

InnoSwitch3-Pro产品系列

集成了高压开关、同步整流和FluxLink反馈功能的数控恒压/恒流离线反激式准谐振开关IC

产品特点

通过I²C接口实现数控

- 动态调整电源电压及电流
- 提供电源状态和故障监测的遥测技术
- 可实现对各种保护特性的设定
- PowiGaN™技术 – 输出功率最大100 W且无需散热片 (INN3378C、INN3379C和INN3370C)

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
- 可驱动低成本的N沟道FET串联负载开关
- 集成了3.6 V电源, 用于为外部微控制器(MCU)供电

EcoSmart™ – 高效节能

- 在输入电压检测和MCU工作的情况下空载功耗低于30 mW
- 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/缓降保护和过压保护
- 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
- 迟滞热关断保护
- 可对用于系统故障情况下的Watchdog电路响应时间进行设定

完全符合各项安规要求

- 加强绝缘
- 绝缘强度>4000 VAC
- 产品100%进行HIPOT合规性测试
- 通过UL1577和TUV (EN60950和EN62368) 安全认证

环保封装

- 无卤素且符合RoHS标准

应用

- 高效率USB PD 3.0 + PPS/QC适配器
- 多协议适配器, 包括QuickCharge、AFC、FCP、SCP
- 直充移动设备充电器
- 多化学类型工具充电器和通用电池充电器
- 可调恒压及恒流LED镇流器

产品描述

InnoSwitch™3-Pro系列IC可极大简化全数控高效率电源的开发和制造, 尤其是那些采用紧凑外壳的电源。通用的I²C可实现输出电压及电流的动态控制, 并且提供其他可动态设定的保护功能。遥测技术可提供可设定功能和故障模式的报告。

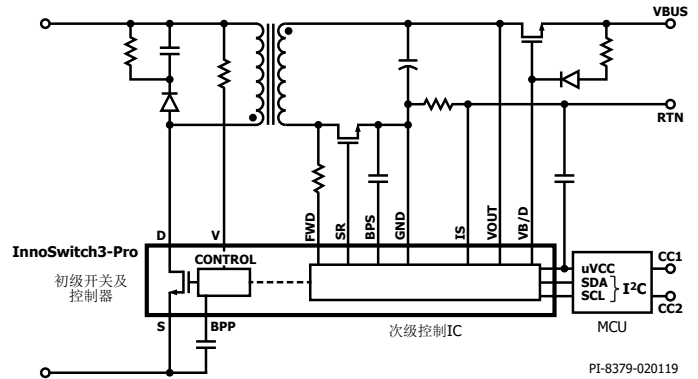


图1. 典型应用



图2. 符合安规的大爬电距离InSOP-24D封装

输出功率表¹

产品型号 ^{4,5}	230 VAC ± 15%		85-265 VAC	
	适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³
INN3365C/3375C	25 W	30 W	22 W	25 W
INN3366C/3376C	35 W	40 W	27 W	36 W
INN3377C	40 W	45 W	36 W	40 W
INN3367C	45 W	50 W	40 W	45 W
INN3368C	55 W	65 W	50 W	55 W
INN3378C	70 W	75 W	55 W	65 W
INN3379C	80 W	85 W	65 W	75 W
INN3370C	90 W	100 W	75 W	85 W

表1. 输出功率表

注释:

1. 最大输出功率取决于具体设计, 并且IC最大封装温度必须保持在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. INN336xC – 650 V MOSFET、INN337xC – 725 V MOSFET、INN3378C、INN3379C和INN3370C – 750 V PowiGaN开关。

InnoSwitch3-Pro器件适合于输出电压及电流需要精确(10 mV, 50 mA)调整的AC/DC电源应用。典型的实现方案包括一个系统微处理器或专用微处理器, 其I²C端口可用于配置、控制和监测电源子系统的运行情况。uVCC引脚在独立方案(如USB PD适配器或充电器)中为微处理器提供偏置供电。

引脚功能描述

电流检测(IS)引脚 (引脚1)

此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之间。

次级接地(GND)引脚 (引脚2)

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

NC引脚 (引脚3)

保持悬空。不得连接到任何其他引脚。

次级旁路(BPS)引脚 (引脚4)

此引脚是外部旁路电容的连接点，用于为次级IC供电。

I²C时钟(SCL)引脚 (引脚5)

由母线主控供电的I²C串联通信协议时钟线（最大频率700 kHz）。

I²C串联数据(SDA)引脚 (引脚6)

由母线主控供电的I²C串联通信协议数据线（最大频率700 kHz）。

外部VCC供电(uVCC)引脚 (引脚7)

此引脚是外部控制器的3.6 V供电引脚。

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通过FET。此引脚还可用于对输出负载电压放电。

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)

直接连接至输出电压，为次级IC提供供电电流，并检测输出电压稳压情况。还可作为最小负载时的主动下拉电流源。

正激(FWD)引脚 (引脚11)

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

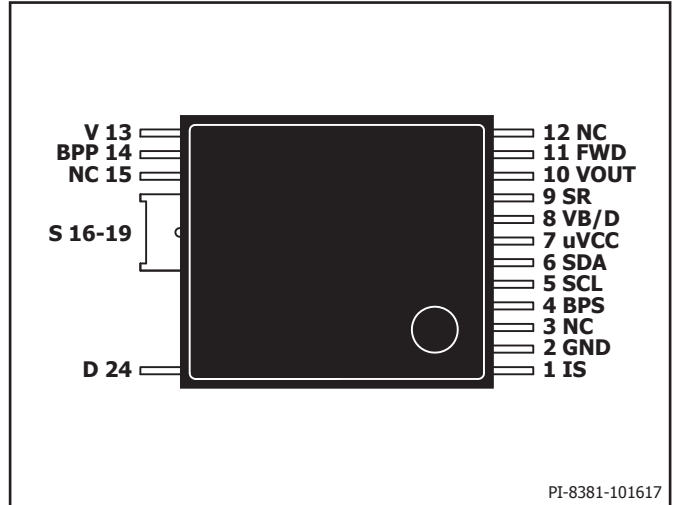


图5. 引脚布局

NC引脚 (引脚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)

此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。当此引脚连接至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-Pro功能描述

InnoSwitch3-Pro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封装引线框和键合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-Pro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5 V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-Pro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4.4 V稳压器、同步整流管FET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-Pro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箝位在 V_{SHUNT} 。这样可使InnoSwitch3-Pro通过偏置绕组从外部获得供电，对于5 V输出的设计可以将空载功耗降到30 mW以下。

初级旁路ILIM设定

InnoSwitch3-Pro 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增加的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 ~ 4.5 V ($V_{BPP} - V_{BP(H)}$)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）。

VO_{UT}过压保护功能也是次级控制器的集成特性。

过温保护

热关断电路检测初级开关结温。阈值设为 T_{SD} ，提供迟滞或锁存关断响应选项，具体取决于H Code。

迟滞响应：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。采用更大的迟滞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。

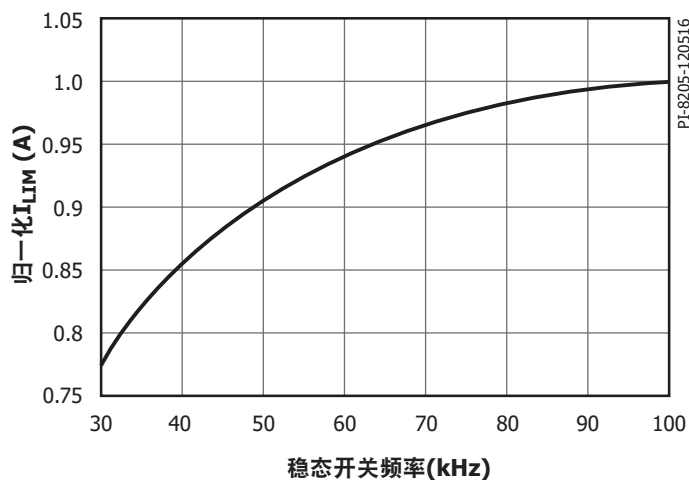


图6. 归一化初级限流点与频率之间的关系

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_{LM} 。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。这会使频率调制幅度为~7 kHz，平均频率为~100 kHz。

