

InnoSwitch3-PD产品系列

内部集成USB Type-C和USB-PD控制器、高压开关、同步整流和FluxLink反馈功能的准谐振离线反激式开关IC

产品特点

USB Type C和PD控制器

- USB PD 3.0 + PPS提供商和QC4支持
- 符合USB Type-C Rev. 1.3标准
- 具有软启动和过流保护功能的集成VCONN FET
- 支持电子标识线缆
- 可设定的上拉电阻Rp
- 片内温度传感器
- 提供电源状态和故障监测的遥测技术
- 采用PowiGaN™技术 – 在无需散热片的情况下可提供高达100W输出功率
- 专用NTC引脚提供温度检测

高度集成, 外形紧凑

- 多模式准谐振(QR)/DCM/CCM反激式控制器、高压开关、次级侧检测和同步整流驱动器
- 可在所有输入电压及负载下实现效率的优化
- 反馈方式采用内部集成的FluxLink™技术, 且满足HIPOT (高压绝缘) 要求
- 即时快速的动态响应
- 可驱动低成本N沟道FET串联负载开关

EcoSmart™ – 高效节能

- 空载功耗低至14mW
- 使电源设计能够轻松符合所有全球能效标准
- 低散热

先进的保护/安全特性

- 对输入电压进行监测, 以便进行精确的电压缓升/跌落保护和过压保护
- 可单独设定输出过压/欠压故障的响应方式
- SR FET栅极驱动开路检测
- 带滞回的过温度保护
- 可对用于系统故障情况下的看门狗电路响应时间进行设定
- 内部集成高压FET, 可对CC1、CC2提供VBUS短路保护

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合规性测试
- 通过UL1577隔离电压4000VAC (最大值) 和TUV (EN62368)安全认证

环保封装

- 无卤素且符合RoHS标准

应用

- 适用于智能手机、平板电脑、笔记本电脑、数码相机和蓝牙配件的高效USB PD 3.0 + PPS适配器
- 基于快充协议的电源适配器
- 直充移动设备充电器

描述

InnoSwitch™3-PD将初级开关和控制器、隔离反馈、次级控制和USB PD控制器集成到同一个封装中, 大大简化了USB PD电源的开发和制造。

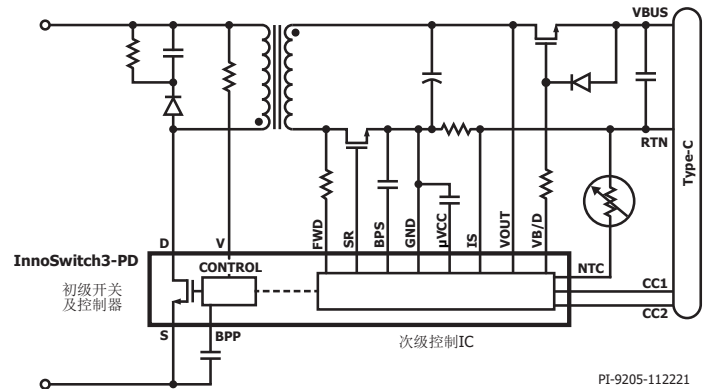


图 1. 典型应用原理图



图 2. 符合安规的大爬电距离InSOP-24D封装

输出功率对照表¹

产品型号 ^{4,5}	230VAC ±15%		85-265VAC	
	适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³
INN3865C/75C	25W	30W	22W	25W
INN3866C/76C	35W	40W	27W	36W
INN3877C	40W	45W	36W	40W
INN3867C	45W	50W	40W	45W
INN3868C	55W	65W	50W	55W
INN3878C	70W	75W	55W	65W
INN3879C	80W	85W	65W	75W
INN3870C	90W	100W	75W	85W
INN3896C	25W	35W	20W	30W

表 1. 输出功率对照表

备注:

1. 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。
2. 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。
3. 最小峰值功率。
4. C封装: InSOP-24D。
5. INN386xC – 650V MOSFET; INN387xC – 725V MOSFET; INN389xC – 900V MOSFET; INN3878C; INN3879C以及INN3870C – 750V PowiGaN开关

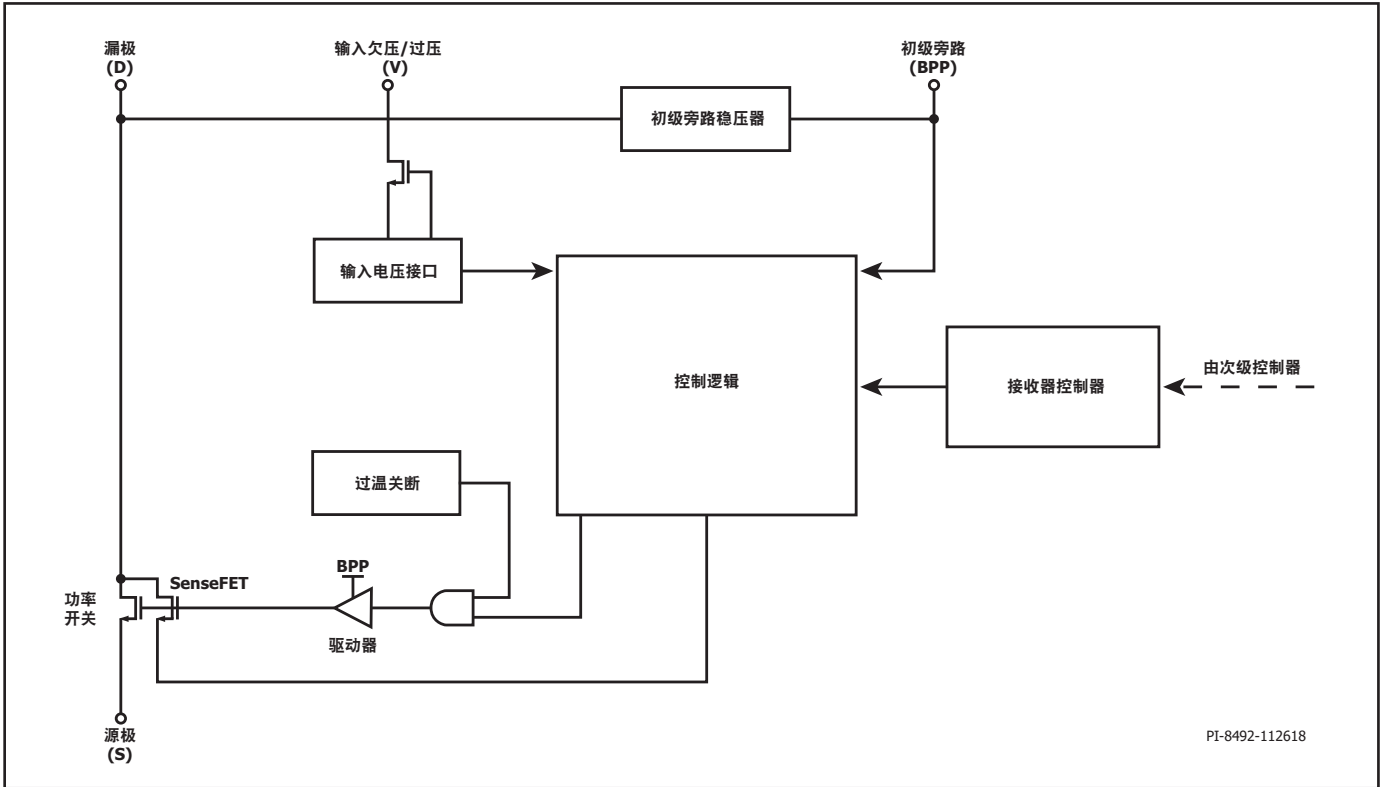


图 3. 初级控制器框图

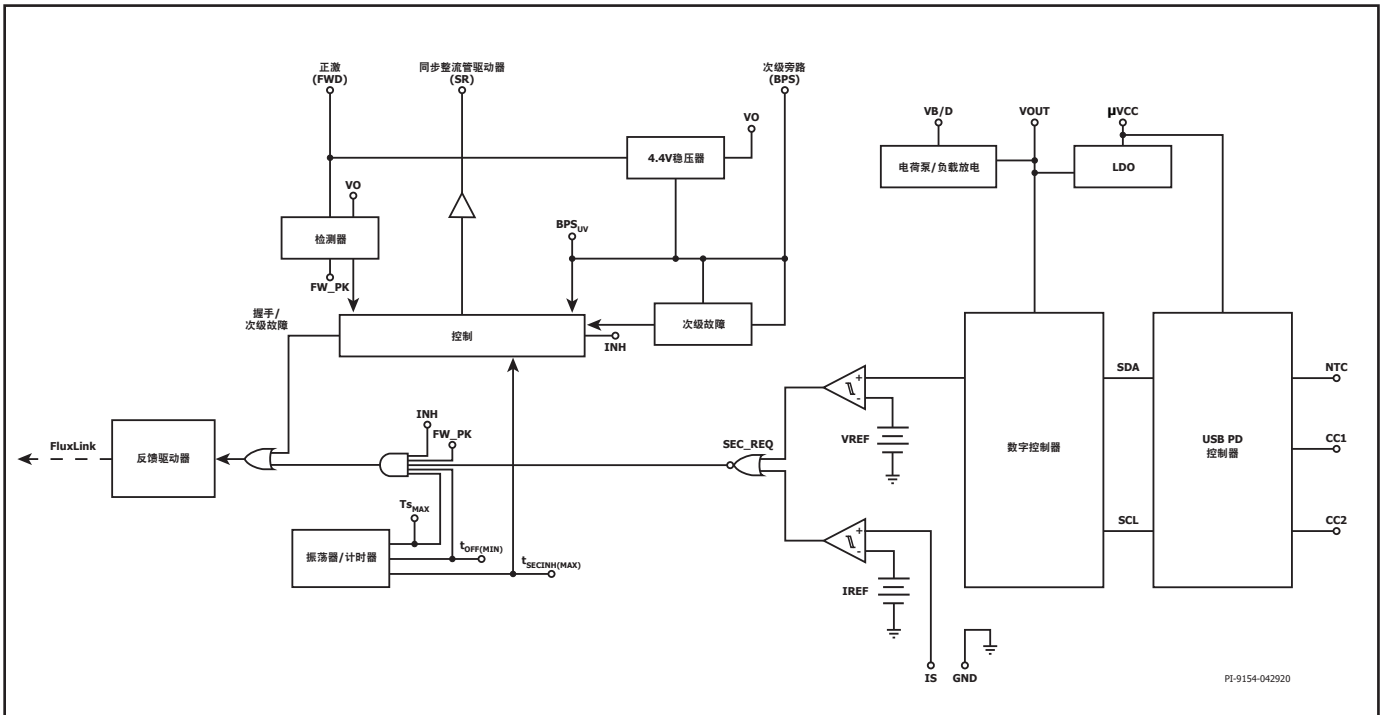


图 4. 次级控制器框图

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此引脚与次级接地引脚(引脚2)之间。

次级接地(GND)引脚 (引脚2)

该引脚是次级IC的接地参考点。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接地。

CC2引脚 (引脚3)

USB Type-C配置通道。

CC1引脚 (引脚4)

USB Type-C配置通道。

次级旁路(BPS)引脚 (引脚5)

该引脚是外部旁路电容的连接点, 用于为次级IC供电。

温度检测(NTC)引脚 (引脚6)

该引脚有一个内部电流源。该引脚连接NTC电阻后, 可用于监测外部温度。

VCC供电(μ VCC)引脚 (引脚7)

这是内部控制器的供电引脚。该引脚与GND引脚之间需要外接一个2.2 μ F电容。

VBUS串联开关驱动和负载放电(VB/D)引脚 (引脚8)

NMOS栅极的VBUS使能和驱动器, 用于从VOUT到VBUS串联通过FET。该引脚可用于对输出负载电压(VBUS)放电。

同步整流驱动(SR)引脚 (引脚9)

栅极驱动器输出端, 此引脚连接到外部SR FET的栅极端。

输出电压(VOUT)引脚 (引脚10)

直接连接至输出端, 为IC次级提供供电电流并检测输出电压稳压情况。该引脚还具有一个有源/设定下拉电流源。

正激(FWD)引脚 (引脚11)

该引脚连接至变压器输出绕组的开关节点, 提供有关初级开关的时序信息, 并在VOUT低于某个阈值时为IC次级供电。

NC引脚 (引脚12)

保持悬空。不得连接到任何其他引脚。

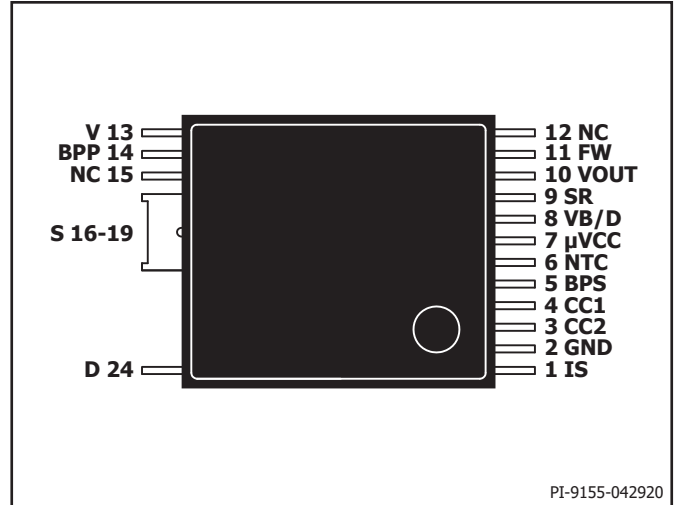


图 5. 引脚布局

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。当连接到整流桥的AC端时, 内部的高压开关会在不检测时断开, 以降低功耗。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)

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

NC引脚 (引脚15)

保持悬空或连接到源极引脚或BPP引脚。

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)

此引脚是功率开关的漏极连接点。

InnoSwitch3-PD功能描述

InnoSwitch3-PD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。其架构采用一种使用铜制框架和邦定线构成的创新性磁感耦合反馈机制，提供一种安全可靠且低成本的控制方式，从次级IC向初级IC传递精确的输出电压和输出电流直接检测信息。

InnoSwitch3-PD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、无损耗输入电压检测电路、限流选择电路、过温保护以及前沿消隐。

InnoSwitch3-PD次级控制器包括磁感耦合至初级接收器的发射器电路、控制电源参数和遥测功能的I²C接口、次级旁路引脚4.4V稳压器、同步整流管驱动器、准谐振(QR)模式电路、振荡器和时钟功能电路以及众多集成的保护特性。

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

InnoSwitch3-PD采用变频准谐振控制器并支持CCM/CrM/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InnoSwitch3-PD通过偏置绕组从外部获得供电，可以将空载功耗降到30mW以下。

初级旁路ILIM设定

InnoSwitch3-PD 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。

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的初级侧限流点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_{BP} ，才能重新使能功率开关。

初级旁路输出过压功能

初级旁路引脚具备过压保护功能。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上的电流超过ISD时，器件将锁存关断或自动重新启动（具体取决于H Code）。

VOUT过压保护功能也是次级控制器的集成特性。

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，具体取决于H Code。

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。

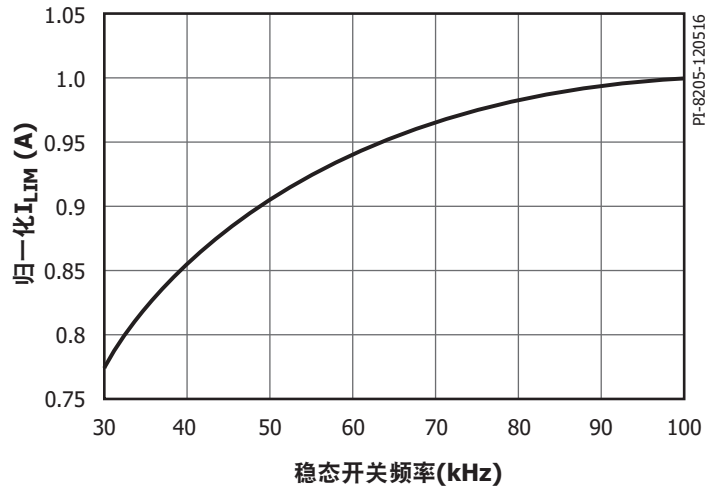


图6. 归一化初级限流点与频率之间的关系

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（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。

在重载时，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~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），InnoSwitch3-PD进入自动重启(AR)工作或锁存关断。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。

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(~110kHz)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，即漏极电流在~500ns（消隐时间+限流点延迟时间）内达到限流点 I_{LIM} 的110%（包括前沿电流尖峰），控制器将跳过2.5个周期或~25us（基于100kHz全频）。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的。

