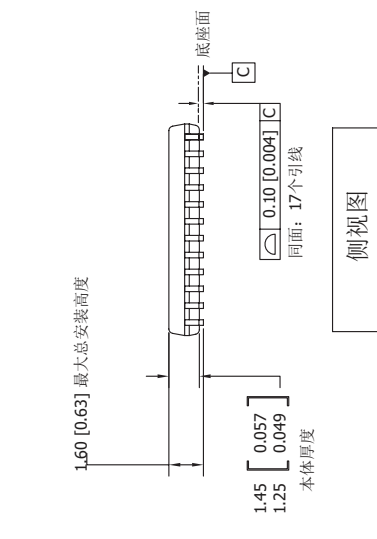
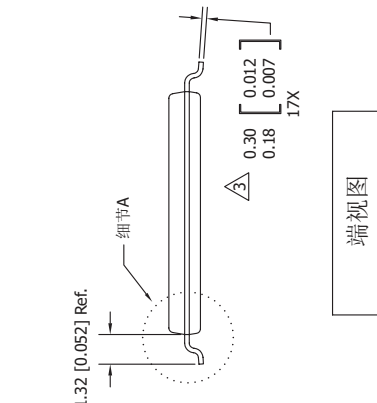


图 25. 标准限流点相对于 di/dt 的变化

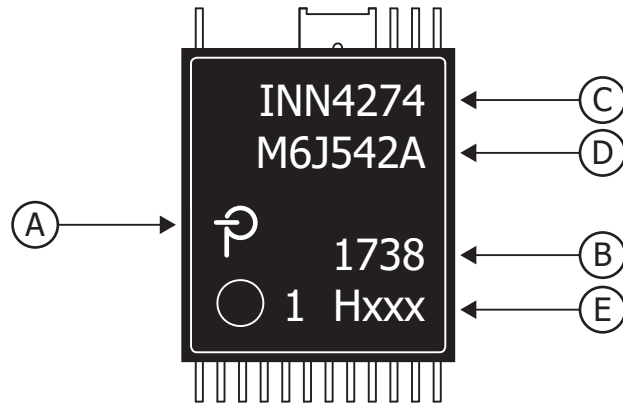


- 备注:
1. 尺寸及公差标注依据ASME Y14.5M1994标准。
 2. 标注的尺寸根据塑料体的最外端确定, 不包括模具毛边、连接杆毛刺、料口毛刺和引脚间毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何偏差。每侧的塑模突起不超过0.18 [0.007]。
 3. 标注的尺寸包括镀层厚度。
 4. 不包括管脚间毛边或突起。
 5. 控制尺寸以毫米[英寸]为单位。
 6. 基准A及B将在基准面H决定。



封装标识

InSOP-24D



- 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. 测试子批次和特性代码

PI-8727p-120822

参数	条件	额定值	单位
UL1577额定值			
初级侧电流额定值	由引脚(16-19)至引脚24的电流	0.6	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
封装特性			
电气间隙		11.4	mm (最小值)
爬电距离		11.4	mm (最小值)
绝缘材料内的间距(DTI)		0.4	mm
瞬态隔离电压		6	kV (最小值)
相对漏电起痕指数(CTI)		<600	V

INN427xC特性代码表

特性代码	AR阈值	OTP响应	AR及OVL响应	输出特性	V _{OUT} OVP	次级故障响应	输入OV/UV
H181	63%	滞回	AR	固定CC	使能	AR	已使能/使能
H182	3.45V	锁存关断	AR	固定CC	-	锁存关断	已使能/使能
H183	63%	锁存关断	锁存关断	固定CC	-	锁存关断	已使能/使能
H184*	90%	滞回	AR	固定CC	使能	AR	禁止/使能
H185	OL	滞回	AR	仅CV	使能	AR	已使能/使能
H186	OL	滞回	AR	仅CV	使能	锁存关断	已禁止/使能

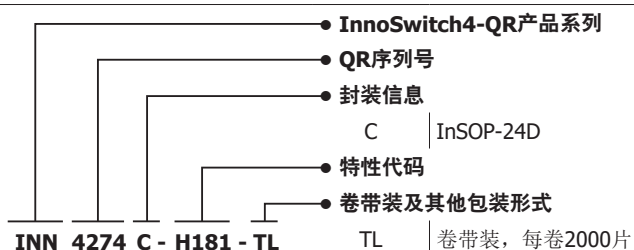
*不适用于INN4274/75。

INN477xC特性代码表

特性代码	AR阈值	OTP响应	AR及OVL响应	输出特性	V _{OUT} OVP	次级故障响应	输入OV/UV	电压缓升阈值	仅DCM
H187	63%	滞回	AR	固定CC	-	AR	使能/使能	额定200V*	禁止
H188	3.45V	锁存关断	AR	固定CC	-	锁存关断	使能/使能	额定100V*	使能
H189	63%	锁存关断	锁存关断	固定CC	-	锁存关断	使能/使能	额定200V*	使能
H190	90%	滞回	AR	固定CC	-	AR	禁止/使能	可设定	使能
H191	OL	滞回	AR	仅CV	使能	AR	使能/使能	额定200V*	禁止
H192	OL	滞回	AR	仅CV	-	锁存关断	禁止/使能	可设定	禁止

*4Mohm V引脚电阻

元件订购信息



修订版本	注释	日期
A	生产发布。	10/23
B	更新了第20页的 I_{s2} 和 f_M 规格。	02/24

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 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. ©2023, 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
1601-1603室
上海|中国, 200030
电话: +86-21-6354-6323
电子邮箱: 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

德国

(AC-DC/LED/电机控制销售)
Einsteinring 37
85609 Dornach/Aschheim
Germany
Tel: +49-89-5527-39100
e-mail: 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

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: singaporeales@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

英国

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