自动重新启动

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-Pro进入自动重新启动(AR)工作或锁存关断。使初级旁路引脚电压低于~3 V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。

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

1. 持续出现高于过载检测频率(~110 kHz)的次级请求且时间超过82 ms (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。

第二种方式也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，当初级在自动重新启动关断时间后发生重新启动，由于噪声干扰次级控制器而导致通讯失常时，初级侧在自动重新启动关断时间后重新启动即可解决此类问题。

只要发生AC复位，自动重新启动就会被复位。

SOA保护

如果有两个这样的连续周期，即漏极电流在~500 ns（消隐时间+限流点延迟时间）内达到限流点 I_{LM} 的110%（包括前沿电流尖峰），控制器将跳过2.5个周期或~25 μ s（基于100 kHz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DC大容量电容与输入欠压/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新启动状态。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新启动状态。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(V_V)开关来降低功耗。当两个开关周期之间的时间为50 μ s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50 μ s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）。

如果在自动重新启动导通时间(t_{AR})期间没有收到反馈信号，初级侧将进入自动重新启动模式。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周期请求作出响应时，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周期时，也会触发额外的握手。

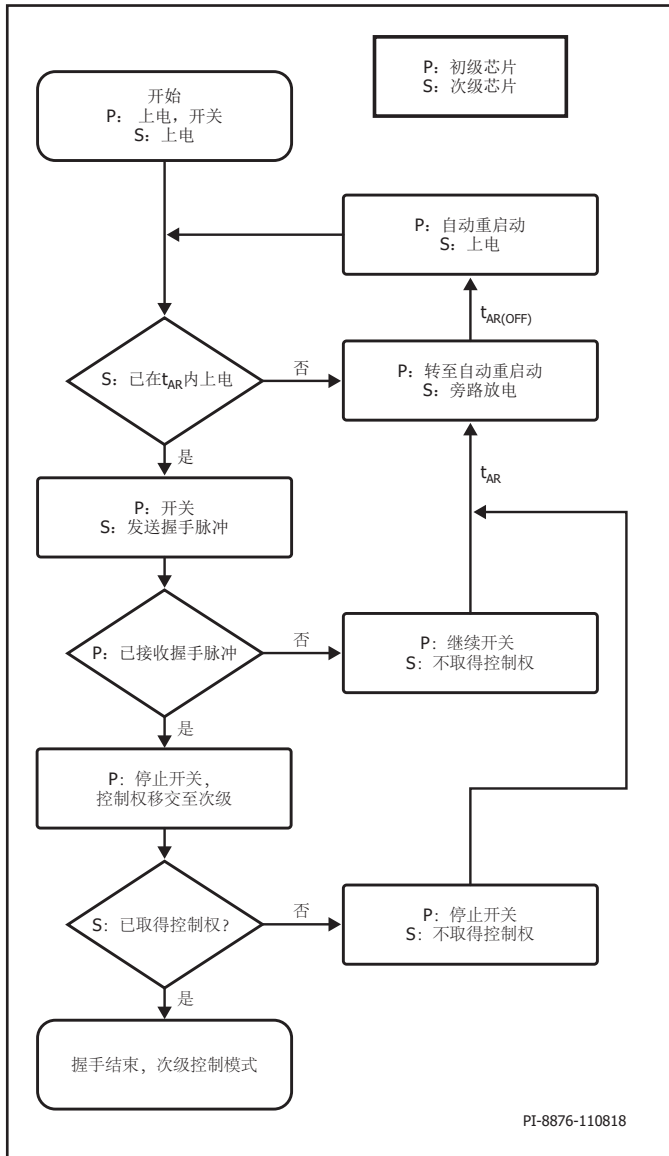


图7. 初级-次级握手流程图

最可能要求额外握手的情况是，由瞬时输入电压缓降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，时长等于自动重启导通时间 t_{AR} （~82 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~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-Pro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5 kHz和12 kHz之间的谐振频段（电源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。

次级控制器

如图4中的框图所示，IC通过4.4 V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。

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。正激引脚用于检测非连续导通模式下的SR FET导通电阻两端的降压是否低于 $V_{SR(TH)}$ ，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5 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。

可设定电源和电流

工作电压和电流设置点可完全通过I²C接口进行设定。输出电压完全可由用户设定，范围为3 V至24V。IC的快速响应反馈环路具有10 mV (ΔV_{OUT})的电压变化精度。可设定电流设置点的工作范围为20%至100%，设定档位为满量程电流的0.8%。低于5 V且负载电流小于50 mA时，由于工作频率非常低，10 mV的电压命令档位可能会导致非单调性。

内部uVCC生成、母线开关驱动器和放电

内部LDO为MCU生成3.6V uVCC，从而简化系统设计。InnoSwitch3-Pro还具有一个内部驱动器，可确保源极电压高达24 V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。

可设定保护功能

用户可设定保护功能包括输出欠压(UV)和过压(OV)保护以及过温保护。UV/OV阈值是动态可设定的。用户可以对这些保护进行三种响应设定，包括自动重启、锁存关断和无响应。自动重启(AR)或锁存关断(LO)响应本身不会断开串联母线开关。必要时，I²C主控必须发送命令将其断开。

次级控制器还具有在检测到一个或多个故障时产生中断信号的功能。SCL引脚被下拉~55 μs，以产生MCU中断。

在MCU与次级控制器失去通信的情况下，Watchdog定时器触发复位，重新达到安全的5 V状态，并断开串联母线开关。

遥测特性

控制器与MCU通信，以报回电源状态。输出电压和电流由内部ADC测量并通过I²C提供给MCU。遥测特性还涵盖恒压、恒流和恒功率设置点、过压/欠压阈值、所有保护设置、中断状态和完整的故障状态。