一个检测电阻连接在整流桥后（或者连接至整流桥的AC侧以实现快速AC复位）的高压直流大电容与输入欠压/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缓降阈值，并且低于电压缓升阈值的同时持续时间超过 t_{UV} ，控制器会进入自动重启状态。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开关来降低功耗。当两个开关周期之间的时间为50us或更长时，控制器会在轻载条件下对输入电压进行采样。当两个开关周期之间的时间小于50us时，高压开关将保持开通，使检测不中断。

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。

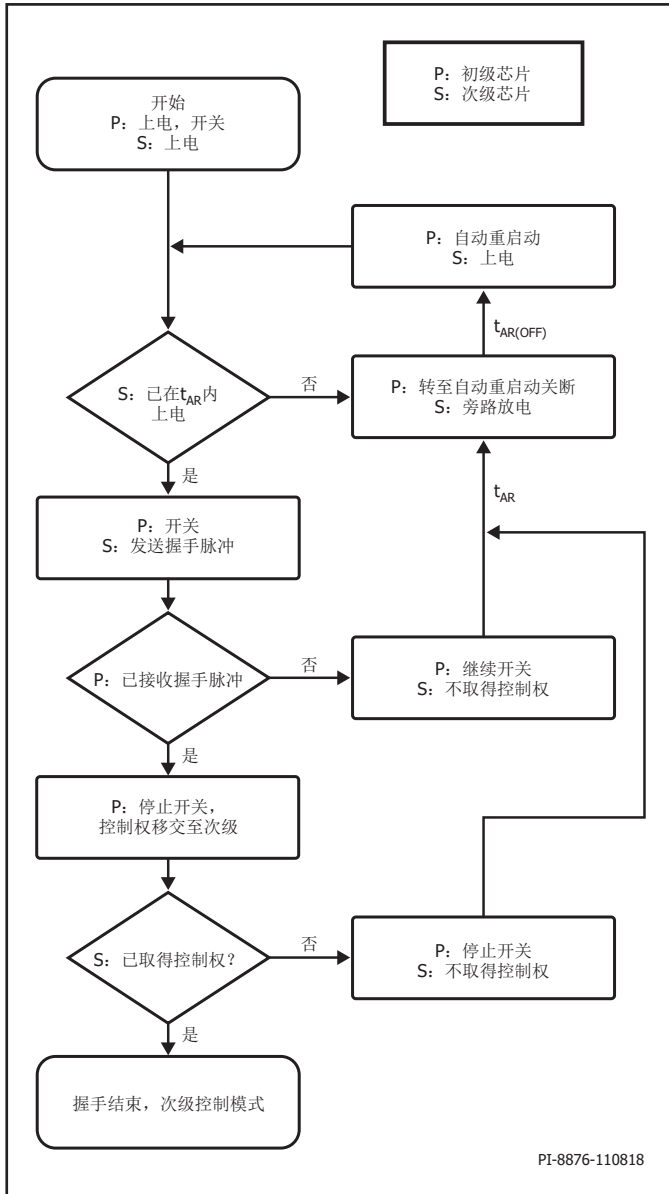


图 7. 初级-次级握手流程图

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，或者次级检测到初级在没有收到次级脉冲请求时连续工作了4个或更多的脉冲数时，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）或自动重新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，时长等于自动重新启动导通时间 t_{AR} (~82ms)。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~30 μ 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，初级侧将开始以主控制器的模式进行开关，直至接收到握手脉冲。

音频降噪引擎

InnoSwitch3-PD具有主动音频降噪模式，控制器可（通过“频率跳变”工作模式）避开5kHz和12kHz之间的谐振频段（变压器的机械结构最容易发生谐振的频段 - 噪声最强），对应的时间周期分别为200 μ s和83 μ s。如果自上一个导通周期起的此时间窗口内有次级控制器开关请求发出，功率开关的栅极驱动将被抑制。INN3878C、INN3879C和INN3870C中禁止此功能。

次级控制器

如图4中的框图所示，IC通过4.4V稳压电路由连接到次级旁路引脚的VOUT或正激连接供电。次级旁路引脚连接到外部去耦电容，并从内部稳压电路进行馈电。如图4中的框图所示，USB Type-C和PD控制器通过由VOUT内部产生的 μ VCC供电。

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。正激引脚用于检测断续模式下的SR FET导通电阻两端的压降是否低于 $V_{SR(TH)}$ ，以决定何时关断SR FET。

在连续导通模式(CCM)下，SR FET会在发送要求下一个开关周期的反馈脉冲之前关断，这可以提供出色的同步整流工作，防止连续导通工作下可能出现的交越导通现象。

输出电压在VOUT引脚上进行调整，启动时默认为5V。

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。

该控制器可执行USB Type-C、USB PD控制器和专有Quick Charge 4协议等关键功能的实现所需的硬件和固件。

USB Type-C

控制器可执行与固件交互的USB-C Source CC FSM。固件通过配置Rp电流通告来使能USB-C CC FSM，并控制VBUS（使能/禁止）、VCONN（使能、重启动、锁存关断）、USB PD控制（使能/禁止）和QC控制（使能/禁止）。

USB功率传输

USB PD堆栈包括策略引擎(PE)、协议层(PRL)和物理层(PHY)。USB PD电路与固件交互。固件功能包括电缆发现、PDO管理(上拉电流功能)、消息处理(控制消息、数据消息或供应商定义的消息)、硬复位以及电压和电流转换的VBUS管理。

可设定电源和电流

输出电压的可设定范围为3.3V至21V，具体取决于上拉电流能力和下拉请求。IC的快速响应反馈回路具有10mV (ΔV_{OUT})电压变化精度，可轻松满足PPS要求所需的20mV设定步长。可设定电流设置点的工作范围为20%至100%，设定步长为满量程电流的0.8%。从而满足PPS的iPpsCLMin和iPpsCLStep要求。低于5V且负载电流小于50mA时，由于工作频率非常低，10mV的电压命令步长可能会导致非单调性。

满量程恒流阈值通过IS和GND引脚之间的检测电阻进行设置。满量程电流压降的典型值为32mV (ISV(TH))。精度步长为(步长为0.78%)：
 $32\text{mV}/128 = 0.25\text{mV}/\text{步长}/R_s$

对于5A的CC阈值，电流检测电阻为6.4m Ω 。本例的限流步长为39.1mA/步长。

母线开关驱动器和放电

InnoSwitch3-PD具有一个内部驱动器，可确保源极电压高达24V的N沟道FET串联母线开关的导通。使能母线开关的VB/D引脚也可配置为负载的放电通路。VB/D引脚的功能由固件控制。

保护特性

保护特性包括输出欠压(UV)和过压(OV)保护以及过温保护。

输出UV/OV阈值可通过固件进行设定。对这些故障的响应可在固件中配置为自动重启、锁存关断和无响应。默认设置为自动重启。次级控制器还具有在检测到一个或多个故障时向USB PD控制器产生中断信号的功能。

遥测特性

如果在固件中使能，则可以使用供应商定义的消息(VDM)访问电源状态。遥测特性可包括恒压、恒流和恒功率设置点、过压/欠压阈值、所有保护设置和完整的故障状态。

最小关断时间

次级控制器利用与初级侧的感应连接来发出周期请求。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} ，而限流点则为最大设定限流点的70% (f_{SREQ} 工作频率下)。

完成握手后，次级控制器在 $t_{SS(RAMP)}$ 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。在握手后软启动定时器($t_{SS(RAMP)}$)结束之前，如果输出电压没有超过 $\sim 3.6\text{V}$ ，器件将进入自动重启(AR)状态。

如果输出电压在 $t_{SS(RAMP)}$ 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)也会抑制次级周期请求。周期请求之后未检测到正激引脚下降沿的最大允许时间为 $\sim 30\mu\text{s}$ 。

输出电压弱泄放电路

当输出电压引脚上的检测电压稍高于稳压阈值时，将对输出电压引脚(弱泄放)施加 $\sim 2.5\text{mA}$ (最大3mA)的泄放电流。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。

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，InnoSwitch3-PD次级控制器也具有次级旁路引脚过压保护特性。当次级侧接管控制时，如果注入次级旁路引脚的电流超过 $I_{BPS(SD)}$ ，次级侧将启动由次级故障响应决定的故障响应。

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栅极保持低电平，同步整流驱动引脚有常“导通”状态的器件可将引脚拉低，以降低SR栅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。启动时，控制器将对同步整流驱动引脚施加电流；内部阈值与100pF电容值相关联。如果同步整流驱动引脚的外部电容低于100pF（所产生的电压高于参考电压），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高于100pF（所产生的电压低于参考电压），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

为了提高转换效率和降低开关损耗，InnoSwitch3-PD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。请参见图8。

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20μs。在20μs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1μs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。

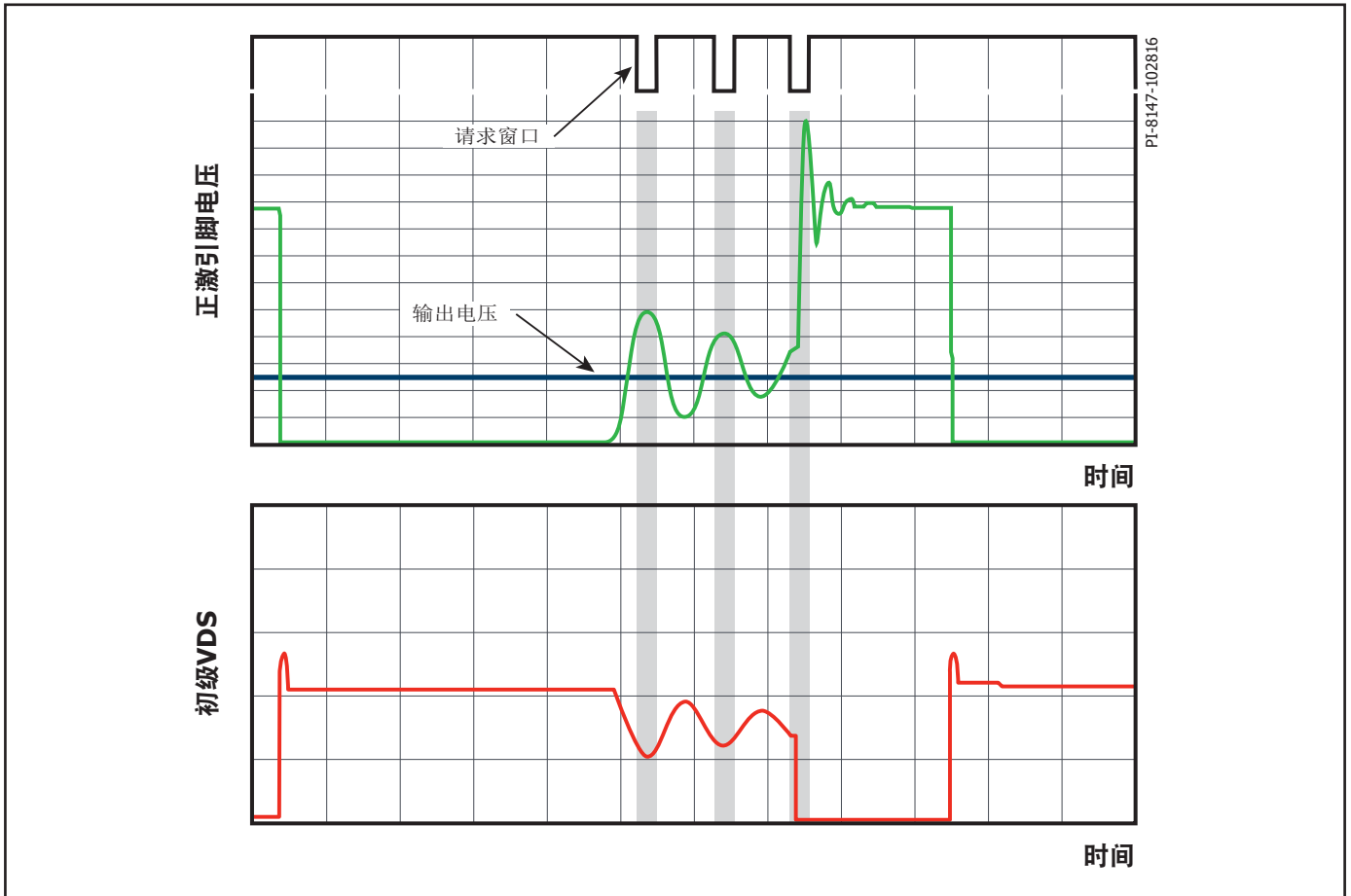


图 8. 智能准谐振模式开关工作

恒定输出功率电压阈值V_{KP}

恒定输出功率特性通过“拐点功率电压”与100%恒流调整阈值（满量程电流设置）在固件中共同设定。如果满量程CC为2.5A，并且拐点功率电压设置为8V，则恒功率为20W。如果将V_{KP}设置为12V，则高于V_{KP}阈值的所得恒定功率特性将为30W。该功能可以通过固件使能。

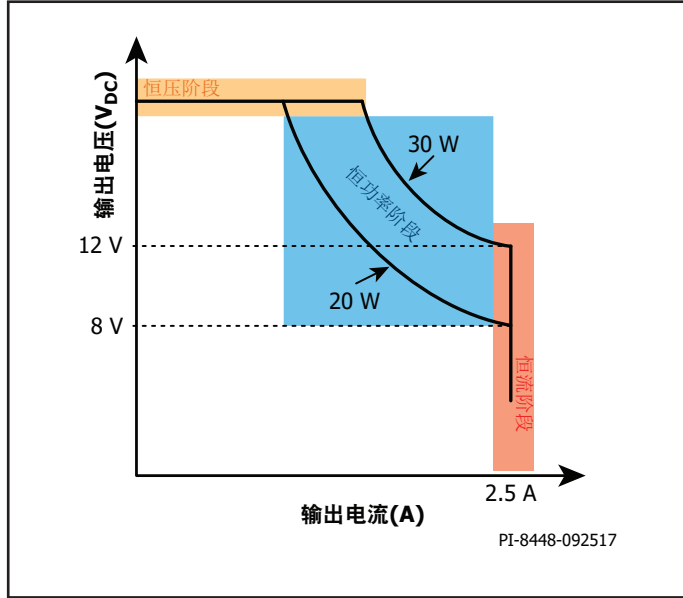


图 9. 恒定输出功率特性曲线

从空载到重载条件下，InnoSwitch3-PD将在CV下工作，然后过渡到CP，然后进入低于V_{KP}阈值的CC阶段。将V_{KP}值设置为大于最大输出电压，则无恒定输出功率调整阶段。

减小恒流调整阈值不会改变基于给定V_{KP}设置点所设定的最大输出功率。

在示例中，将CC调整设置为2A（满量程CC仍为2.5A）且V_{KP} = 8V，时，在相同的20W恒功率特性下，得到的输出特性曲线如图10所示，且CP特性拐点为10V。

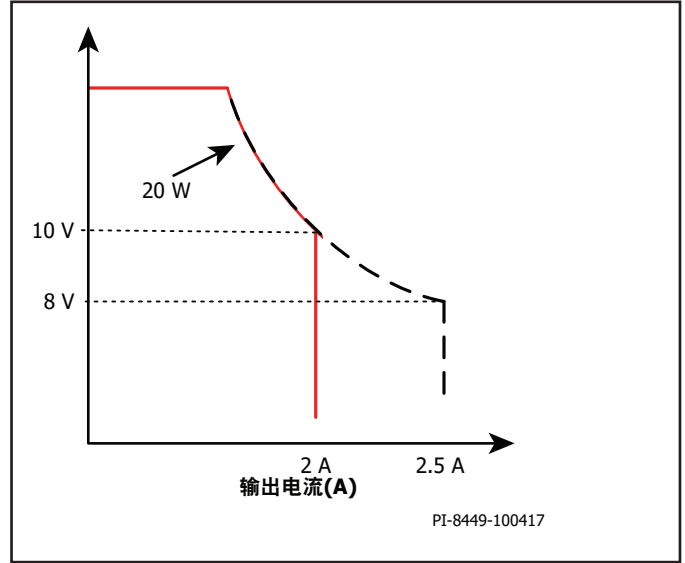


图 10. CC调整阈值降低时的恒定输出功率特性曲线

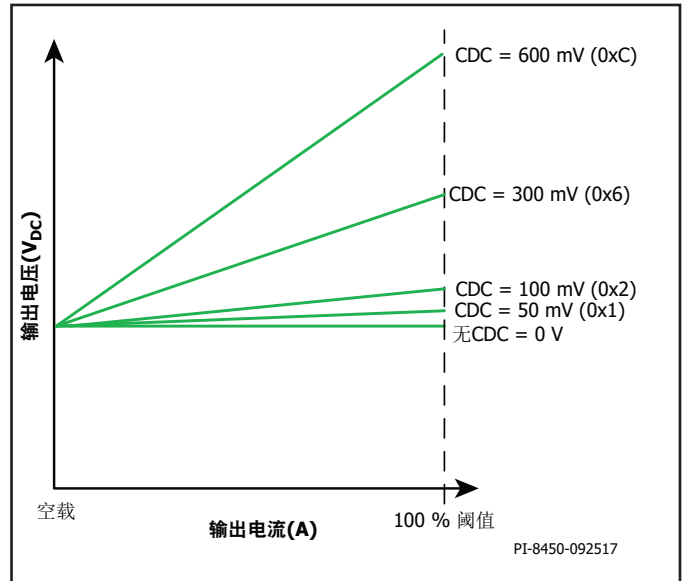


图 11. CDC与负载电流的函数关系

输出线压降补偿(CDC)