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} 。

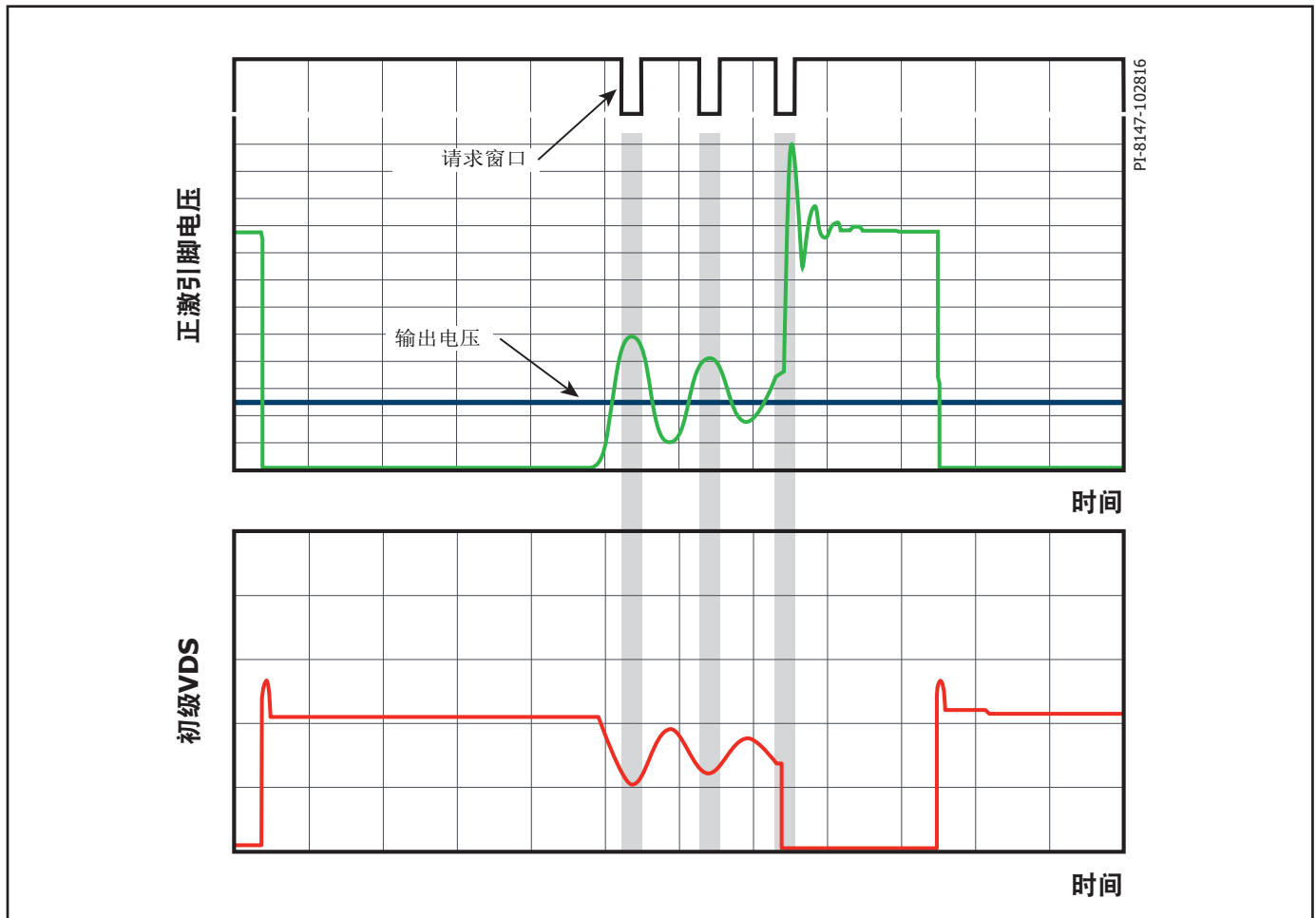


图8. 智能准谐振模式开关工作

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3.6 V，器件将进入自动重新启动(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

由次级侧发起的使初级侧重新开关的请求是被禁止的，这样可使工作频率维持在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 3 mA ）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-Pro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 100 pF 电容值相关联。如果同步整流驱动引脚的外部电容低于 100 pF （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 100 pF （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请求脉冲，以启动自动重新启动。

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-Pro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，变换器在非连续导通模式(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。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非连续导通模式，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 $20 \mu\text{s}$ 。在 $20 \mu\text{s}$ 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 $1 \mu\text{s}$ 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。

寄存器定义

I²C从控地址

InnoSwitch3-Pro 7位从控地址为0x18 (7'b001 1000)。

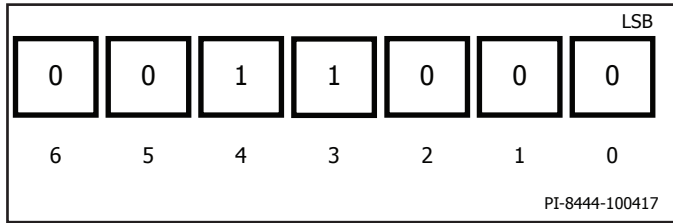


图9. PI从控地址

I²C协议格式为3字节写命令

写命令:

[PI_SLAVE_ADDRESS][W][A][PI_COMMAND][A][Byte][A] 或
 [PI_SLAVE_ADDRESS][W][A][PI_COMMAND][A][Low Byte][A][High Byte][A]

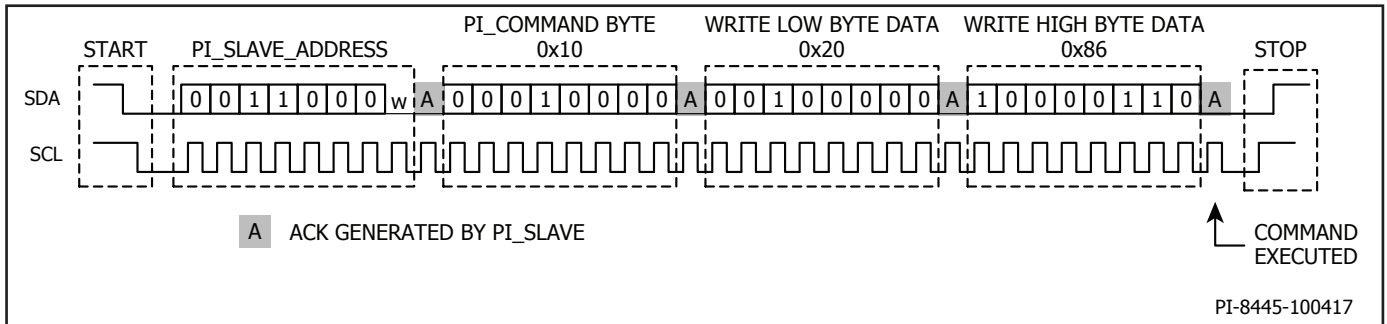


图10. 寄存器写命令序列示例 (CV设置为8 V)

I²C协议格式为2字节读命令

字读事务:

[PI_SLAVE_ADDRESS][W][A][PI_COMMAND][A][START_TELEMETRY_REGISTER_ADDRESS]
 [A][END_TELEMETRY_REGISTER_ADDRESS [A]
 [PI_SLAVE_ADDRESS] [r][A]{PI Slave responds Low Byte}[a]{PI Slave responds High Byte}[na]

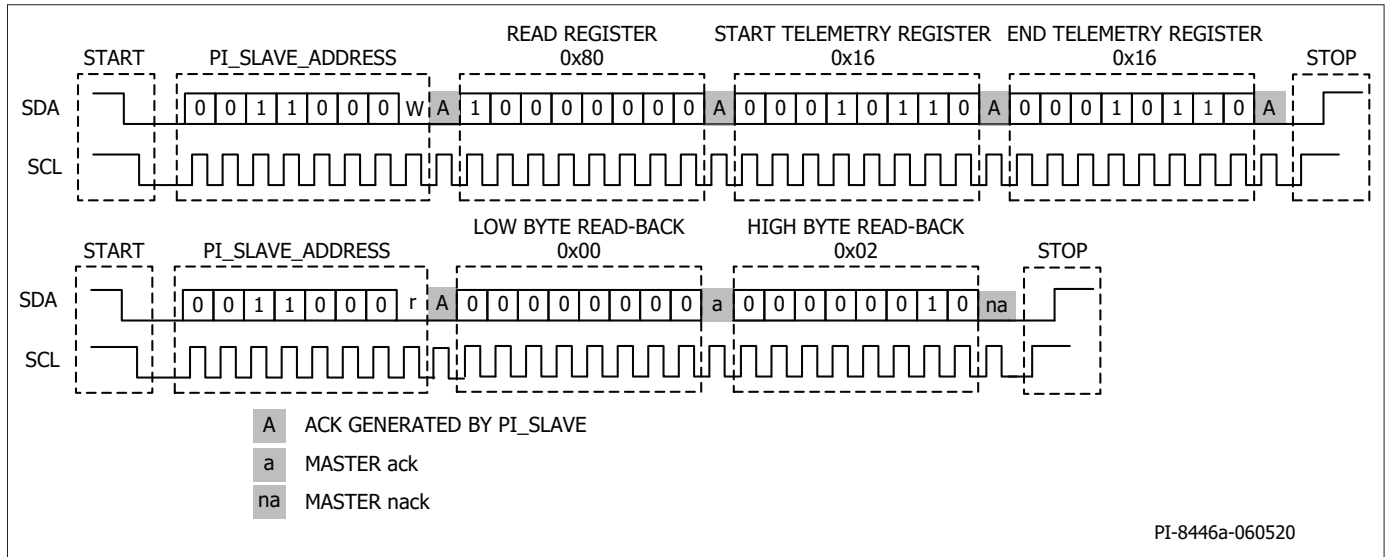


图11. 读寄存器序列示例 (读故障寄存器READ11)。注: START和END TELEMETRY寄存器地址不必指向同一寄存器即可在单个命令中读取多个寄存器。

写读命令I²C协议

[A]表示从ack
 [a]表示主ack
 [na]表示主nack
 [W]表示写(1'b0)
 [r]表示读(1'b1)
 [PI_SLAVE_ADDRESS] = 0x18 (7'b001 1000)
 [PI_COMMAND] (参见“PI_COMMAND寄存器地址分配、说明和控制范围”一节)
 [TELEMETRY_REGISTER_ADDRESS] (参见“遥测 (读回) 寄存器地址分配和说明”一节)
 每个I²C事务在命令之间至少应该有150 ms的延迟150 μs。如果未提供此延迟, 则可以忽略命令。InnoSwitch3-Pro不支持时钟拉伸。

PI COMMAND寄存器地址分配、说明和控制范围

InnoSwitch3-Pro中的所有命令寄存器地址均为奇校验寻址。部分选择寄存器（在下面突出显示的部分寄存器）还对数据的高位字节和低位字节使用奇校验错误标志位。

名称	功能	调整范围	寄存器地址		类型	默认值	说明	
			地址	地址 (奇校验)			位	说明
VBEN	串联母线 开关控制	使能或禁止?	0x04		WR_Byte	0x0	位[7]	校验
							位[1:0]	{11}使能VBEN/禁止VDIS {00}禁止VBEN
BLEEDER	激活泄放(V _{OUT}) 功能	使能或禁止?	0x06	0x86	WR_Byte	0x0	位[0]	{0}: 已禁止 {1}: 已使能 OTP可清除此寄存器
VDIS	负载(VBUS) 放电	使能或禁止?	0x08		W/R_Byte	0x0	位[7]	校验
							位[1:0]	{11}使能放电/禁止VBEN
							位[3:2]	{11}禁止放电
Turn-Off PSU	锁存关断器件	使能或禁止?	0x0A	0x8A	W/R_Byte	0x0	位[0]	{0}: 已禁止 {1}: 已使能
Fast VI Command	CV/CC的 更新速度	10 ms更新限制或 无速度限制?	0x0C	0x8C	W/R_Byte	0x0	位[0]	{1}: 禁止10 ms更新限制
CVO	仅恒压	仅CV模式	0x0E		W/R_Byte	0x0	位[0]	{1}: 仅CV模式/无CC调整
CV	输出电压	3 V至24 V (10 mV/ 档位)	0x10		W/R_Word	500 (5 V)	位[15]	高位字节校验
							位[12:8]	
							位[7]	低位字节校验
							位[6:0]	
OVA	过压阈值	6.2 V至25 V (100 mV/ 档位)	0x12	0x92	W/R_Word	62 (6.2 V)	位[15]	高位字节校验
							位[8]	
							位[7]	低位字节校验
							位[6:0]	
UVA	欠压阈值	3 V至24 V (100 mV/ 档位)	0x14	0x94	W/R_Word	36 (3.6 V)	位[15]	高位字节校验
							位[8]	
							位[7]	低位字节校验
							位[6:0]	
CDC	输出线压降补偿	0 mV至600 mV (50 mV/档位)	0x16		W/R_Word	0 (0 V)	位[3:0]	范围{0到12} 50 mV/LSB
CC	恒流 调整率	CC的20%至 100%, (0.25 mV/ 档/Rs)	0x18	0x98	W/R_Word	128 (100%)	位[15]	高位字节校验
							位[8]	
							位[7]	低位字节校验
							位[6:0]	

表2. 命令寄存器分配

名称	功能	调整范围	寄存器地址		类型	默认值	说明	
			地址	地址 (奇校验)			位	说明
V _{KP}	恒定输出功率 拐点电压	5.3 V至 24 V (100 mV/ 档位)	0x1A		W/R_Word	240 (24V)	位[15]	高位字节校验
							位[8]	范围{53至240} 100 mV/LSB
							位[7]	低位字节校验
							位[6:0]	
OVL	过压 故障响应	锁存关断或AR或 无响应?	0x1C		W/R_Byte	0x02	位[1:0]	{00}: 无响应 {01}: 锁存关断 {10}: 自动重启动
UVL	欠压 故障 响应	锁存关断或AR或 无响应?	0x1E	0x9E	W/R_Byte	0x0	位[1:0]	{00}: 自动重启动 {01}: 锁存关断 {10}: 无响应
CCSC	输出短路故障 检测	AR或 无响应	0x20		W/R_Byte	0x02	位[1:0]	{00}: 无响应 {10}: 自动重启动
ISSC	IS引脚短路 故障响应和检测 频率	锁存关断或AR或 无响应?	0x22	0xA2	W/R_Byte	0x00	位[1:0]	{00}: 无响应 {01}: 锁存关断 {10}: 自动重启动
		频率? (30kHz/40kHz/ 50kHz/60kHz)					位[3:2]	频率检测阈值 {00}: 50kHz {01}: 30kHz {10}: 40kHz {11}: 60kHz
UVL Timer	UVL故障定时器	8/16/32/64 msec	0x24	0xA4	W/R_Byte	0x03 (64 msec)	位[1:0]	{00}: 8 msec {01}: 16 msec {10}: 32 msec {11}: 64 msec
Watchdog Timer	通信 速率监测	禁止/0.5 s/1 s/2 s	0x26		W/R_Byte	0x01 (0.5秒)	位[1:0]	{00}: 无Watch-Dog {01}: 0.5 sec {10}: 1 sec {11}: 2 sec
CVOL	恒压模式故障 响应	锁存关断或AR或 无响应?	0x28	0xA8	W/R_Byte	0x00	位[1:0]	{00}: 无响应 {01}: 自动重启动 {10}: 锁存关断
CVOL Timer	恒压 故障定时器	8/16/32/64 msec	0x2A		W/R_Byte	0x00 (8 msec)	位[1:0]	{00}: 8 msec {01}: 16 msec {10}: 32 msec {11}: 64 msec
Interrupt	Interrupt屏蔽	写入一个非零值 可使能interrupt	0x2C		W/R_Byte	0x00	位[6]	控制次级
							位[5]	BPS电流锁存关断
		位[4]					CVO模式峰值负载定时器	
		位[3]					IS引脚短路	
		位[2]					输出短路	
		位[1]					Vout(UV)	
位[0]	Vout(OV)							
OTP	次级过温故障 迟滞	40 °C/60 °C	0x2E	0xAE	W/R_Byte	0x00	位[0]	{0}: 40 °C {1}: 60 °C

表2. 命令寄存器分配 (续上)

遥测（读回）寄存器地址分配和说明

	名称	寄存器名称	寄存器地址		类型	寄存器位分配		
			地址	地址 (奇校验)		位[15:0]		
	READ0	Rev ID	0x00	0x80	R_Word	位[15:0]	[Rev ID]	
命令寄存器读回	READ1	输出电压设置点	0x02	R_Word	位[15]	高位字节校验	{Reg_CV}	
					位[12:8]			
					位[7]	低位字节校验		
					位[6:0]			
	READ2	欠压阈值	0x04	R_Word	位[15]	高位字节校验	{Reg_UVA}	
					位[8]			
					位[7]	低位字节校验		
	READ3	过压阈值	0x06	R_Word	位[15]	高位字节校验	{Reg_OVA}	
					位[8]			
					位[7]	低位字节校验		
READ4	VBUS开关使能	0x08	R_Word	位[14]	{Reg_VBEN}			
	最小负载			位[13]	{Reg_BLEEDER}			
	关断PSU			位[12]	{Reg_PSUOFF}			
	快速VI命令			位[11]	{Reg_FSTVIC}			
	仅恒压模式			位[10]	{Reg_CVO}			
	过温故障迟滞			位[9]	{Reg_OTP_HYS}			
	输出线压降补偿			位[3:0]	{Reg_CDC}			
READ5	恒流设置点	0x0A	R_Word	位[15:8]	{Reg_CC}			
	恒功率阈值			位[7:0]	{Reg_VKP}			
设定的故障响应	READ6	过压故障	0x0C	R_Word	位[15:14]	{Reg_OVL}		
		欠压故障			位[13:12]	{Reg_UVL}		
		输出短路			位[11:10]	{Reg_CCSC}		
		IS引脚短路			位[9:8]	{Reg_ISSC}		
		欠压超时			位[7:6]	{Reg_UVLTIMER}		
		Watchdog超时			位[5:4]	{Reg_WD_TIMER}		
		CV模式			位[3:2]	{Reg_CVMODE}		
		CV模式定时器			位[1:0]	{Reg_CVTIMER}		
测量	READ7	实测输出电流	0x0E	R_Word	位[15]	高位字节校验	{Reg_MEASURED_I}	
					位[8]			
					位[7]	低位字节校验		
					位[6:0]			
	READ9	测得的输出电压	0x12	R_Word	位[15:12]	4'b0		
				位[11:0]	Vout范围	报回精度		
					3 - 7.2 V	20 mV		
					7.2 - 10 V	50 mV		
					10 - 20 V	100 mV		