输出线压降补偿量的可控制范围为0V至600mV，步长为50mV。CDC的施加取决于通过检测电阻（IS和GND引脚之间的电阻）的电流，该电阻用于设定恒流调整阈值。空载时没有CDC，补偿随着负载的增加而线性增加，并在100%恒流调整阈值（电流检测电阻两端的满量程电压）出现时达到最大设定值。

如果IS引脚与GND引脚之间的电流检测电阻短路，则不会有任何输出线压降补偿或任何恒流调整。

仅恒压模式

InnoSwitch3-PD可以设定为仅针对固定PDO进行恒压模式工作，没有恒流调整模式。使能CVO模式时，设定的输出电流会设置过载阈值，而不是调整恒流。一旦负载电流超过设定电流，就会启动峰值负载计时器(t_{PLT})。峰值负载计时器的选项为8ms、16ms、32ms或64ms。如果峰值负载超过了可设定计时器，可通过固件设定InnoSwitch3-PD，以自动重启、锁存关断或无响应的方式响应该故障。CVOL的默认响应（CVO响应）是无响应，且有8ms计时器。

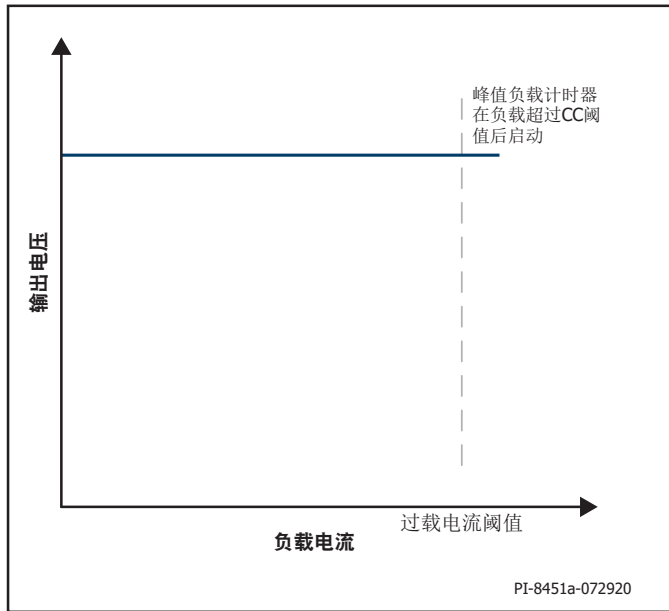


图 12. 仅恒压模式(CVO)

在CVO工作模式下，“输出过电压和欠压保护阈值/故障行为”一节中讨论的输出欠压保护模式仍然有效。

Type-C连接检测

Type-C电路将CC线路上的电压电平与参考电压进行比较，以此检测线缆连接和断开事件。根据USB Type-C电流通告（默认USB、1.5A@5V或3.0A@5V）设置参考电压。比较器将CC线路电压与设定的参考电压进行比较，并使能下拉电流检测信号。

对于E-mark检测，根据USB Type-C电流通告（默认USB、1.5A@5V或3.0A@5V）设置参考电压。比较器将CC线路电压与设定的参考电压进行比较，并使能E-mark检测。

VCONN供电

检测到E-mark线缆时，集成的VCONN开关闭合，并为相应的恒流引脚提供VCONN电源。施加到VCONN开关的栅极电压采用软启动来控制浪涌电流。如果出现过流和短路故障，VCONN开关将关断。

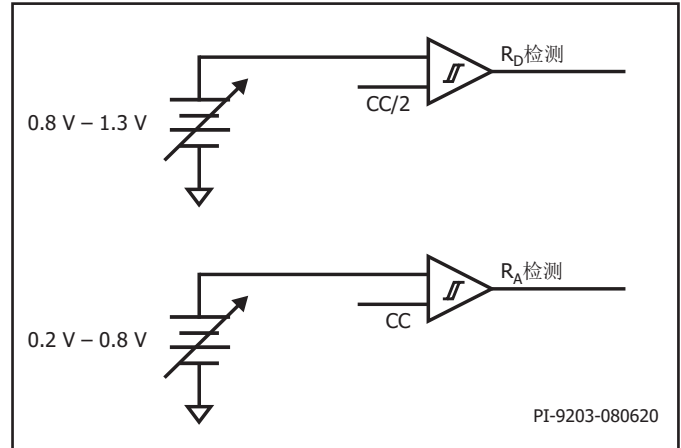


图 13. Type-C检测

内部结温检测

InnoSwitch3-PD具有检测次级侧结温的功能。该功能可用于检测IC温度。

使用NTC电阻检测外部连接器温度

InnoSwitch3-PD的NTC引脚上有一个内部电流源。在该引脚上连接一个负温度系数温度检测电阻可使能外部温度检测功能。所用的电阻值将决定在固件中执行的Type-C连接器故障保护功能的阈值。ADC用于检测NTC引脚上的电压。

保护特性

输出过电压和欠压保护阈值/故障行为

除了能够根据设定的CV实时设定OV/UV阈值外，一旦发生故障（a.无响应(NR)，b.自动重启(AR)或c.锁存关断(LO)），电源的行为也可以进行设定。UV故障检测的时钟可通过以下选项进行设定：8ms、16ms、32ms和64ms。输出过压延迟固定在~80μs。

IS引脚和输出短路故障保护

InnoSwitch3-PD可以配置为监测是输出电流检测电阻两端发生短路故障，还是IS至GND引脚之间发生短路故障。如果IS引脚电压未超过全恒流阈值($I_{SV(TH)}$)的约50%且开关频率超过设定阈值，则会立即报告故障。开关频率设定选项包括30kHz、40kHz、50kHz和60kHz，由固件设置。

可以将IS引脚短路(ISSC)的响应方式设定为：a.无响应(NR)、b.自动重启(AR)或c.锁存关断(LO)。

一旦IS引脚电阻上的电压超过 $I_{S(VTH)}$ 的3倍以上，InnoSwitch3-PD就会置位CCSC故障。可以将CCSC故障的响应方式设定为(a.)无故障或(b.)自动重新启动。在串联母线开关后的输出电容超过 $100\mu F$ 的应用中，CCSC的响应应设置为无响应，以保证正确启动，在串联母线开关闭合后的正常工作期间，可将其设回自动重新启动。有关器件故障响应设置，请参阅固件配置表。

注：将CCSC故障设置为无响应并在输出端创建短路条件，这将导致自动重新启动。

断开和闭合串联VBUS开关

闭合VBUS串联开关可加快ADC采样频率，以实现较高的控制精度。当VBUS开关断开时，系统将复位为默认的5V输出电压。禁止串联VBUS开关也会将所有设定的故障和阈值复位为各自的默认值。使能VBUS串联开关会自动禁止主动VOUT引脚泄放电路。如果发生自动重新启动或锁存关断，固件将控制母线开关的使能/禁止状态。

主动VOUT引脚泄放电路和输出负载放电功能

在某些情况下，可能必须激活VOUT引脚强泄放功能，使输出电压由高稳压设置点至低稳压设置点放电。BLEEDER功能由固件控制，将输出电压从高设置点泄放至低设置点。

InnoSwitch3-PD可自动激活VOUT引脚上的弱电流泄放器($<5mA$)，直到输出电压稳定在设定的稳压阈值内。

InnoSwitch3-PD还可以通过将VB/D引脚接地对VBUS输出电压放电。放电电路是一个串联二极管+电阻，由VBUS输出连接至VB/D引脚，如典型应用电路原理图所示。负载放电功能在固件中控制，在断开VBUS开关后对VBUS输出进行放电。

次级过温保护

当次级控制器结温升高到超过 $\sim 125^{\circ}C$ 时，上述主动VOUT引脚泄放功能将关断。在控制器温度降至可设定滞回值以下之前，不允许重新使能泄放电路。

动态响应

如果应用中需要更快的动态响应，InnoSwitch3-PD包括可以在固件中配置的命令寄存器，以减少低到高输出电压转换的时间。

恒压负载

如果最终应用需要，可以为恒压(CV)型负载优化InnoSwitch3-PD中的恒流调整模式。通过固件使能该命令寄存器可减少仅CV负载的输出电流纹波。

VCONN开关过流保护

在VCONN电源软启动结束时，将使能电流检测分支，该分支将镜像VCONN供电电流。这与固件中设定的过流阈值35mA、40mA或45mA进行比较。一旦负载电流超过设定阈值，检测电路将产生故障信号并关断VCONN开关。

VCONN开关短路保护

在使能VCONN电源的软启动之前，器件将检测CC线路是否存在短路故障。负载电阻只要低于~180ohm，就会视为CC线路短路，如果负载电阻小于上述指定的值，检测电路将产生故障信号并关断VCONN开关。固件控件该功能的使能/禁止。

Type-C连接器过温故障保护

InnoSwitch3-PD的NTC引脚上有一个内部电流源。如果在该引脚上连接NTC电阻，并将其安装在靠近Type-C连接器的位置，则可用于实现过温保护功能。ADC用于检测NTC引脚上的电压，并在温度超过固件中设定的阈值时发送PSU关断命令。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。固件控制这一功能的逻辑执行。

输出电压测量

在整个调整范围内，VOUT引脚电压的稳压精度为±3%。根据输出电压的不同，读回精度步长如下表所示。

输出电压范围(V)		精度步长
3	7.2	20mV
7.2	10	50mV
10	24	100mV

表 2. 输出电压测量精度

当输出电压低于5V，负载电流小于~50mA时，由于变换器的开关频率很低，电压可能会出现波动，但在规定的公差范围内。这是正常的、预期的行为。

输出电流测量

相对于由InnoSwitch3-PD的IS和GND引脚之间连接的检测电阻所设定的满量程恒流调整阈值，是可以获得负载电流的。电流检测电阻达到100%阈值时，ADC全量程为192。

输出电流读回的精度在满量程时最高，并且随着电流检测电阻两端的电压阈值降低而降低，如图14所示。

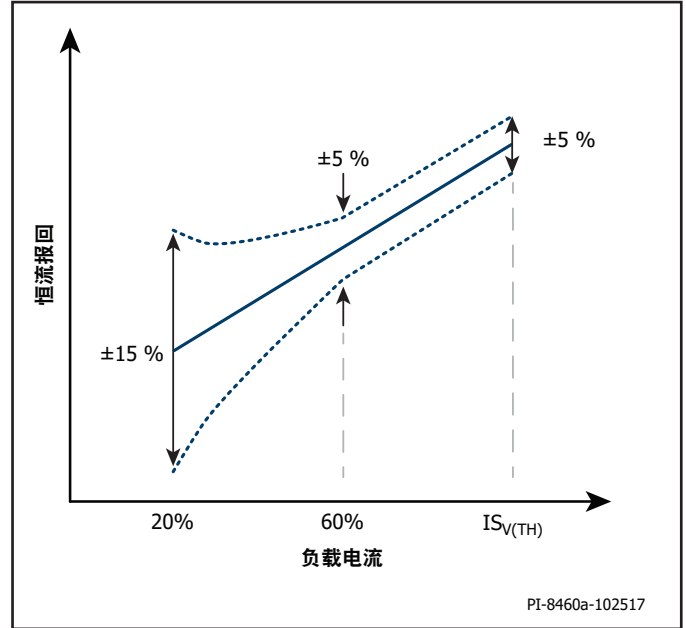


图 14. 恒流报回公差

器件使用测得的输出电流和输出电压的16个采样滚动平均值。输出电压和电流测量结果每100ms更新一次。

μVCC电源

μVCC引脚为内部PD控制器提供精确调整的3.6V电源。μVCC引脚应至少用一个2.2μF的陶瓷电容与GND引脚去耦。该引脚上不应连接外部负载。当VOUT引脚电压小于3.9V时，内部LDO将下降并跟随VOUT引脚电压。在这些条件下，μVCC引脚电压取决于内部负载电流和内部串联阻抗。当VOUT引脚 = 3V，μVCC上的负载电流为6mA时，μVCC上的预期输出为~2.85V (3V - 240ohm x 6mA)。如果μVCC引脚电压低于最小工作电压，则PD控制器将关断。

应用范例

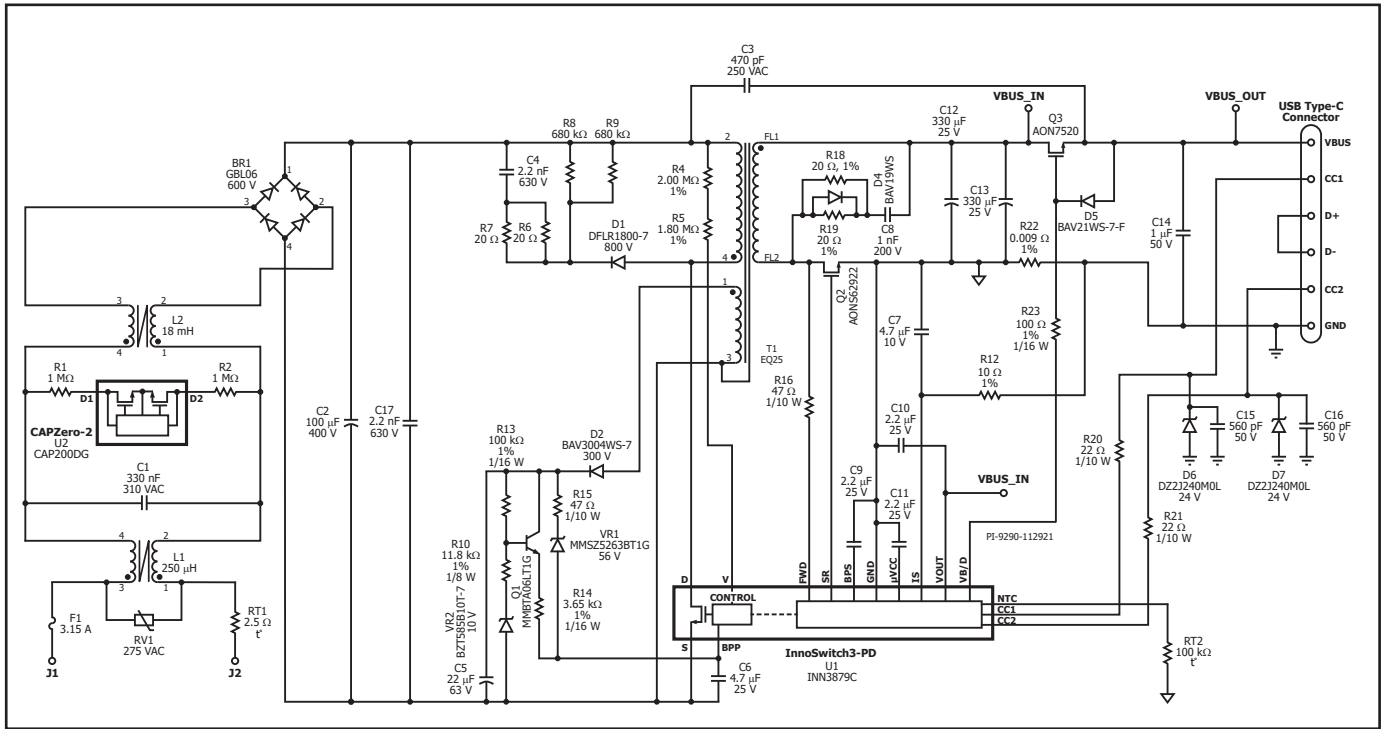


图 15. 支持 PPS + USB PD 3.0 协议的 5V/3A、9V/3A、15V/3A、20V/3A、3.3V – 21V 60W 适配器

图15所示为一个使用Power Integration的InnoSwitch3-PD集成电源控制器IC设计的、支持PPS + USB PD 3.0协议的5V/3A、9V/3A、15V/3A、20V/3A、3.3V–21V PPS适配器。功率级由USB PD控制器控制。该设计达到DOE 6级和EC CoC 5标准。