表3. 遥测（读回）寄存器分配

名称	说明	寄存器地址		类型	寄存器名称		
		地址	地址 (奇校验)				
READ10 (瞬时)	interrupt使能	0x14		R_Word	位[15]	{Reg_INTERRUPT_EN}	
	系统就绪信号				位[14]	{Reg_CONTROL_S}	
	输出放电				位[13]	{Reg_VDIS}	
	开关频率高?				位[12]	{Reg_HIGH_FSW}	
	过温保护故障?				位[9]	{Reg_OTP}	
	已使能弱泄放电路				位[5]	{Reg_VOUTWK}	
	VOUTADC > 1.1*Vout				位[4]	{Reg_VOUT10PCT}	
	检测到IS引脚短路				位[3]	{Reg_ISSC}	
	检测到输出短路				位[2]	{Reg_CCSC}	
	输出电压UV故障比较器				位[1]	{Reg_VOUT_UV}	
	输出电压OV故障比较器				位[0]	{Reg_VOUT_OV}	
READ11 (锁存)	CVO模式AR	0x16		R_Word	位[15]	{Reg_ar_CV}	
	IS引脚短路AR				位[12]	{Reg_ar_ISSC}	
	输出短路AR				位[11]	{Reg_ar_CCSC}	
	输出电压OV AR				位[10]	{Reg_ar_VOUT_OV}	
	输出电压UV AR				位[9]	{Reg_ar_VOUT_UV}	
	已发生锁存关断(LO)				位[7]	{Reg_LO}	
	CVO模式LO				位[6]	{Reg_Lo_CVO}	
	已收到PSU关断命令				位[5]	{Reg_PSUOFF}	
	IS引脚短路LO				位[4]	{Reg_Lo_ISSC}	
	输出电压OV LO				位[2]	{Reg_Lo_VOUT_OV}	
	输出电压UV LO				位[1]	{Reg_Lo_VOUT_UV}	
	BPS引脚LO				位[0]	{Reg_BPS_OV}	
	READ12				中断	0x18	
位[14]		位[6]	{Reg_CONTROL_S}				
位[13]		位[5]	{Reg_LO_Fault}				
位[12]		位[4]	{Reg_CCAR}				
位[11]		位[3]	{Reg_ISSC}				
位[10]		位[2]	{Reg_CCSC}				
位[9]		位[1]	{Reg_VOUT_UV}				
位[8]	位[0]	{Reg_VOUT_OV}					
READ13	平均输出电流	0x1A		R_Word	位[15:8]	8b'0	
					位[7:0]	READ 7的16采样平均值	
READ14	平均输出电压	0x1C		R_Word	位[15:12]	4b'0	
					位[11:0]	READ 9的16采样平均值	
READ15	电压DAC	0x5C		R_Word	位[15:8]	DAC_100mV	
					位[7:0]	DAC_10mV	

表3. 遥测(读回)寄存器分配(续上)

命令寄存器

就绪状态寄存器

在任何I²C事务开始之前以及InnoSwitch3-Pro因自动重启(AR)、锁存关断(LO)或初始上电而进入复位状态之后, 必须读取系统就绪位{Reg_control_s}。

当{Reg_control_s}位设置为“1”时, 表示InnoSwitch3-Pro已经准备好接收I²C命令。

要读取{Reg_control_s}位, 需将READ10子地址0x14写入0x80地址。然后从地址0x80读回高位字节数据。位14为{Reg_control_s}。

恒流调整基于平均电流测量寄存器(READ13)。

对于5 A的CC阈值, 电流检测电阻为6.4 mΩ。
本例的限流档位为39.1 mA/档。

示例: 对于最大CC为5 A的电源($R_s = 6.4\text{m}\Omega$), 以下示例将CC设置点从5 A更改为2.5A。这对应于CC从100% (0x80)变为50% (0x40)的变化 - 奇校验时变为0x8040:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          CC Register (0x98)
Low Byte:            0x40 (8'b0100 0000)
High Byte:           0x80 (8'b1000 0000)
```

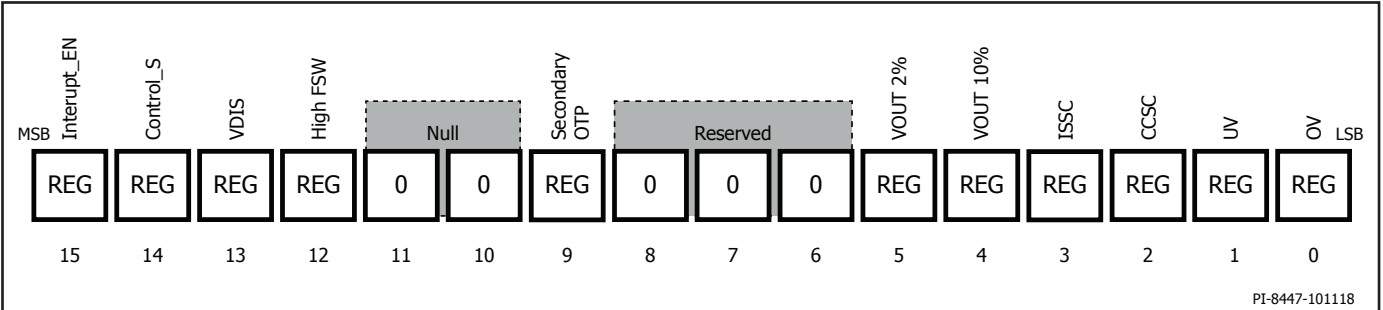


图12. {Reg_Control_s}遥测寄存器(READ 10)。

示例: 读取{Reg_control_s}位:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
Read Register:       0x80
PI_Command:         READ10 (0x14), READ10 (0x14)
PI_SLAVE_ADDRESS [r]: 0x31 (8'b0011 0001)
```

设定输出电压(CV)、输出恒流(CC)、恒功率模式(CP)、输出线压降补偿(CDC)和仅恒压模式(CVO)

CV寄存器(0x10)

电源的输出电压在Vout引脚上进行调整。有效设定范围是从3 V到24 V, 且10 mV/lsb。CV寄存器的默认值为5 V。低于5 V且轻负载低于50 mA时, 以10 mV/档可能看不到输出单调性。