共模扼流圈L1及L2提供EMI衰减。桥式整流管BR1对AC输入电压进行整流，并提供全波整流DC。热敏电阻RT1可在电源连接至AC输入供电时限制浪涌电流。保险丝F1可隔离电路并提供元件故障保护。

变压器初级的一端连接到整流DC母线，另一端连接到InnoSwitch3-PD IC (U1)内集成FET的漏极端子。

由二极管D1、电阻R6、R7、R8和R9以及电容C4组成的低成本RCD钳位可在U1内的FET关断的一瞬间对U1的峰值漏极电压加以限制。钳位有助于耗散存储在变压器T1的漏感中的能量。

InnoSwitch3-PD 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(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。电阻R10、R13和R14与Q1和VR2构成线性稳压电路，限制输送到InnoSwitch3-PD IC (U1)初级旁路引脚的电流，而这与输出电压无关。稳压管VR1与电阻R15在发生输出过压时提供锁存过压保护。

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。变换器的输出端发生过压时，辅助绕组电压升高并造成VR1击穿。这将导致电流流入InnoSwitch3-PD IC (U1)的初级旁路引脚。如果进入初级旁路引脚的电流超过ISD阈值，InnoSwitch3-PD IC控制器将锁存关断，防止输出电压进一步升高。

InnoSwitch3-PD IC的次级侧提供输出电压、输出电流检测并驱动提供同步整流的MOSFET。变压器次的级侧输出通过MOSFET Q2进行整流，通过电容C12和C13进行滤波。开关期间产生的高频振铃通过RC缓冲器（电阻R18、R19和电容C8）衰减，否则高频振铃会产生辐射EMI问题。Q2的栅极由U1内的次级侧控制器根据（经电阻R16）馈入IC的正激引脚的绕组电压进行导通控制。

在连续导通模式下，MOSFET就在次级侧向初级侧发出开始新开关周期请求之前关断。在非连续或连续导通模式下，功率MOSFET会在其电压降约低于阈值 $V_{SR(TH)}$ 时关断。初级功率MOSFET的次级侧控制可避免两个MOSFET可能发生的交越导通，提供极为可靠的同步整流工作。

IC的次级侧或者从次级正向绕组电压供电，或者由输出电压进行供电。连接至InnoSwitch3-PD IC U1次级旁路(BPS)引脚的电容C9可提供内部电路去耦。需要在VOUT引脚和次级接地引脚之间放置电容C10，用于提供增强的ESD保护。

在恒流(CC)工作期间，当输出电压降低时，器件将直接从次级绕组自行供电。在初级侧功率MOSFET导通期间，出现于次级绕组的正向电压通过电阻R16和内部稳压器对次级旁路引脚去耦电容C9充电。这样可使输出电流调整保持在I²C接口设置的最小自动重新启动阈值。在此水平之下时，电源会进入自动重新启动模式，直到输出负载降低。

输出电流检测是通过监测IS与次级接地引脚之间电阻R11的电压降来完成的。约32mV的阈值可降低损耗。一旦超过内部电流检测阈值，器件将调整开关脉冲数以维持固定的输出电流。低于恒流阈值时，器件在恒压模式下工作。

在本设计中，USB PD控制器集成在InnoSwitch3-PD IC U1内。下拉电流使用PD通信协议请求输出电压和电流。μVCC引脚需要去耦电容C11。

USB PD协议通过CC1或CC2线路进行通信，具体取决于Type-C插头的连接方位。该通信设置CV、CC、V_{KP}、OVA和UVA参数，分别对应于InnoSwitch3-PD IC的输出电压、恒定输出电流、恒定输出电源电压阈值、输出过压阈值和输出欠压阈值寄存器。

N-MOSFETS Q3构成母线开关，并且当没有设备连接到充电器时，可根据USB Type-C规范使USB Type-C接口变为冷插口。当母线开关断开时，需要电阻R23和二极管D5来提供电压放电通路。需要在输出端放置电容C17提供ESD保护和降低纹波。电容C15、C16、电阻R20、R21以及稳压管D6和D7为引脚CC1和CC2提供ESD保护。

设计要点

输出功率对照表

输出功率对照表（表1）列出了在以下假定条件下能获得的最大实际持续输出功率：

1. 85VAC输入时，至少90V的最小直流输入电压，或者当230VAC输入（或115VAC输入并使用倍压整流）时，至少220V的最小直流输入电压。输入电容值的大小应足够适用交流输入电压的要求。
2. 效率的假定取决于功率水平。最小型号器件是假定效率>84%的情况下，最大器件的效率假定>89%。
3. 变压器初级电感公差为±10%。
4. 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。
5. 适配器的最大导通损耗额定值限制在0.6W，敞开式设计则限制在0.8W。
6. 峰值及开放式应用的输出功率是通过选择升高的电流限流点实现的，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。
7. 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。
8. 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KP值小于1时，KP是初级电流脉动部分与峰值部分的比值。为防止开关周期的提前误关断所导致的输出功率能力的降低，建议KP值要满足≥0.25。这样将避免在开关导通时初始电流尖峰(IINT)触发到器件限流点。

初级侧过压保护

InnoSwitch3-PD IC提供初级侧输出过压保护可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，避免噪声信号引起保护电路的误触发。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和电阻由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。可计算所需串联电阻的值，以使大于I_{SD}的电流在任何输出过压期间流入初级旁路引脚。

降低空载功耗

InnoSwitch3-PD IC可以在自供电模式中从初级旁路引脚电容（通过内部电流源充电）启动。然而，需要使用偏置绕组，以便在InnoSwitch3-PD IC开始工作时，向初级旁路引脚提供供电电流。变压器中使用辅助或偏置绕组即可达到此目的。偏置绕组的增加可为初级旁路引脚提供偏置供电，从而使大多数设计的空载功耗降至30mW以下。应当调整图15中所示的电阻R14，以使流入BPP的电流略高于 I_{S1} ，这也是空载功率最低时的条件。

次级侧过压保护（自动重新启动模式）

InnoSwitch3-PD 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阈值电流 $I_{BPS(D)}$ 触发。如果需要，可以通过将稳压管由输出连接至次级旁路引脚实现直接输出检测过压保护功能。所需稳压管的稳压值应为1.25倍输出电压与4.4V次级旁路引脚电压之差。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。软启动期间，次级侧OVP功能被禁用。

在某些情况下，次级OVP可能需要几个开关周期才能启动。

元件的选择

InnoSwitch3-PD IC初级侧电路的元件

BPP电容

连接InnoSwitch3-PD IC初级旁路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。可以根据InnoSwitch3-PD IC数据手册中所示使用0.47 μ F或4.7 μ 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设计紧凑型开关电源。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

从开关的漏极引脚连接至InnoSwitch3-PD IC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，以便在最低（或空载）负载条件下及在电源的最低额定输出电压下在偏置绕组产生7V电压。如果电压低于此值，空载输入功率将增大。通常在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，而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也会导致绕组输出电压出现明显的变化。如图15所示，通常需要使用线性稳压电路来控制注入InnoSwitch3-PD IC初级旁路引脚的电流。

在230 VAC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。

推荐使用电容电压额定值是电容两端最高电压的1.2倍且至少为22 μ F的铝质电容。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。建议将偏置绕组电容接地到输入大容量电容的负极，而不是源极引脚。

输入欠压及过压保护

从输入欠压/过压引脚连接到直流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，推荐使用大约3.8M Ω 电阻值。图16所示的电路配置可选择性地使能输入欠压或输入过压功能，使能其中一个功能同时禁止另一个功能。

InnoSwitch3-PD IC具有可用于锁存关断/自动重新启动电源的初级检测过压保护功能。电源锁存关断/自动重新启动后，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，甚至是在输入完全没有的情况下，电源将需要大量的时间复位InnoSwitch3-PD IC控制器，因为存储在DC母线大电容当中的能量将继续为控制器提供偏置供电。发生锁存关断时，使用如图17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CS的电压会快速下降，这会减小流入InnoSwitch3-PD IC输入电压监测引脚的电流并复位InnoSwitch3-PD IC控制器。

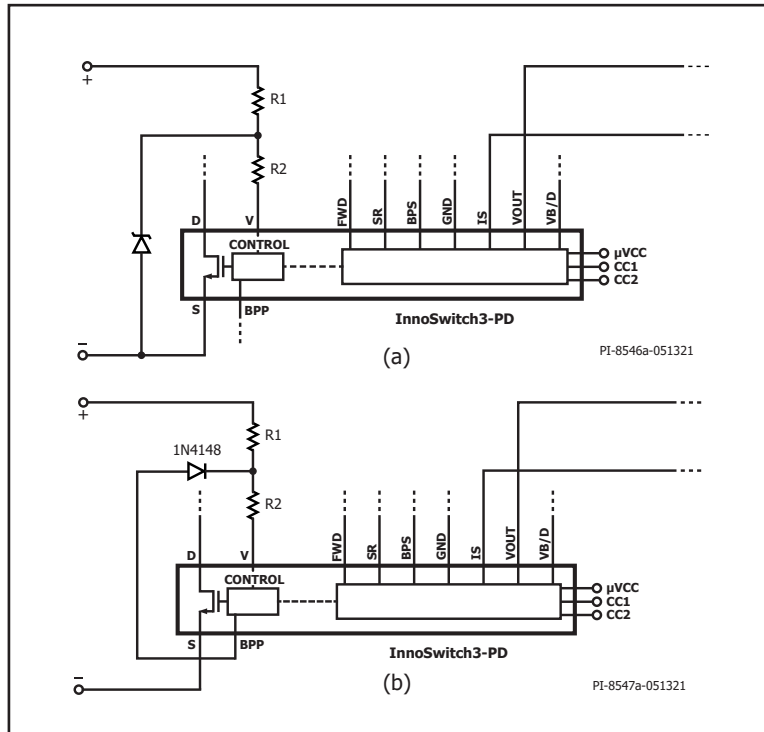


图 16. 图2. (a)仅使能输入欠压保护; (b)仅使能输入过压保护

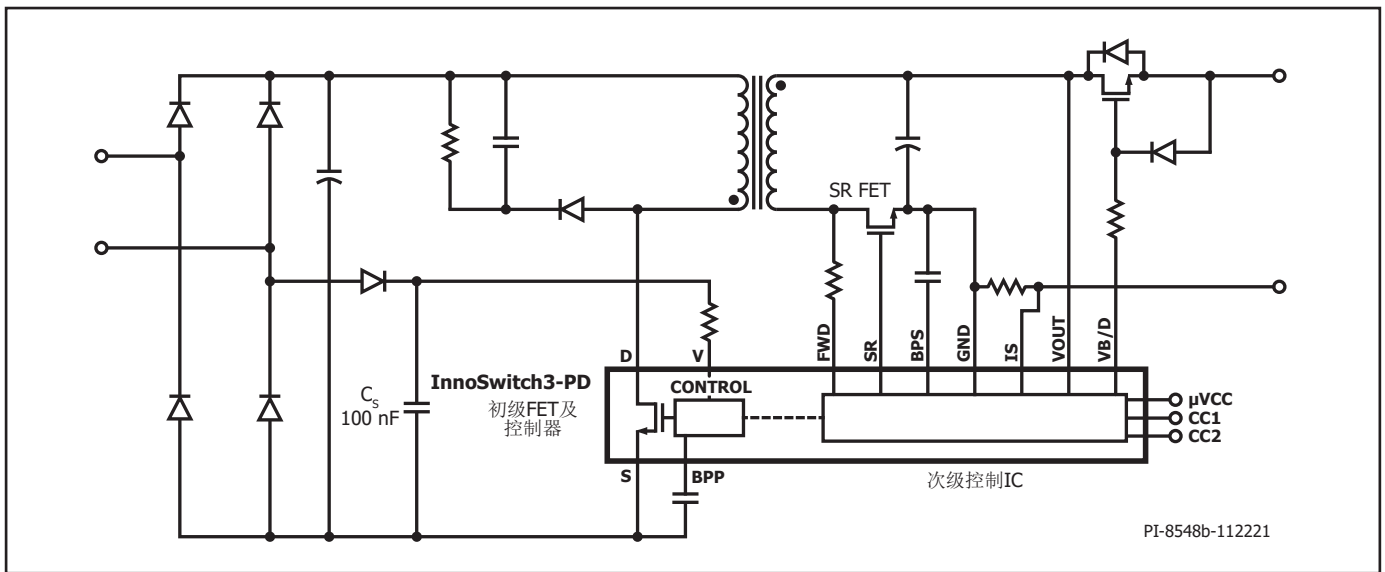


图 17. 快速AC复位线路

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。虽然不精确，但初级侧控制器可以使用偏置绕组电压确定输出电压状态的合理近似值。连接在偏置绕组输出和初级旁路引脚之间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。建议在额定满载和最低额定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倍的稳压管能够确保过压保护不会在正常工作情况下误动作，但又能对故障做出反应。

初级侧缓冲器钳位

缓冲电路应用于初级侧，如图15所示的电路示例。这可以防止在每个开关周期中开关关断的一瞬间在开关漏极出现过高的电压尖峰。虽然可以使用传统的RCD钳位，但RCDZ钳位的效率最高。图15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恢复部分能量，从而提高效率。

InnoSwitch3-PD的元件

次级侧电路

次级旁路引脚 – 去耦电容

应使用一个2.2 μ F、10V/X7R或X5R/0805多层陶瓷电容对InnoSwitch3-PD 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 μ F的电容量也不可取，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，因为陶瓷电容的电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）而言。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。

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4.4V。对于此类应用，InnoSwitch3-PD IC具有一个内部电荷泵，可将次级旁路引脚的电压调整为4.4V。

正激引脚电阻

推荐使用47 Ω 的5%电阻，以确保足够的IC供电电流。不应使用过低的电阻值，因为这会影响器件的工作，比如同步整流器驱动的时序。在某些情况下，如果观察到群脉冲，则应使用更高的值。但是，这一数字不应超过150 Ω 。

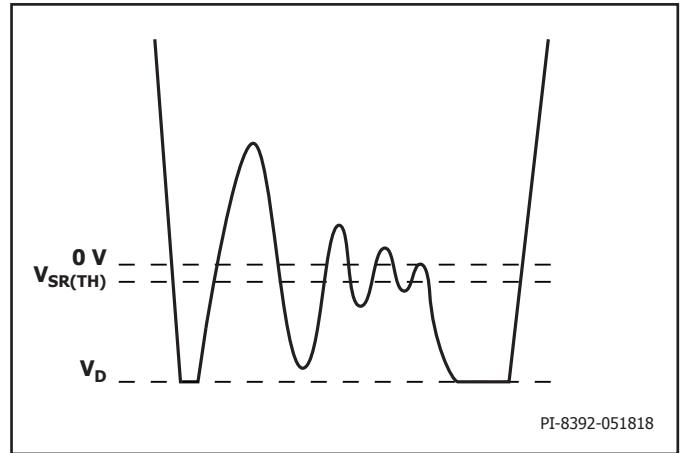


图 18. 握手后反激周期中SR FET导通期间不可接受的正激引脚电压波形

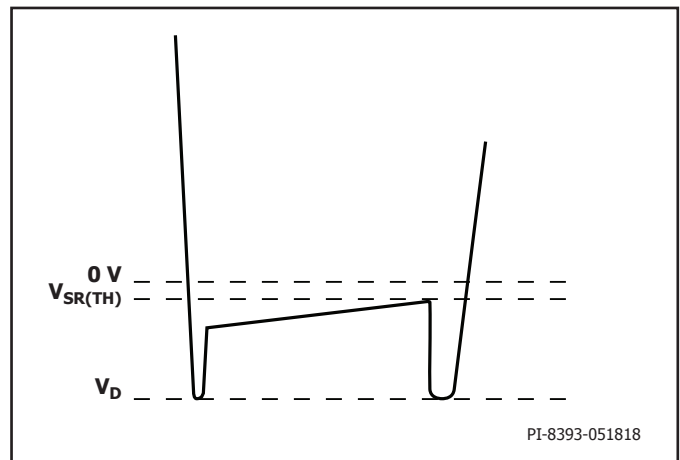


图 19. 握手后反激周期中SR FET导通期间可接受的正激引脚电压波形

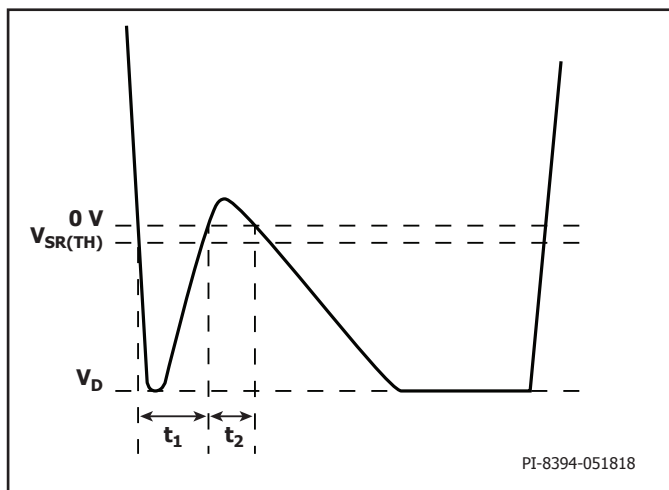


图 20. 握手前反激周期中体二极管导通期间不可接受的正激引脚电压波形注:

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

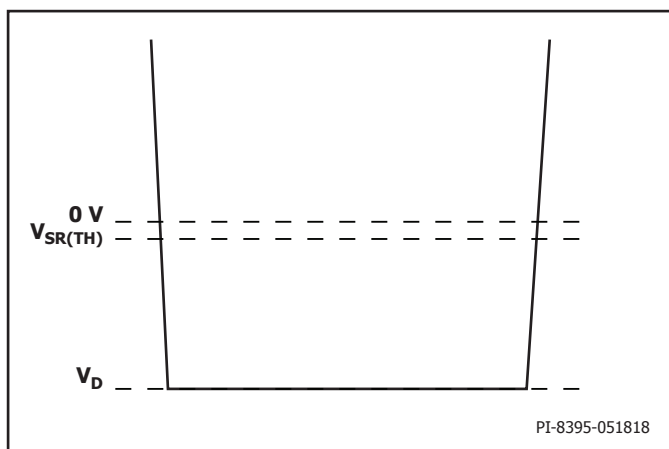


图 21. 握手前反激周期中体二极管导通期间可接受的正激引脚电压波形

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栅极应直接连接至InnoSwitch3-PD IC的同步整流管驱动引脚(如果使用单个SR FET, 则没有额外的电阻连接到SR FET的栅极电路)。SR FET会在SR FET的漏极电压降至0V以下时关断。

可选用 $18\text{m}\Omega$ $R_{\text{DS(ON)}}$ 的FET满足5V/2A输出的使用需要, $8\text{m}\Omega$ $R_{\text{DS(ON)}}$ 的FET则可以用于额定输出12V/3A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; 范围介于1.5V至2.5V之间的低开通阈值电压的FET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FET, 只要其数据手册明确规定了在4.5V栅极电压下整个温度范围的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 数值即可。

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。InnoSwitch3-PD IC检测到反激周期结束时, SR FET $R_{\text{DS(ON)}}$ 两端电压达到 $V_{\text{SR(TH)}}$, 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。可以添加与SR FET并联的肖特基二极管以提供更高效率。可是好处也是有限度的, 对于5V/2A设计来说, 外部二极管可在85VAC下为满载效率增加~0.1%的改善, 在230VAC下增加~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1.3至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 $V_{\text{OR}} < 60\text{V}$ 的5V设计, 额定值100V的FET和二极管适用于大多数输出电压 $> 9\text{V}$ 的USB PD设计。

次级漏抗与SR FET电容(COSS)之间的交互会在绕组的电压反向(由于初级MOSFET导通)时导致SR FET漏极电压波形振铃。这种振荡可通过使用连接SR FET的RC缓冲器被抑制。可以使用一个范围介于 10Ω 至 47Ω 的缓冲器电阻(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 1nF 至 2.2nF 的电容。对于电压转换期间SR FET漏极波形未如图19所示且电路原理图类似于图18的设计, 建议以 200mV 的小增量进行电压转换。

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。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。应注意确保使用电压额定值高于最高输出电压且裕量充足 ($>20\%$) 的电容。

输出过载保护

电源可提供的最大功率由设定的 V_{KP} 与满量程电流限值的乘积获得。输出电压低于设定的 V_{PK} 阈值时, InnoSwitch3-PD IC将在达到设定的限流点(如果小于满量程限流点)时或者IS及GND引脚之间的电流超过 $I_{\text{SV(TH)}}$ 阈值时对输出电流进行限制, 并提供限流或恒流工作。满量程限流点由IS和GND引脚之间的电阻设置。可以通过I²C设定较低的限流点值。只要输出电压超过设定的 V_{KP} 阈值, InnoSwitch3-PD IC就会提供恒功率特性。设定限流点内的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_{KP} 与设定限流点的乘积所设置的最大功率。

μVCC引脚上的去耦电容

建议在 μVCC 和GND引脚之间至少放置一个额定电压为10V或更高的 $2.2\mu\text{F}$ 的陶瓷电容。

V_O引脚上的去耦电容

建议在靠近 V_{O} 引脚的地方放置一个 $1-2.2\mu\text{F}$ 的陶瓷电容。该电容的电压额定值应高于最高输出电压, 并具有适当的裕量 ($>20\%$)。

NTC引脚上的去耦电容

建议在NTC和GND引脚之间至少放置一个560pF的陶瓷电容。应使用10V或更高额定值的电容。如果注重成本的客户不打算使用NTC，则应将NTC引脚连接至GND引脚。

CC1和CC2引脚电阻、电容和齐纳稳压管

这些引脚连接至USB Type-C连接器以进行通信。这些引脚和USB Type-C连接器之间有电阻（R20和R21，推荐使用22Ω），这些引脚与输出GND之间有电容（C15、C16、560pF X5R或X7R，推荐使用10V或更高额定值），它们共同构成低通RC滤波器，可提高ESD敏感性。CC1和CC2引脚与输出GND之间还有齐纳稳压管（D6和D7，推荐使用24V），以提高ESD敏感性。

IS至GND引脚电容

建议在InnoSwitch3-PD IC的IS和GND引脚之间使用额定电压为10V或更高的2.2μF至4.7μF陶瓷电容，以实现精确的恒流调整。如图15所示，还建议使用10Ω电阻R12，以提供用于电流检测的RC滤波器。

IS至GND引脚电流检测电阻

该检测电阻的选择使所需的满量程电流在IS和GND引脚之间产生32mV的电压降。建议使用公差为1%或更低的电阻。这个检测电阻需要尽可能靠近InnoSwitch3-PD IC的引脚，以实现精确的电流测量和恒流调整。对于3A或更高的输出电流，该电阻通常<10mohm。因此，铜走线电阻会产生额外的有效电阻。应特别注意从InnoSwitch3-PD IC到该电阻的连接，以尽量减少铜走线电阻的影响。

输出去耦电容

需要一个高达10μF的陶瓷输出去耦电容来通过18kV ESD空气放电。该电容的电压额定值应高于最高输出电压，并具有足够的裕量(>20%)。

母线开关

建议采用低 $R_{DS(ON)}$ 的N沟道FET母线开关，以降低高负载电流时的效率影响。FET不必是逻辑级FET。在4V的栅极阈值时，应充分增强。

母线放电

母线放电的电阻值是根据高压向低压转换的放电时间要求来选择的。电阻值的大小不应超过电气参数表中指定的VB/D引脚的电流额定值。对于单向电流，建议使用一个通用二极管。

部分参考设计和其他文档中使用了两种不同的母线放电电路。在一种电路中，母线放电电阻连接在母线开关的栅极和VB/D引脚之间。在另一种电路中，该电阻与母线开关栅极和源极之间的二极管串联连接。对于所有新设计，建议使用本数据手册中所示的电路方案以及图15中的设计示例。

电路板布局建议

参见图22了解使用InnoSwitch3-PD IC的开关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。

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RCD钳位或一个稳压管(~200V)外加一个二极管钳位均可实现。为改善EMI，从钳位元件到变压器再到IC的环路距离应保证最短。

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。因它连接到安静的源极节点，可以将这部分铺铜的面积扩大以实现良好的散热。输出SR FET也是一样，尽量增大连接封装引脚的PCB面积，以帮助SR FET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下、最低额定输入AC供电电压下以及最高额定工作温度下工作时，IC温度能保持在110°C以下。也可以根据其他特定要求进一步降额。

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。这样放置会使高幅值的共模浪涌电流远离IC。注意：如果在输入端使用了π型（C、L、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 FET

为达到最佳性能，由次级绕组、输出SR FET及输出滤波电容所组成的环路区域面积应最小。SR FET的源极引脚连接应连接到输出电容负极和InnoSwitch3-PD IC的GND引脚，并以短接方式连接，以减少走线阻抗压降，因为这对FWD引脚对IC GND引脚的检测至关重要，以便在非连续工作模式下关断SR FET。SR FET的漏极和FWD引脚电阻之间的连接也应缩短，最好使用单独的走线直接连接至SR FET漏极引脚。此外，与SR FET端子连接的铜箔区域应足够大，以便用来散热。

IS-GND引脚、检测电阻走线

建议由电流检测电阻至IS-GND引脚的走线在电流检测电阻的两个节点上形成星形连接，以实现精确的CC设置点。IS-GND检测走线应在电流检测电阻的焊盘最内侧，以避免测量电阻的焊盘或进出检测电阻的负载走线上的任何压降。

μVCC、CC1和CC2引脚

至μVCC、CC1和CC2引脚的走线应远离任何噪声节点或走线。如果可能，屏蔽走线应与μVCC、CC1和CC2走线平行。

V_o引脚，输出电压检测走线

建议将输出电压检测走线直接从V_o引脚连接至输出电容正极，以避免电压降对电源走线的影响。

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(>8mm)，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。在此方案中，6.4mm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。这小于InnoSwitch3-PD IC初次级之间的电气间隙。为了进一步提高ESD性能，可以在共模扼流圈下增加放电间隙。

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，并且相关电路走线走线长度应尽量短。

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

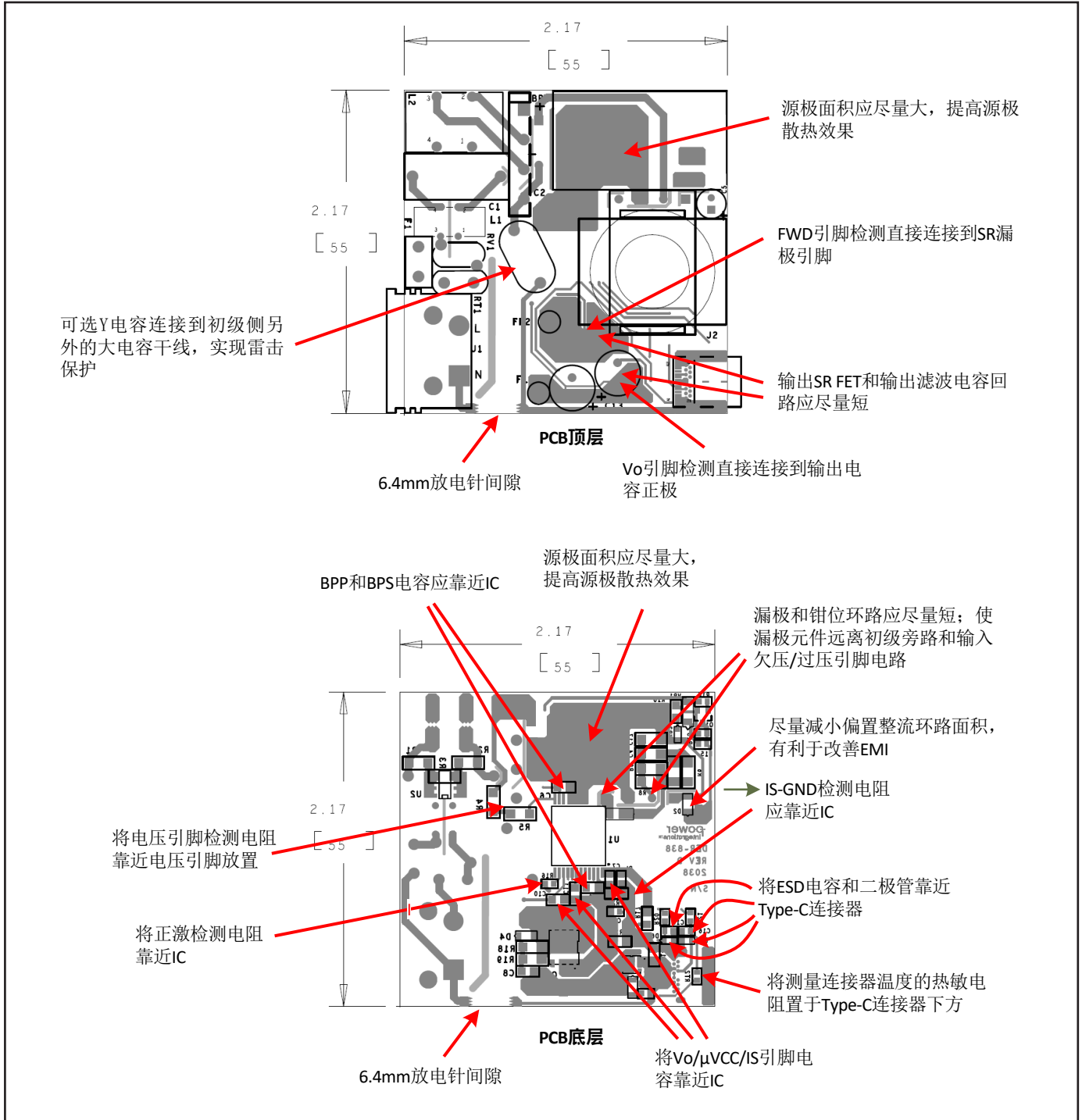


图 22. PCB布板建议

降低EMI的建议

- 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。应注意确保这些环路的环路面积尽量小,并使开关节点/走线远离安静的节点/走线。
- 初级侧钳位二极管两端外加小电容有助于降低辐射EMI。
- 与偏置绕组串联的电阻有助于降低辐射EMI。
- 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。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。
- 连接输出SR FET的RC缓冲器有助于降低高频辐射及传导EMI。
- 可以在输入整流电路使用一个由差模电感和电容组成的 π 型滤波器,以降低低频差模EMI。
- 电源输出端并联一个 $1\mu\text{F}$ 或更高的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能够在最低输入电压下提供额定功率。电源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 $2\mu\text{F}/\text{W}$ 的值,始终使直流母线电压高于 70V ,但 $3\mu\text{F}/\text{W}$ 可提供更多的裕量。应测量直流母线纹波,并且应注意检查该电压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-PD IC的独特特性是,设计人员可以通过调整设计规格将满载下的开关频率设置在 25kHz 至 95kHz 的范围内。为降低器件温度,开关频率可以设置在 60kHz 左右。为了使变压器尺寸更小,需要将开关频率设置为接近最大 95kHz 的值。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。下表提供了基于器件型号的频率选择指南。这些值是基于不同大小的内部高压开关和变压器尺寸权衡考虑总器件损耗(导通损耗和开关损耗)的结果。

INN3865C/INN3875C	80kHz
INN3866C/INN3876C	75kHz
INN3877C	70kHz
INN3896C	70kHz
INN3867C/INN3868C	65kHz
PowiGaN器件INN3878C	70kHz
PowiGaN器件INN3879C	65kHz
PowiGaN器件INN3870C	60kHz

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。为充分利用QR特性和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,在最小输入电压条件下应满足 $K_p = 0.8$,而对于输入电压仅限于高压输入的设计应满足 $K_p = 1$ 。

为达到设计优化的目的,应考虑到其取值不同会给设计带来如下影响:

- 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-PD器件的输出功率能力。
- 较高的 V_{OR} 还可以降低输出二极管和SR FET的电压应力。
- 较高的 V_{OR} 会增加漏感,从而降低电源效率。
- 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。

但也有一些例外情况。输出电流非常大时,应降低 V_{OR} 以获得最高的效率,输出电压高于 15V 时, V_{OR} 应更高,以在输出同步整流管上保持合理的PIV。

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23)。

$$K_p \equiv K_{\text{RP}} = I_{\text{R}}/I_{\text{P}}$$

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。

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

推荐对大部分InnoSwitch3-PD IC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-PD IC温度。如果 K_p 进一步减小,准谐振开关的优势开始减弱。

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。Power Integrations的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设计限制。建议仅使用低损耗磁芯,因为电源设计通常会因小外壳要求而面临散热的挑战。