示例: 将CV从5 V更改为8 V
将8 V转换为lsb表示形式: $8 / (10\text{mV}/\text{lsb}) = 800$
转换为十六进制格式($800 = 0x320$)
添加奇校验位的十六进制数据为0x8620)
I²C的位命令如下所示:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          CV Register (0x10)
Low Byte:            0x20 (8'b0010 0000)
High Byte:           0x86 (8'b1000 0110)
```

此命令序列如图10和图23所示。

CC寄存器(0x98)

恒流调整寄存器地址为0x18, 奇校验后为0x98。恒流调整阈值可在量程的20% (d'25) CC至100% (d'128)之间调节。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32 mV ($I_{\text{SV(TH)}}$)。精度档位为(档位为0.78%) :

$32\text{mV}/128 = 0.25\text{mV}/\text{档}/R_s$

恒定输出功率电压阈值 V_{KP} (0x1A)

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)共同设定。如果满量程CC为2.5 A, 并且拐点功率电压设置为8 V, 则恒功率为20 W。如果将 V_{KP} 寄存器设置为12 V, 则高于 V_{KP} 阈值的所得恒定功率特性将为30 W。

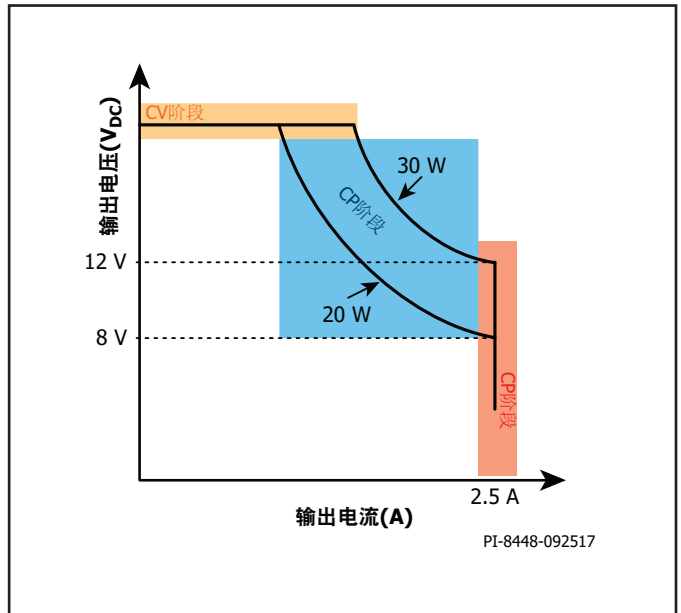


图13. 恒定输出功率特性曲线

从空载到重载条件下, InnoSwitch3-Pro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} 设置为最大值(24 V), 则无恒定输出功率调整阶段。

示例: 将 V_{KP} 从24 V (d'240) (奇校验后为0xF0 = 0x0170) 更改为8 V (0x50 = 0x80D0):

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: VKP Register (0x1A)
 Low Byte: 0xD0 (8'b1101 0000)
 High Byte: 0x80 (8'b1000 0000)

减小恒流调整阈值不会修改基于给定 V_{KP} 设置设定的最大输出功率在上方的示例中, 将CC调整设置为2 A (满量程CC仍为2.5 A)且 $V_{KP} = 8 V$ 时, 在相同的20 W恒功率特性下, 得到的输出特性曲线如下所示, 且CP特性截距为10 V。

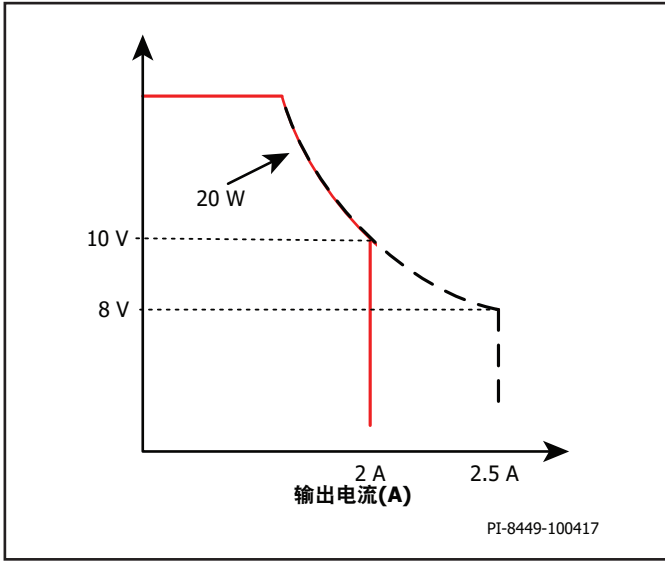


图14. CC调整阈值降低时的恒定输出功率特性曲线

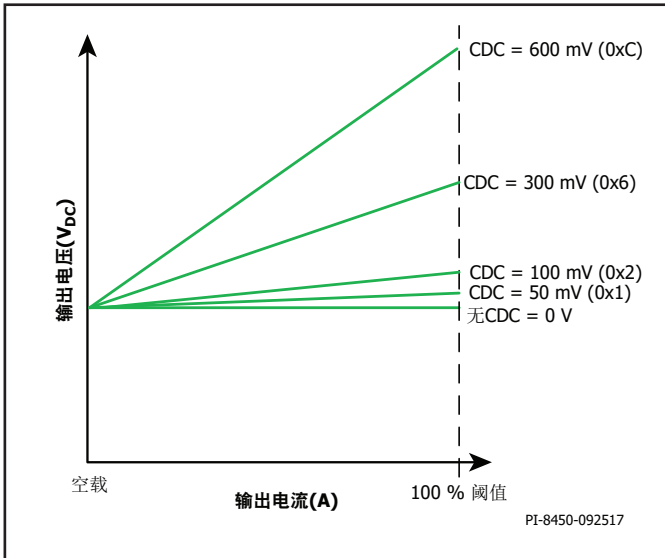


图15. CDC与负载电流的函数关系

输出线压降补偿(CDC) (0x16)

输出线压降补偿量的可控制范围为0 V至600 mV, 档位为50 mV。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。

下表显示了用于设定所需CDC的寄存器值:

CDC (mV)	十六进制值	二进制
0	0x00	4'b0000
100	0x02	4'b0010
150	0x03	4'b0011
200	0x04	4'b0100
250	0x05	4'b0101
300	0x06	4'b0110
350	0x07	4'b0111
400	0x08	4'b1000
450	0x09	4'b1001
500	0x0A	4'b1010
550	0x0B	4'b1011
600	0x0C	4'b1100

表4. 输出线压降补偿

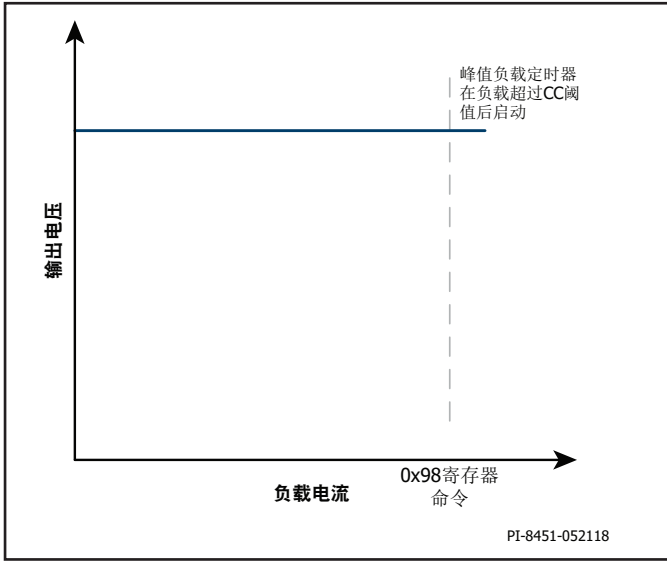
如果IS引脚与GND引脚之间的电流检测电阻短路, 则不会有任何输出线压降补偿或任何恒流调整。

示例: 将CDCV从0 V更改为300 mV (0x06):

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b1011 0000)
 PI_Command: CDC Register (0x16)
 Byte: 0x06 (4'b0110)

仅恒压模式(0x0E)

InnoSwitch3-Pro可以设定为仅在恒压下工作, 没有恒流调整模式。使能CVO模式时, 设定的输出电流寄存器(0x98)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, 就会启动峰值负载定时器(t_{PLT})。峰值负载定时器(CVOL Timer Register 0x2A)的选项为8/16/32和64 ms。如果峰值负载超过了可设定定时器, 可以通过CVOL Register 0xA8设定InnoSwitch3-Pro, 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8 ms定时器。



示例：使能CVO模式，将 t_{PLT} 设置为16 ms，并对锁存关断(LO)作出故障响应：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: CVO Register (0x0E)
 Byte: 0x01 (1'b1)

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: CVOL Timer Register (0x2A)
 Byte: 0x01 (2'b01)

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: CVOL Register (0xA8)
 Byte: 0x02 (2'b10)

即使将个别UV故障响应设置为“无响应”，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。下面的控制流程图显示了器件在不同的潜在设定场景下的预期行为。

图16. 仅恒压模式(CVO)

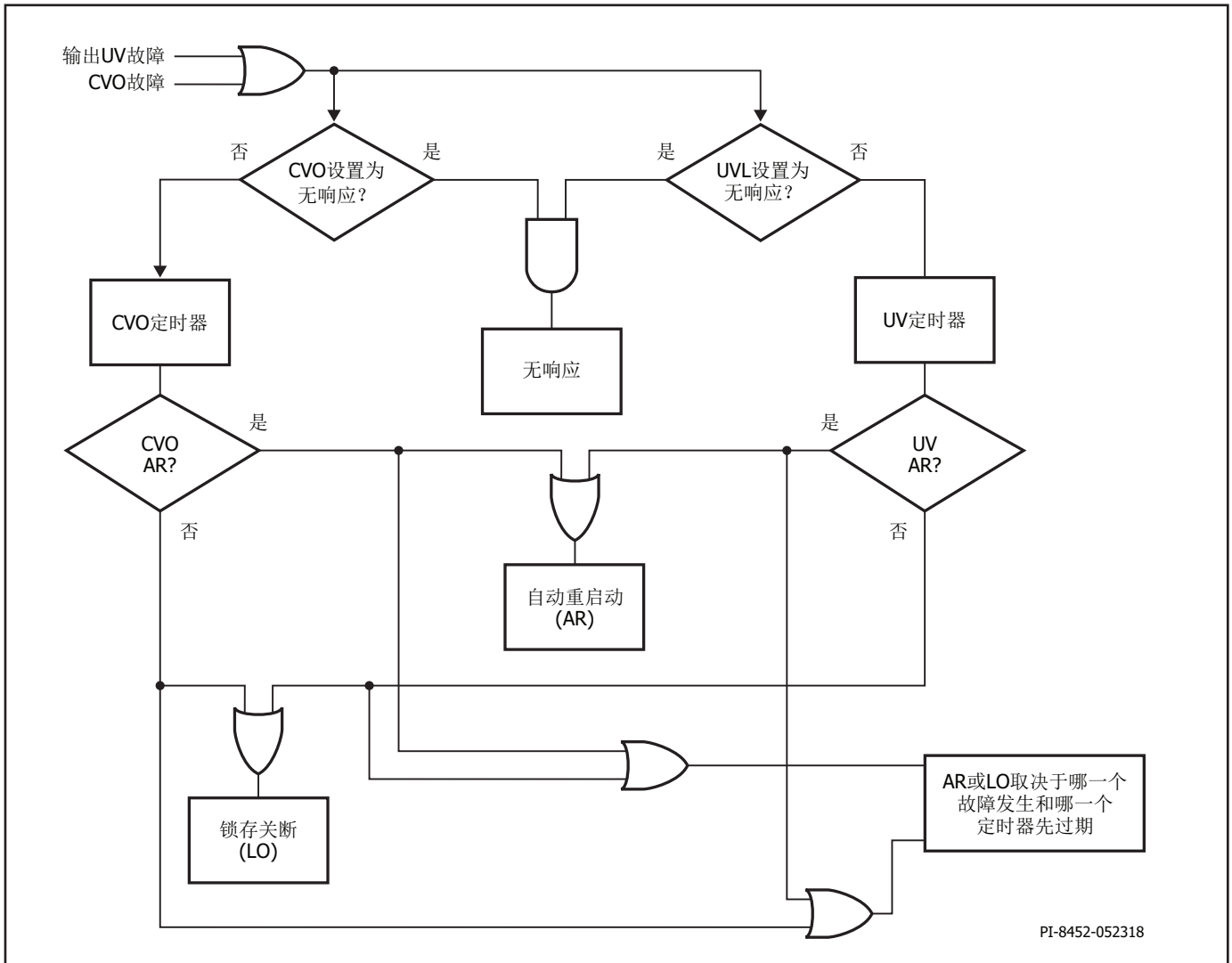


图17. CVO和输出UV控制

设定的保护特性

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.无故障，仅设置故障寄存器；b.自动重新启动(AR)或c.电源锁存关断(LO)），电源的行为和UV故障检测的时间（8至64 ms）也可以进行设定。输出过压延迟固定在~80 μ s。所有被设定为无故障响应的故障将被记录到遥测读回故障寄存器中。由于最小UV设置为3 V，因此对于3 V工作，应将响应设置为无响应。

OVA(0x92) : 写入此地址以指定过压阈值
 UVA(0x94) : 写入此地址以指定欠压阈值
 OVL(0x1C) : 写入此地址以指定对OV故障的行为
 UVL(0x9E) : 写入此地址以指定对UV故障的行为
 UVL Timer(0xA4) : 写入此寄存器以指定UV定时器

示例：将绝对输出欠压阈值3 V ($d'30$) (奇校验后为0x809E) 故障响应更改为锁存关断(LO) (0x01)，并将故障定时器配置为64 ms (0x03)：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: UVA Register (0x94)
 Low Byte: 0x9E (8'b1001 1110)
 High Byte: 0x80 (8'b1000 0000)

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: UVL Register (0x9E)
 Byte: 0x01 (2'b01)

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: UVL Timer Register (0xA4)
 Byte: 0x03 (2'b11)

IS引脚和输出短路故障保护

InnoSwitch3-Pro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($I_{S(VTH)}$)的约50%且开关频率超过设定阈值，则会立即报告故障。开关频率可在30至60 kHz的范围内选择。这必须仔细选择，以适应设计的预期工作条件。

可以将IS引脚短路(ISSC)的响应方式设定为a.无故障、b.自动重新启动(AR)或c.锁存关断(LO)。如果行为是无故障，则会记录到遥测读回故障寄存器。

ISSC(0xA2) : 写入此地址以指定IS-GND短路的行为。

示例：当开关频率超过40 kHz时，将IS引脚短路的行为设置为AR。
 ($4'b10 10 = 0x10$):

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: ISSC register (0xA2)
 Byte: 0x10 (4'b1010)

一旦IS引脚电阻上的电压超过 $I_{S(VTH)}$ 的3倍以上，InnoSwitch3-Pro就会设置CCSC故障寄存器(READ 10 bit 2)。可以将CCSC寄存器设定为作出(a.)无故障或(b.)自动重新启动响应。该命令寄存器的默认响应是自动重新启动。在串联母线开关后的输出电容超过100 μ 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。

CCSC (0xA0): 写入此地址以指定输出短路的行为。

示例：将输出短路的行为设置为无响应。

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: CCSC Register (0x20)
 Byte: 0x00 (2'b00)

注：将CCSC寄存器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。

Watchdog定时器(0x26)

Watchdog定时器监督I²C命令行上的通信，并具有可调的超时时间。如果在设定的时间间隔内未收到I²C命令，InnoSwitch3-Pro将进入复位状态。在主控发出第一条I²C命令（读或写）之前，Watchdog定时器不会启动。在复位状态下，将发生以下情况：

1. VBUS开关被禁止（串联开关断开）。
2. VOUT引脚电压稳定在默认的5 V阈值。
3. 所有命令寄存器被清除。

通过将0x00写入寄存器0x26，Watchdog定时器被禁用。在初始软件调试或在工作台上检验器件的功能时，禁止该特性可能很有用。

示例：禁止Watchdog定时器：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: Watchdog Timer Register (0x26)
 Byte: 0x00 (2'b00)

断开和闭合串联VBUS开关(0x04)

使能VBEN（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VBEN被禁止（串联VBUS开关断开）时，向CVC寄存器(0x10)和CC寄存器(0x98)写入命令的速度不能超过80 ms。

向VBEN寄存器(0x04)中写入0x03（奇校验后变为0x8083）可闭合串联VBUS开关，向该寄存器中写入0x00可断开开关。当VBUS开关断开（禁止VBEN）时，系统将复位为默认的5 V输出电压设置点。禁止串联VBUS开关也会将所有可设定命令寄存器复位为各自的默认值。当禁止VBEN或使能VDIS寄存器时，InnoSwitch3-Pro控制器将处于复位状态。对于这两个命令，由于控制器处于复位状态，因此不应期望命令末尾出现ACK或Nack。

使能VBEN寄存器会自动禁止VDIS寄存器(0x08)，如“有源VOUT引脚泄放电路和输出负载放电功能”一节所述。

示例：使能（闭合）串联VBUS开关(0x8083)：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: VBEN Register (0x04)
 Byte: 0x83 (8'b1000 0011)

在发送命令断开串联母线开关之前，建议使用命令将输出电压（CV寄存器0x10）设置为5V。在自动重新启动或锁存关断的情况下，不会禁止母线开关。

关断电源(0x8A)

I²C主控具有关断电源的功能（通过I²C命令），这将需要AC循环上来重新启动电源。

示例：关断电源：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: Turn-Off PSU Register (0x8A)
 Byte: 0x01 (1'b1)

快速VI命令

默认情况下，可以发送CV (0x10)和CC (0x98)命令分别设定输出电压/电流的最大速度为10 ms。但是，可以通过将快速VI命令寄存器(0x8C)设置为0x1来消除速度限制。

示例：禁止V/I命令的速度限制：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: Fast VI Speed Register (0x8C)
 Byte: 0x01 (1'b1)

有源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引脚强泄放电路功能，使输出电压从高稳压设置点到低稳压设置点放电。

通过向BLEEDER寄存器(0x86)写入0x01，可以激活VOUT泄放电路。

BLEEDER寄存器不能长时间处于使能状态，以防止控制器中的功耗过大。当使用BLEEDER功能将输出电压从高设置点泄放到低设置点时，应使用V_{OUT}10PCT寄存器的状态（READ10 0x14读寄存器的位4）禁止该功能。一旦输出电压高于目标稳压值的10%，就会设置VOUT10PCT寄存器。弱泄放电路使能寄存器READ10 (0X14)位5可以代替VOUT10PCT来确定何时禁止BLEEDER寄存器，以实现从高输出电压到低输出电压的空载瞬态转换。

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

InnoSwitch3-Pro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，从VBUS输出连接至VB/D引脚，如典型应用电路原理图所示。可以通过将0x03（奇校验后为0x8083）写入VDIS寄存器(0x08)来激活负载放电功能。

使能VDIS寄存器将自动禁止VBEN寄存器(0x04)，并将器件复位到默认状态。

I²C主控可以使用遥测来监测VOUT引脚的电压或固定的定时器，以帮助确定何时禁止这两个功能。

示例：激活Vout泄放电路：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: BLEEDER Register (0x86)
 Byte: 0x01 (1'b1)

示例：对VBUS输出放电：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: VDIS Register (0x08)
 Byte: 0x83 (8'b1000 0011)

次级过温保护(0xAE)

当次级控制器结温升高到超过~125 °C时，上述有源VOUT引脚泄放功能将关断。在控制器温度降至可设定迟滞值以下之前，不允许重新使能泄放电路。

示例：将次级OTP迟滞设置为60 °C：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: OTP Register (0xAE)
 Byte: 0x01 (1'b1)

动态响应

如果应用中需要更快的动态响应，InnoSwitch3-Pro中包含的命令寄存器可减少低到高输出电压转换的时间。命令寄存器地址和推荐设置如下表所示：

命令寄存器地址	默认值		推荐值 (加速)	
	MSB	LSB	MSB	LSB
0x32	0x28	0x1E	0x14	0x0A
0x34	0x08	0xC8	0x0F	0x84

使用默认或推荐设置以外的其他值可能会导致振荡。

恒压负载

如果最终应用需要，可以为恒压(CV)型负载优化InnoSwitch3-Pro中的恒流调整模式。使能该命令寄存器可减少仅CV负载的输出电流纹波。仅当必须支持CV负载时，才应使用下面的命令寄存器和设置。

命令寄存器		默认值		推荐值 (CV负载)	
地址	地址 (奇校验)	MSB	LSB	MSB	LSB
0x30	0xB0		0x20		0x80

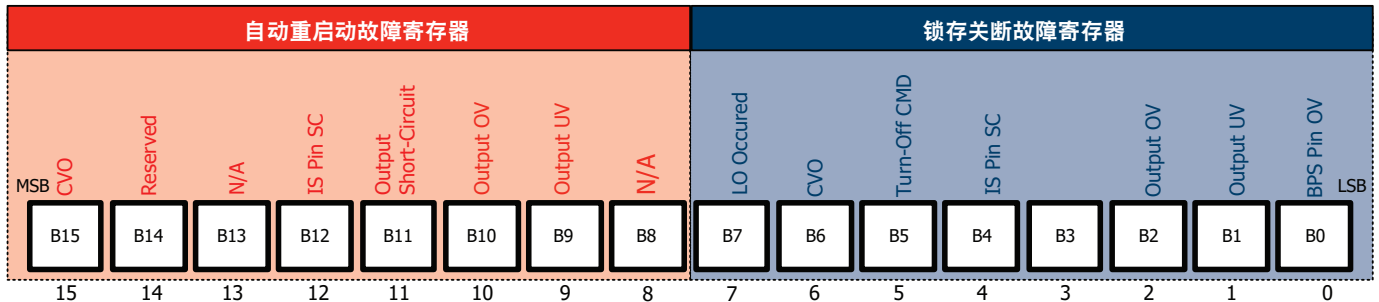


图18. READ11故障遥测寄存器分配

PI-8453-101118

遥测（读回）寄存器

遥测读寄存器（READ1至READ6）显示表2中所有命令寄存器的内容。

故障寄存器

所有的命令寄存器，包括设定电压、设定电流、恒功率拐点电压、控制（串联VBUS开关、VOUT引脚泄放器、负载放电等）和所有故障状态，都可以通过InnoSwitch3-Pro的遥测功能通过I²C读回。

READ10遥测寄存器是瞬时的，只要条件不再有效就会被清除。

READ11 (0x16)寄存器包含自动重新启动和锁存关断的故障寄存器数据。仅当BPS引脚低于其欠压阈值或串联VBUS开关断开时，才清除该寄存器。

示例：读取故障遥测寄存器，以确定由于输出欠压(UV)故障而导致的自动重新启动。

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
Read Register:        0x80
Telemetry Register:   0x16
PI_SLAVE_ADDRESS [r]: 0x31 (8'b0011 0001)
PI_Slave Response:   Low Byte 8'b0000 0000 (0x00)
                    High Byte 8'b0000 0010 (0x02)
```