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，为了满足所要求的安全爬电距离，还是有必要输入一个小的安全边距。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咨询安规工程师及变压器供应商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并不适合采用安全边距的变压器结构。对于采用InnoSwitch3-PD IC的紧凑型电源设计，建议次级侧使用三层绝缘线，这样就无需安全边距。

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。 $\geq 200\text{Cmils/Amp}$ 的值可用作大部分设计的起始值，但根据热设计限制可能需要采用更高的值。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(频率132kHz)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-PD 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，可以保证在开机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 V_{OR} ，即可计算变压器初级电感量。免费PI Expert™套件的组成部分PIXIs设计表格可用来辅助变压器设计。

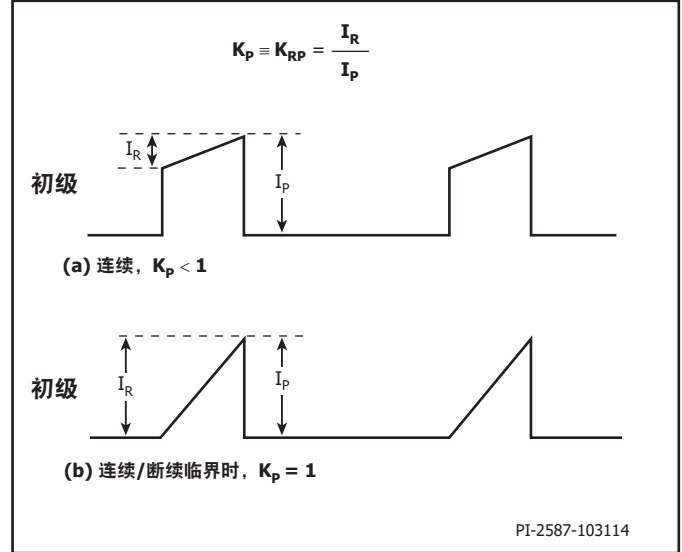


图 23. 连续导通模式电流波形, $K_p \leq 1$

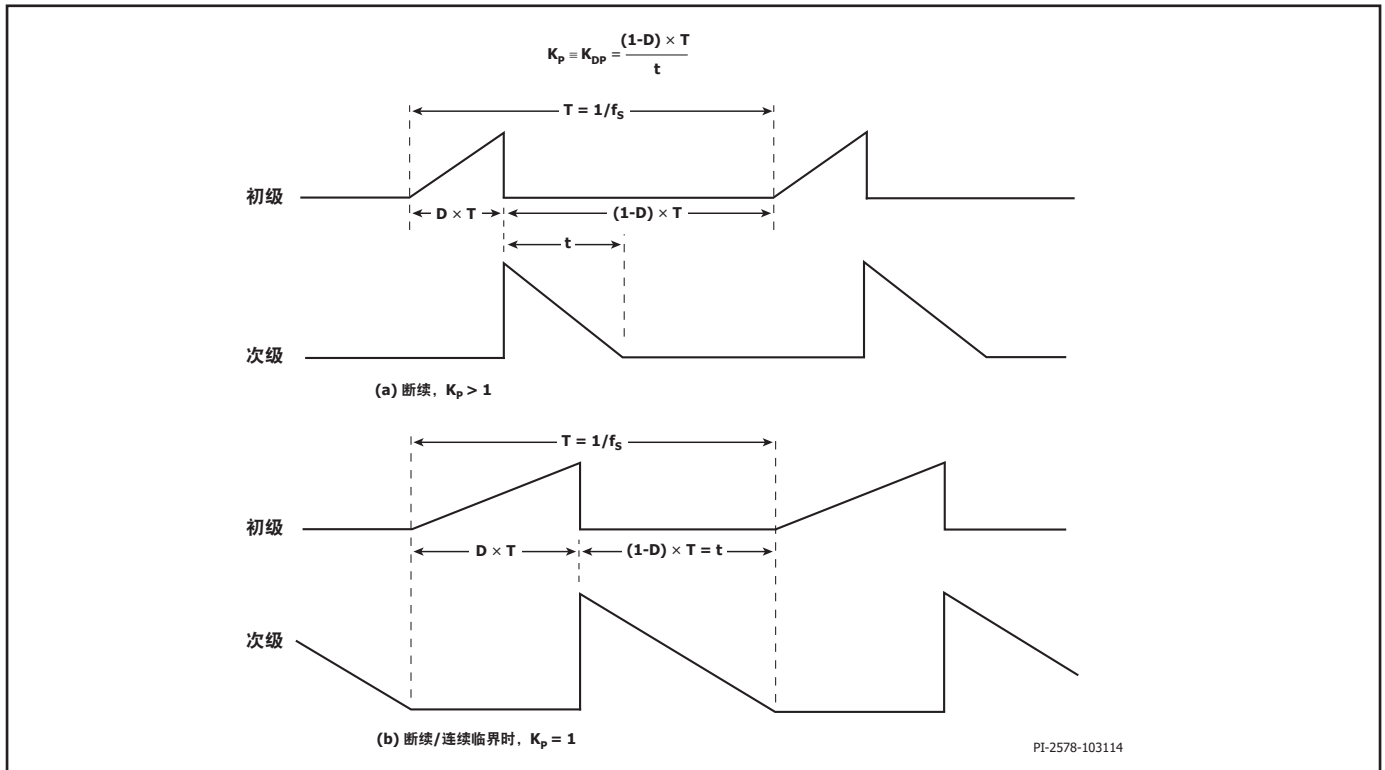


图 24. 断续模式电流波形, $K_p \geq 1$

减小音频噪声的变压器构造

虽然InnoSwitch3-PD具有降噪引擎，可以防止在主要的可听范围内工作，但建议在变压器气隙中涂抹触变性环氧胶。当电源在轻载状态下工作时（可导致低频工作），这有助于抑制任何音频噪声。

使用PowiGaN器件 (INN3878C、INN3879C和INN3870C)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25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。钳位二极管的正向恢复将在初级开关关断的一瞬间增加一个尖峰。图25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。这样可确保出色的长期可靠性和设计裕量。

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	VOR的最佳范围
5V	45 - 70
12V	80 - 120
15V	100 - 135
20V	120 - 150
24V	135 - 180

表 3. 针对不同输出电压的最佳VOR范围

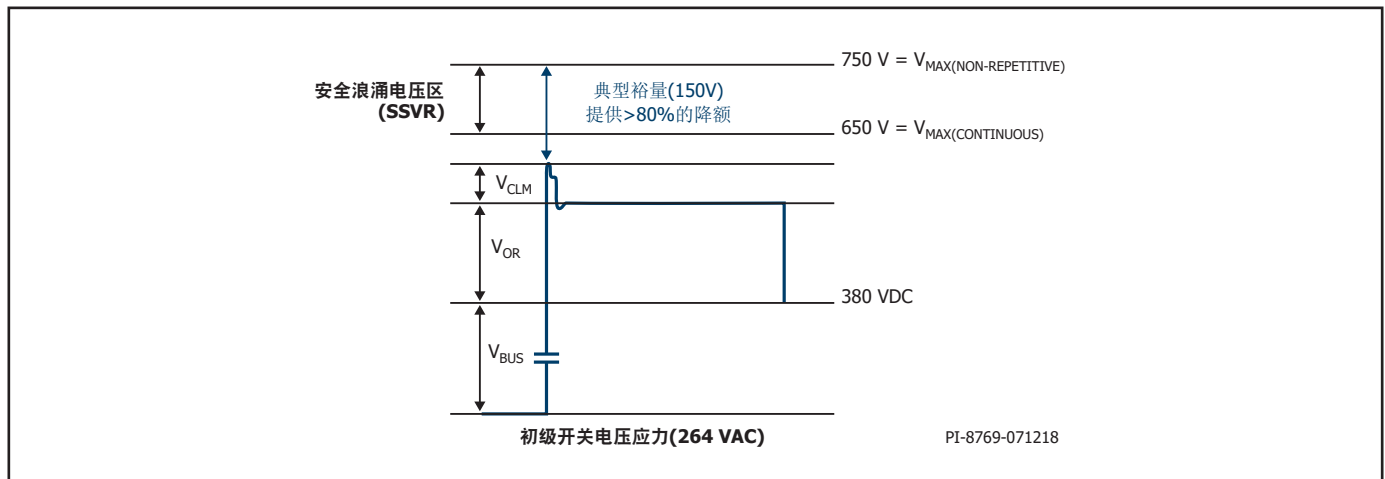


图 25. 264VAC输入电压的峰值漏极电压

快速设计校验

对于任何使用InnoSwitch3-PD的电源设计，都应该经过全面测试以确保在最差条件下元件的限制没有超过规定范围。

建议至少进行如下测试：

1. 最大漏极电压 – 在正常工作和启动时，检查确认InnoSwitch3-PD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，另外也要检测电源开启时是否出现过高的前沿导通电流尖峰。在稳态工作下重复以上操作，校验前沿电流尖峰在 $t_{LEB(MIN)}$ 结束时低于 $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在任何条件下，最大漏极电流应低于规定的绝对最大额定值。

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-PD IC、变压器、输出SR FET及输出电容的温度是否超标。应有足够的温度裕量以保证InnoSwitch3-PD 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-PD 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。

PowiGaN器件 (INN3878C、INN3879C和INN3870C) 的热阻测试条件

热阻值仅适用于初级功率器件结到环境的热阻。

在自定义的热测试PCB上执行测试，如图26所示。测试板由两层2盎司铜箔区域组成，InSOP封装安装在顶部，并连接到550mm²底层铜箔散热区域。

这两层之间的连接是通过封装安装区域外部的5x17矩阵中的82个过孔进行的。过孔的间距为40密耳，直径为12密耳，没有填充镀通孔。

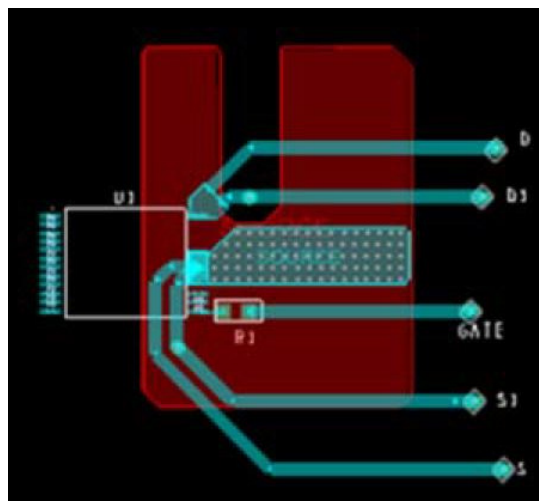


图 26. PowiGaN器件 (INN3878C、INN3879C和INN3870C) 的热阻测试条件

固件配置

名称	功能	PDO	APDO	母线开关已禁止状态 (默认)
OVA	过压阈值	$1.1 \times V_{OUTMAX}^1$	$1.1 \times V_{OUTMAX}^1$	6.2V
UVA	欠压阈值	3.1V	3.1V	3.6V
CVO	仅恒压	已使能	已禁止	已禁止
OVL	过压故障响应	AR	AR	AR
UVL	欠压故障响应	AR	AR	AR
CVOL	恒压模式故障响应	AR	不适用	NR
UVL计时器	UVL故障计时器	8ms	8ms	64ms
CVOL计时器	CVOL故障计时器	8ms	不适用	8ms
CDC	输出线压降补偿	300mV	0mV	0mV
VKP	恒定输出功率拐点电压	24V	24V	24V
CCSC	输出短路故障检测	AR	AR	AR
ISSC	IS引脚短路故障响应和检测频率	NR 50kHz	NR 50kHz	NR 50kHz
OTP	次级过温故障滞回	40°C	40°C	40°C
VCONN OCP	VCONN过流保护	已使能	已使能	已禁止
VCONN OCP阈值	VCONN过流保护阈值	40mA	40mA	40mA
Type-C OTP	连接器过温保护故障保护	已禁止	已禁止	已禁止

注释:

$$1. V_{OUT(MAX)} = \text{MAX} \{V_{OUT(MAX)APDO}, V_{OUT(MAX)PDO}\}$$

表 4. 固件配置表 (可能会根据固件而更改)

绝对最大额定值^{1,2}

漏极引脚电压: INN3865C–INN3868C	-0.3V至650V	工作结温 ³	-40至150°C
INN3875C–INN3877C	-0.3V至725V	环境温度	-40至105°C
INN3896C	-0.3V至900V	引线温度 ⁴	260°C
漏极引脚电压 ⁵ : INN3878C–INN3870C.....	-0.3V至750V	备注:	
漏极引脚峰值电流: INN3865C	3.87A 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。	
INN3875C	4.11A 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。	
INN3866C	4.88A ⁷	3. 通常由内部电路控制。	
INN3876C	5.19A ⁷	4. 在距壳体1/16英寸处测量, 持续时间5秒。	
INN3867C	5.57A ⁷	5. PowiGaN器件: 最大漏极电压(非重复脉冲)	-0.3V至750V
INN3896C	5.72A ⁷	最大连续漏极电压	-0.3V至650V
INN3877C	5.92A ⁷	6. 小于500 μs 的绝对最大电压为3V。	
INN3868C	6.24A ⁷	7. 有关最大允许电压和电流的对应关系, 请参见图27、33、41和42。	
PowiGaN器件INN3878C	6.5A ⁷		
PowiGaN器件INN3879C	10A ⁷		
PowiGaN器件INN3870C	14A ⁷		
BPP/BPS引脚电压	-0.3V至6V		
BPP/BPS引脚电流	100mA		
CC1、CC2引脚电压	-0.3V至28V		
NTC引脚电压	-0.3V至6V		
μVCC 引脚电压	-0.3V至5.5V		
FWD引脚电压	-1.5V至150V		
SR引脚电压	-0.3V至6V		
V引脚电压	-0.3V至650V		
VOUT引脚电压	-0.3V至27V		
VB/D引脚电压	-0.3V至35V		
IS引脚电压	-0.3V至0.3V ⁶		
存储温度	-55至150°C		

热阻

热阻:

INN38x5C至INN38x7C	
(θ_{JA})	76°C/W ¹ , 65°C/W ²
(θ_{JC})	8°C/W ³
PowiGaN器件 INN3878C/3879C/3870C	
(θ_{JA})	50°C/W ⁴

备注:

1. 焊在0.36平方英寸(232mm²)、2盎司(610g/m²)铜箔区域。
2. 焊在1平方英寸(645mm²)、2盎司(610g/m²)铜箔区域。
3. 壳体温度在封装顶部测量。
4. 请参见图26。

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 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		kHz	
调制频率	f_{M}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $f_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$	0.7	1.15		kHz	
最大开通时间	$t_{\text{ON(MAX)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		14.6	16.9	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}	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ (开关停止开关) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C – INN38x7C	145	200	425	μA
			INN3878C – INN3870C	145	266	425	
	I_{S2}	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ (器件开关频率 132kHz) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3865C		0.65	1.03	mA
			INN3866C		0.86	1.21	
			INN3867C		1.03	1.38	
			INN3868C		1.20	1.75	
			INN3875C		0.79	1.10	
			INN3876C		1.02	1.38	
			INN3877C		1.20	1.73	
			INN3896C INN3878C INN3879C INN3870C		0.90 1.24 1.95	1.35 1.79 2.81	
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		mA	
	I_{CH2}	$V_{\text{BP}} = 4\text{V}, T_j = 25^{\circ}\text{C}$	-5.98	-4.65			
BPP引脚电压	V_{BPP}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.65	4.90	5.15	V	
BPP引脚电压滞回	$V_{\text{BPP(H)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.39		V	
BPP分流电压	V_{SHUNT}	$I_{\text{BPP}} = 2\text{mA}$	5.15	5.36	5.65	V	
BPP上电复位阈值电压	$V_{\text{BPP(RESET)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	2.8	3.15	3.50	V	
UV/OV引脚电压缓升阈值	$I_{\text{UV+}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C – INN38x7C	23.6	25.8	28.0	μA
			INN3878C – INN3870C	22.9	24.9	27.2	
UV/OV引脚电压跌落阈值	$I_{\text{UV-}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C – INN38x7C	20.0	22.0	24.5	μA
			INN3878C – INN3870C	19.0	21.7	23.6	
电压跌落延迟时间	$t_{\text{UV-}}$			35		ms	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 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)							
UV/OV引脚输入过压阈值	I_{OV+}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C – INN38x7C	106	115	118	μA
			INN3878C – INN3870C	106	112	118	
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-}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C – INN38x7C	100	106		μA
			INN3878C – INN3870C	98	104		
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+}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$			3		μs
电压引脚电压额定值	V_V	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		650			V
电路保护							
标准电流限流点(BPP) 电容 = $0.47\mu\text{F}$ 见注释D	I_{LIMIT}	$di/dt = 213\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C	883	950	1017	mA
		$di/dt = 238\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x6C	1162	1250	1338	
		$di/dt = 300\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3877C	1255	1350	1445	
			INN3867C	1348	1450	1552	
		$di/dt = 375\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3868C	1534	1650	1766	
			INN3878C	1581	1700	1819	
		$di/dt = 425\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3879C	1767	1900	2033	
$di/dt = 525\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3870C	2139	2300	2461			
升高电流限流点(BPP) 电容 = $4.7\mu\text{F}$ 见注释D	$I_{LIMIT+1}$	$di/dt = 213\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x5C	1040	1143	1246	mA
		$di/dt = 238\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN38x6C	1297	1425	1553	
		$di/dt = 300\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3877C	1410	1550	1689	
			INN3867C	1494	1642	1790	
		$di/dt = 375\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3868C	1683	1850	2017	
			INN3878C	1714	1884	2054	
		$di/dt = 425\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3879C	1919	2109	2299	
$di/dt = 525\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN3870C	2325	2555	2785			
过载检测频率	f_{OVL}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		102	110		kHz

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
电路保护							
旁路引脚故障关断阈值电流	I_{SD}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	5.8	7.4		mA	
自动重新启动导通时间	t_{AR}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	75	82	89	ms	
自动重新启动触发跳频时间	$t_{AR(SK)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释A		1.3		秒	
自动重新启动关断时间	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2	2.11	秒	
短自动重新启动关断时间	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 见注释A		0.20		秒	
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	INN3865C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.95	2.24	Ω
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.02	3.47	
		INN3875C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.95	2.24	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.02	3.47	
		INN3866C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.30	1.50	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.02	2.32	
		INN3876C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.34	1.54	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.08	2.39	
		INN3867C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.02	1.17	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.58	1.82	
		INN3877C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.20	1.38	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.86	2.14	
		INN3868C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.91	1.05	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.33	1.53	
		INN3896C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.35	2.80	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.40	4.20	
		INN3878C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.52	0.68	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.78	1.02	
INN3879C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44			
	$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62			
INN3870C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39			
	$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54			
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	
漏极供电电压			50			V	
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		$^{\circ}\text{C}$	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级						
最大次级频率	f_{SREQ}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	118	132		kHz
最小关断时间	$t_{\text{OFF(MIN)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.7	3.6	4.6	μs
BPS 引脚锁存指令 关断阈值电流	$I_{\text{BPS(SD)}}$		5.2	8.9		mA
启动 VOUT 引脚调整电压	$V_{\text{OUT_REG}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.85	5	5.15	V
输出电压设定范围	$V_{\text{OUT(R)}}$	默认值 = 5V	3.00		24.00	V
	TOL_{VOUT}	公差 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-3		+3	%
可变输出电压步长	ΔV_{OUT}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		10		mV
输出电压报回公差	$V_{\text{OUT(T)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-3		3	%
归一化输出电流公差	I_{OUT}	0.6 - 1.0 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 见注释C	-5		5	%
		0.2 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 见注释C	-15		15	
归一化输出电流步长	ΔI_{OUT}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.78		%
内部限流电压阈值	$I_{\text{SV(TH)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 跨外部IS至GND引脚电阻 见注释E		32		mV
CDC 公差	$\text{TOL}_{\phi_{\text{CD}}}$	$100\text{mV} \leq \text{CDC} \leq 400\text{mV}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-35		+35	mV
输出过压设定范围	V_{OVA}	默认值 = 6.2V	6.2		25	V
输出过压公差	TOL_{OVA}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-3		3	%
输出欠压设定范围	V_{UVA}	默认值 = 3.6V	3		24	V
输出欠压公差	TOL_{UVA}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-3		3	%
VB/D 驱动电压	$V_{\text{VB/D}}$	关于 VOUT 引脚	4		10	V
VB/D 导通时间	$t_{\text{R(VB/D)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{\text{LOAD}} = 10\text{nF}$		4	10	ms
VB/D 关断时间	$t_{\text{F(VB/D)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{\text{LOAD}} = 10\text{nF}$		4	10	ms
VB/D 引脚负载放电 内部导通状态电阻	$R_{\text{B/D(ON)}}$	见注释H		32		Ω

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级 (续上)						
VB/D引脚负载放电 内部关断状态电阻	$R_{B/D(OFF)}$		80			$k\Omega$
VOUT引脚泄放电路电流	$I_{VO_{BLD}}$	$V_{OUT} = 5V$ $T_j = 0 - 125^{\circ}\text{C}$		270		mA
μVCC 供电电压	μVCC	$V_{OUT} = 5V$	3.42	3.60	3.78	V
μVCC 复位阈值电压	μVCC_{RST}	见注释B		2.8	3.0	V
BPS引脚电压	V_{BPS}		4.2	4.4		V
BPS引脚电流	I_{SNL}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ VBUS开关断开		0.7	0.9	mA
		$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ VBUS开关闭合		1.03	1.3	
BPS引脚欠压阈值	$V_{BPS(UVLO)TH}$		3.6	3.8	4.0	V
BPS引脚欠压滞回	$V_{BPS(UVLO)TH}$			0.65		V
软启动频率渐升时间	$t_{SS(RAMP)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		11.8		ms
正激引脚击穿电压	BV_{FWD}		150			V
同步整流管, $T_j = 25^{\circ}\text{C}$						
SR引脚驱动电压	V_{SR}		4.2	4.4		V
SR引脚电压阈值	$V_{SR(TH)}$			-5.0	0	mV
上升时间	$t_{R(SR)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ 见注释B	10-90%	50		ns
下降时间	$t_{F(SR)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ 见注释B	90-10%	30		ns
输出上拉电阻	R_{PU}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} + 0.1V$ $I_{SR} = 30\text{mA}$		10	13	Ω
输出下拉电阻	R_{PD}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} + 0.2V$ $I_{SR} = 30\text{mA}$		5.0	5.8	Ω

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
PD控制器 - Type C配置通道CC1和CC2						
0.5A上拉电流通告	$I_{RP(0P5A)}$		64	80	96	μA
1.5A上拉电流通告	$I_{RP(1P5A)}$		166	180	194	μA
3.0A上拉电流通告	$I_{RP(3P0A)}$		304	330	356	μA
BMC接收器						
接收器输入检测阈值	V_{RXTH}	见注释F	550			mV
接收器输入阻抗	R_{BMCRX}			1.3		$\text{M}\Omega$
VCONN开关						
过流检测阈值	$I_{VCONN_OCP_CURRENT}$	见注释G		40		mA
总电阻 (V_{CONN} 开关+保护开关)	$R_{VCONN(CC)}$	$V_{CONN} = V_{CC}$, 电流 = 10mA		6.5		Ω
NTC和内部温度检测						
NTC引脚上拉电流	$I_{SOURCE(NTC)}$			45		μA
NTC的ADC精度	TOL_{ADC}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$			2	%
输入电压范围	V_{ADC_IN}		0.25		2.20	V

注释:

- A. 此参数依据实际特性得到。
- B. 此参数由设计决定。
- C. 使用公差为1%的电阻。
- D. 为确保获得正确的电流限值, 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电容值公差	
	最小	最大
0.47 μF	-60%	+100%
4.7 μF	-50%	不适用

建议至少使用10V/0805/X7R SMD MLCC。

- E. 此参数只能用于计算电流检测电阻的典型值。固件对寄存器进行设定以调整输出电流。公差在归一化输出电流参数(I_{out})中指定。
- F. 该参数为间接测试参数。
- G. 仅在5V输出时, VCONN可提供0.5秒的高达40mA的电流。
- H. 放电期间进入VB/D引脚的电流应限制在<50mA。

典型性能曲线

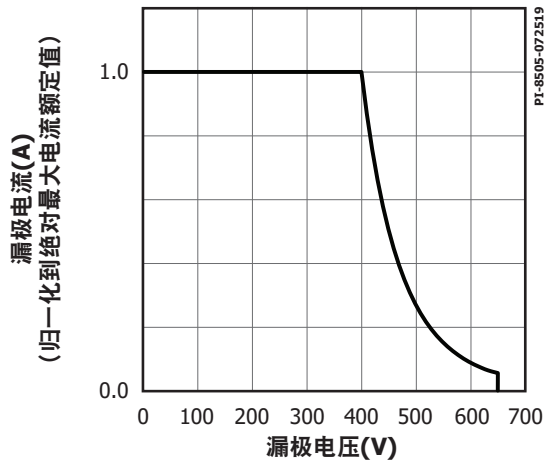


图 27. 最大允许漏极电流相对于漏极电压的变化(INN386x)

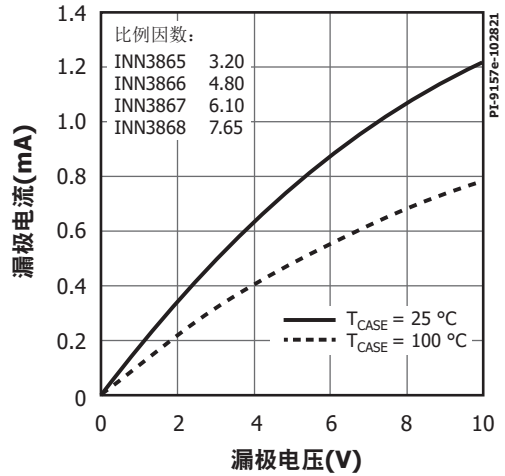


图 28. 输出特性

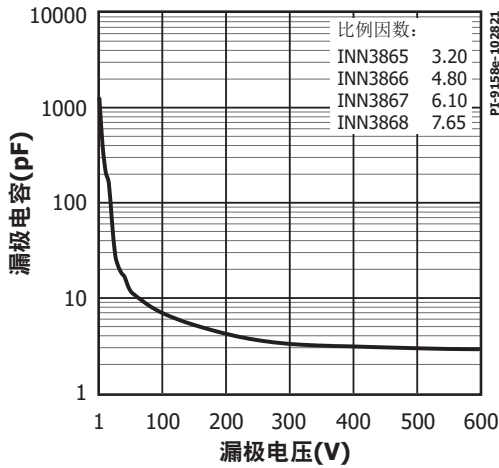


图 29. C_{oss} 相对于漏极电压的变化

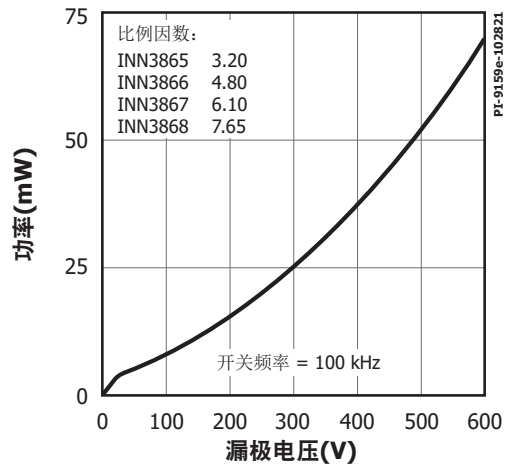


图 30. 漏极电容功率

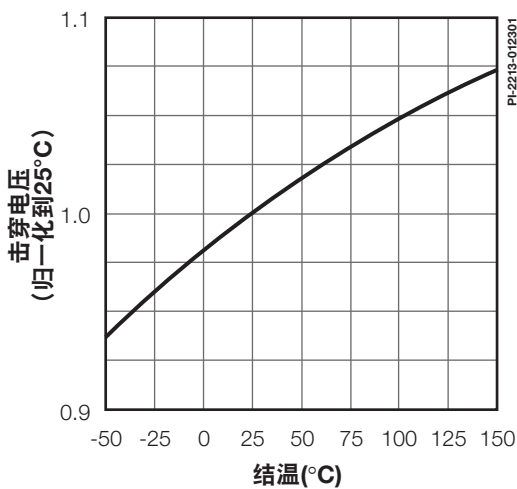


图 31. 击穿电压相对于温度的变化 (不包括INN3878C/INN3879C/INN3870C)

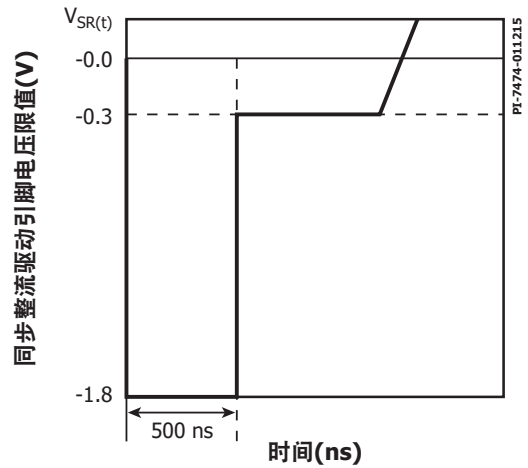


图 32. 同步整流管驱动引脚负电压

典型性能曲线 (续上)

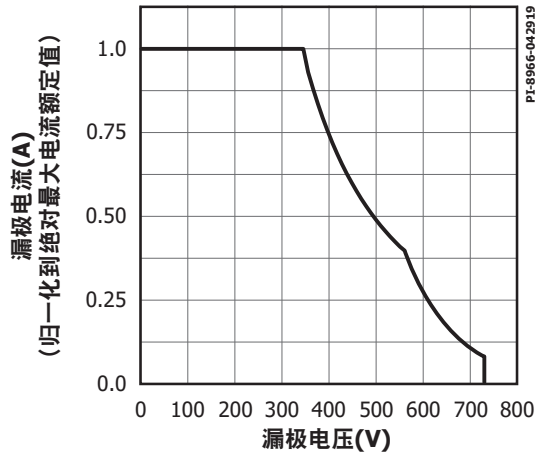


图 33. 最大允许漏极电流相对于漏极电压的变化 (INN3875C/INN3876C/INN3877C)

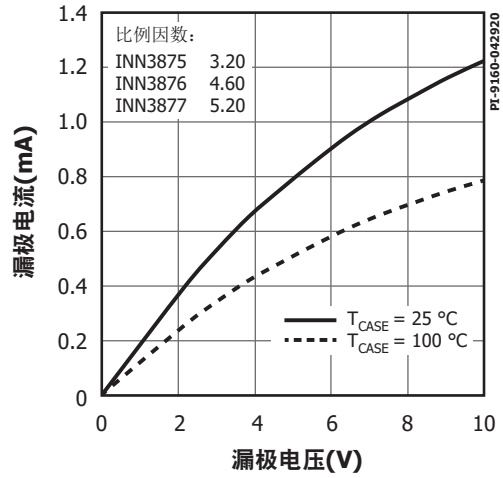


图 34. 输出特性

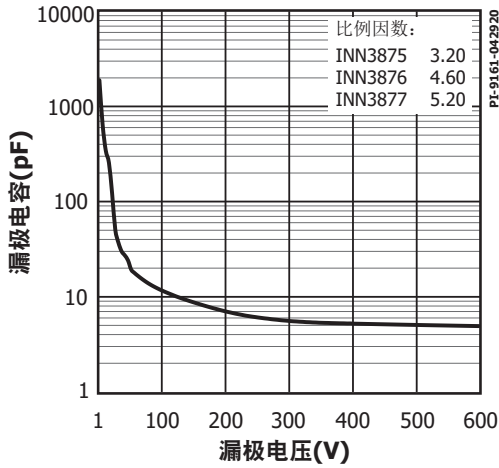


图 35. C_{OSS} 相对于漏极电压的变化

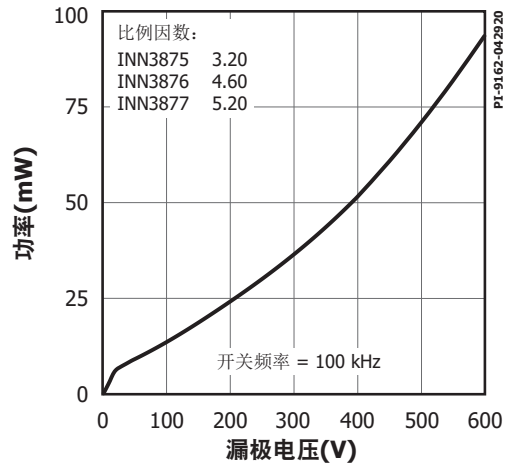
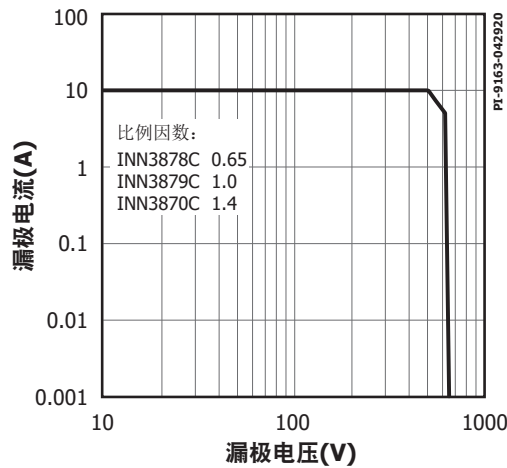
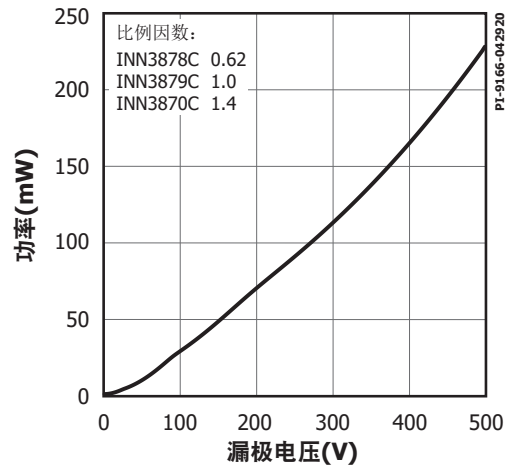
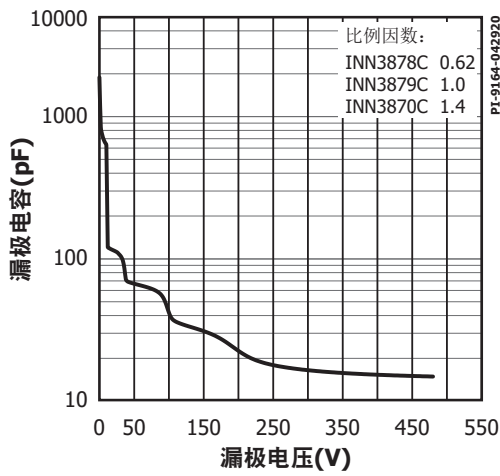
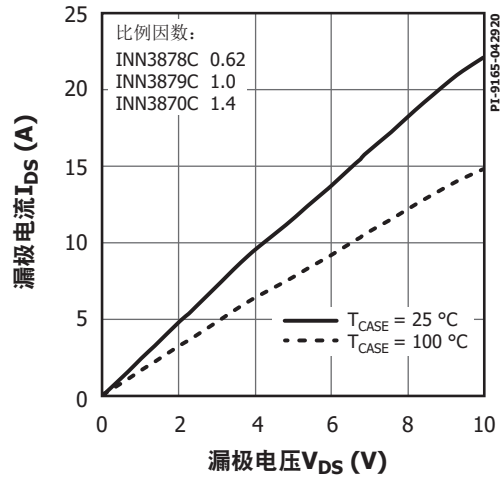
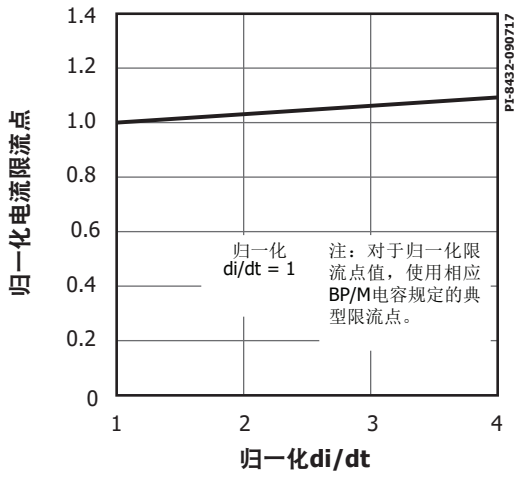


图 36. 漏极电容功率

典型性能曲线 (续上)



典型性能曲线 (续上)

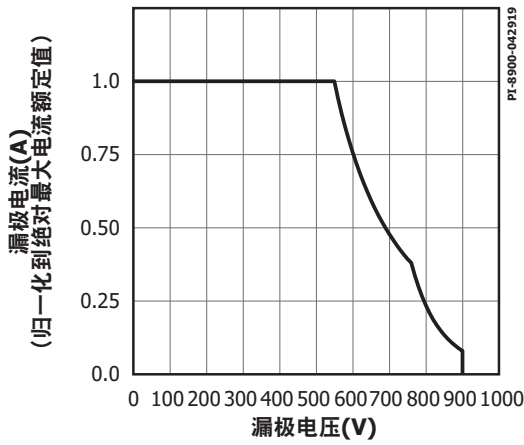


图 42. 最大容许漏极电流相对于漏极电压的变化(INN389x)

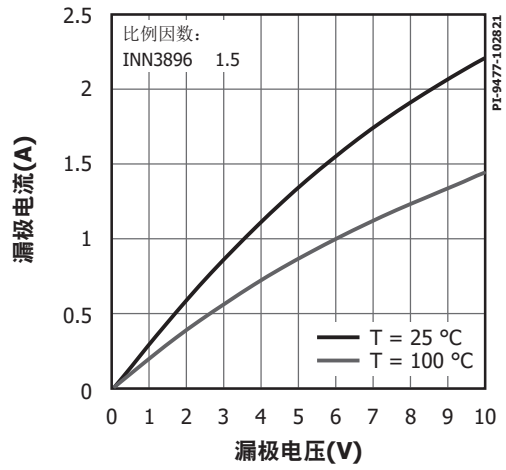


图 43. 输出特性

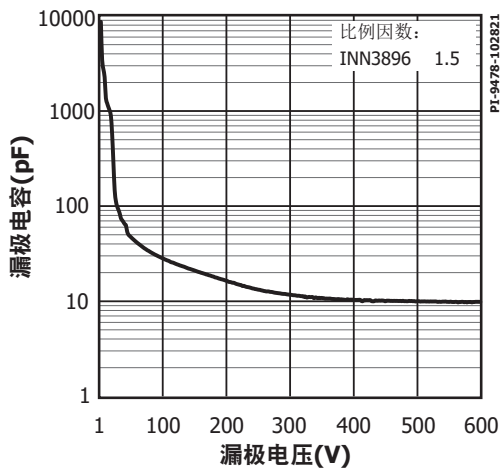


图 44. C_{OSS} 相对于漏极电压的变化

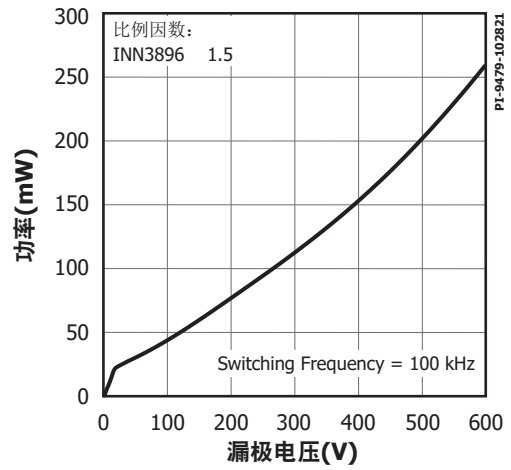
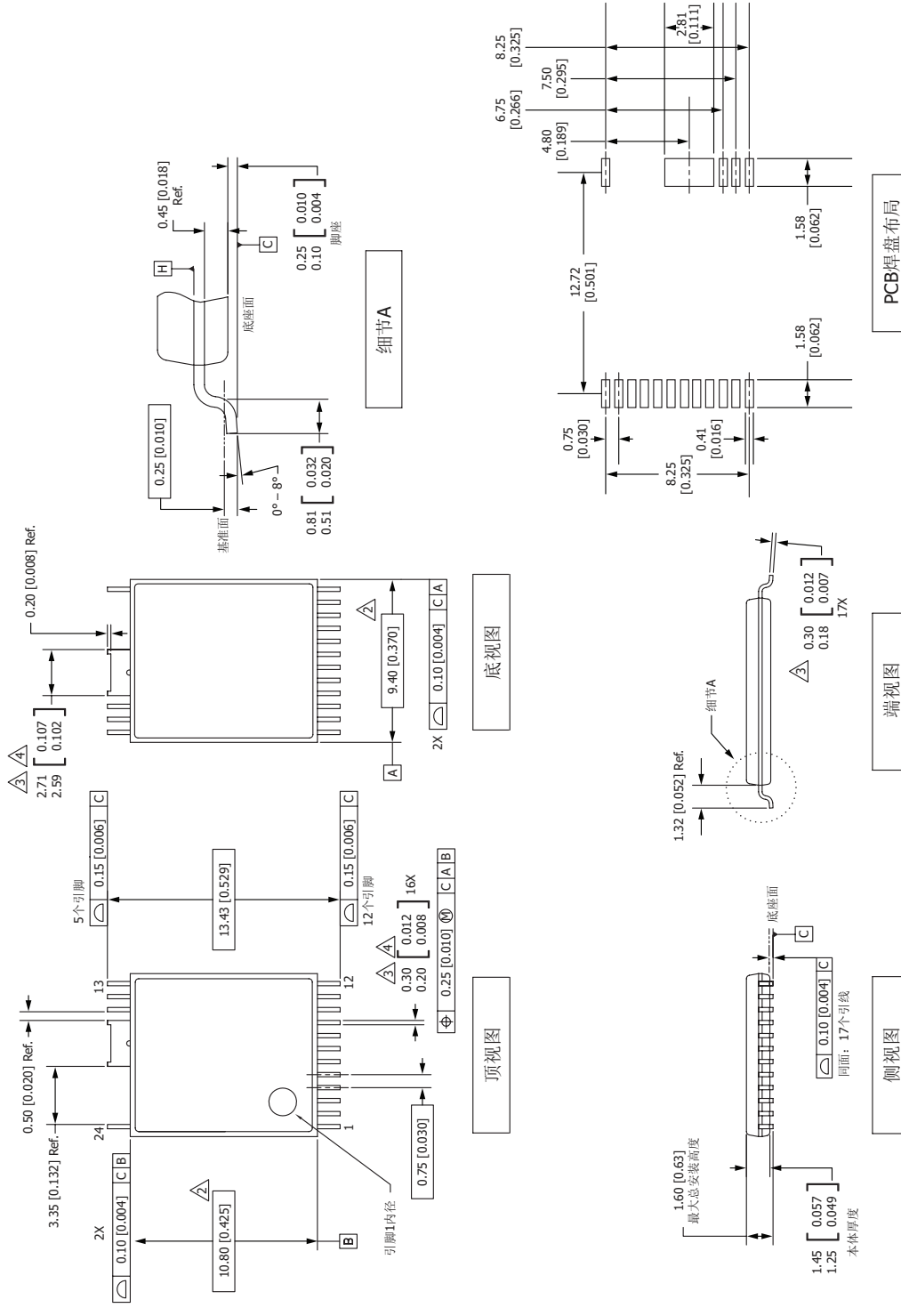


图 45. 漏极电容功率

InSOP-24D

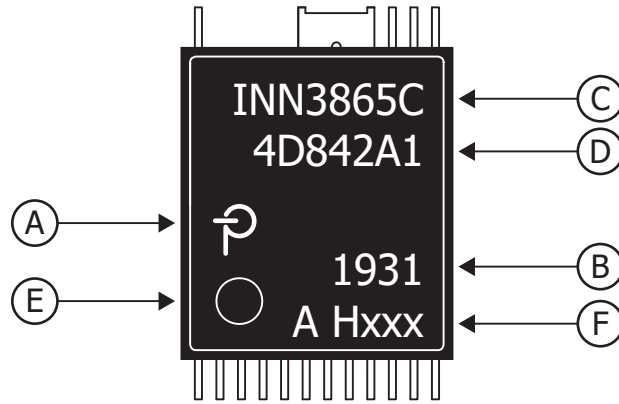


注释:

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, 料口毛刺和引脚毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何偏差, 每侧的翘起不超过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。

封装标识

InSOP-24D



- A. Power Integrations 注册商标
- B. 封装日期代码（表明年份(YY)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. 测试批次信息和特性代码

PI-9156-051721

安规认证规格

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	1.5*	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 (最小值)
瞬态隔离电压		6	kV (最小值)
相比漏电起痕指数(CTI)		>600	V

*INN3878C的电流额定值为1.0A。

参数	符号	条件	额定值	单位	
封装特性					
电气间隙	CLR		11.4	mm (最小值)	
爬电距离	CPG		11.4	mm (最小值)	
绝缘材料内的间距	DTI		0.4	mm	
相比漏电起痕指数	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}	Ω (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	
封装绝缘特性 (见注释2)					
最大RMS工作隔离电压	$V_{IORM(RMS)}$	INN386xC	512	V_{RMS} (最大值)	
		INN387xC	530		
		INN389xC	636		
最大重复峰值隔离电压	$V_{IORM(PK)}$	INN386xC	650	V_{PK} (最大值)	
		INN387xC	725		
		INN389xC	900		
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<5pC	INN386xC	1040	V_{PEAK} (最小值)
			INN387xC	1160	
			INN389xC	1440	
		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<5pC	INN386xC	780	
			INN387xC	870	
			INN389xC	1080	
		方法B1, 100%产品测试, $V_{PD} = 1.875 \times V_{IORM}, t = 1s$ 部分放电<5pC	INN386xC	1220	
			INN387xC	1360	
			INN389xC	1688	
绝缘电阻	R_S	$V_{IO} = 500V, T_S$	> 10^9	Ω	
气候分类			40/125/21		

参数	件	规格参数
IEC 60664-1等级信息		
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 0884-11仅适用于具有以下H code的器件: -H608、-H609、-H610、-H611和-H612

注释3: INN369x器件的VDE 0884-11认证正在进行中。

特性代码表

特性汇总	H801
I_{LIM} 可外部设定	是
过温保护	滞回
输入过压/欠压保护	已使能
输入欠压计时器 (35ms或400ms)	35ms
初级旁路输出过压保护	锁存关断

件订购表 – 标准产品

型号	特性代码	P_{OUT} (W)	PDO和APDO						
			5V/3A	9V/2.22A	12V/1.67A	3.3-5.9V/3A	3.3-11V/2.2A		
INN3865C/ INN3875C	H801	20	5V/3A	9V/2.22A	12V/1.67A	3.3-5.9V/3A	3.3-11V/2.2A		
INN3866C/ INN3876C	H801	30	5V/3A	9V/3A	12V/2.5A	15V/2A	20V/1.5A	3.3-11V/3A	3.3-16V/ 2A
INN3867C/ INN3877C	H801	33	5V/3A	9V/3A	12V/2.75A	15V/2.2A	20V/1.65A	3.3-11V/3A	3.3-16V/ 2.05A
INN3878C/ INN3868C	H801	45	5V/3A	9V/3A	12V/3A	15V/3A	20V/2.25A	3.3-16V/3A	3.3-21V/ 2.25A
INN3879C	H801	60	5V/3A	9V/3A	15V/3A	20V/3A	3.3-21V/3A		
INN3870C	H801	65	5V/3A	9V/3A	12V/3A	15V/3A	20V/3.25A	3.3-21V/3A	

上述产品符合USB Type-C和PD3.0标准要求。

请联系Power Integrations工厂或当地销售代表处，了解是否有其他产品型号。

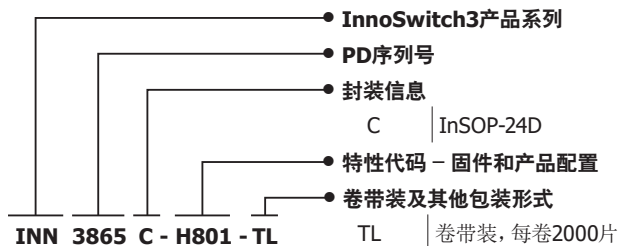
MSL信息

型号	MSL等级
INN38xxC	3

ESD及门锁信息

测试	条件	结果
125°C下锁存	JESD78D	> $\pm 100\text{mA}$ 或 $> 1.5 \times V_{MAX}$, 所有引脚
充电器模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> $\pm 1\text{kV}$, 所有引脚
人体模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> $\pm 2\text{kV}$, 所有引脚, VB/D引脚除外 > $\pm 1\text{kV}$, VB/D引脚

元件订购信息



注释

修订版本	注释	日期
C	代码A发布。	09/21
D	新增元件型号: INN3875/3876/3877/3868/3896	12/21
E	更新了第1页的UL1577绝缘强度。更新了封装和绝缘特性参数表以及IEC 60664-1额定值表注释2和3。	11/22

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, 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

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业务销售)

Einsteinring 24
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: 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

英国

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