请参考图11和图24，了解该读取序列。

故障类型	高位字节	低位字节
自动重新启动: CVO模式	0x80	0x00
自动重新启动: IS引脚短路	0x10	0x00
自动重新启动: 输出短路	0x08	0x00
自动重新启动: 输出电压OV	0x04	0x00
自动重新启动: 输出电压UV	0x02	0x00

表5. 遥测故障代码汇总

主调整DAC输入

READ15遥测寄存器是控制恒压、恒流和恒定输出功率调整的主调整环路的输入。如果该寄存器与设置CV寄存器(0x10)相同，则变换器将在恒压模式下工作。如果READ15小于设置CV寄存器(0x10)，则变换器在恒流(CC)或恒功率(CP)模式下工作，具体取决于恒功率拐点电压寄存器(0x1A)的值。

READ15寄存器的输出电压计算方式为：

$$V_{OUT} = 5V + (MSB \times 100\text{ mV}) - (LSB \times 10\text{ mV})$$

示例：READ15 (0x5C): MSB = 0x00, LSB = 0x0E
LSB为d'14，因此计算出的 $V_{OUT} = 5 - (14 \times 10\text{ mV}) = 4.86\text{ V}$

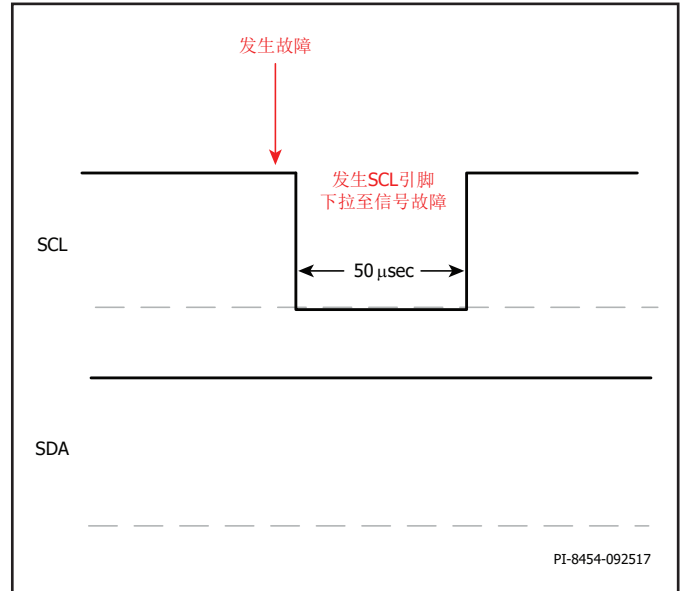


图19. 闲置I²C期间的Interrupt屏蔽

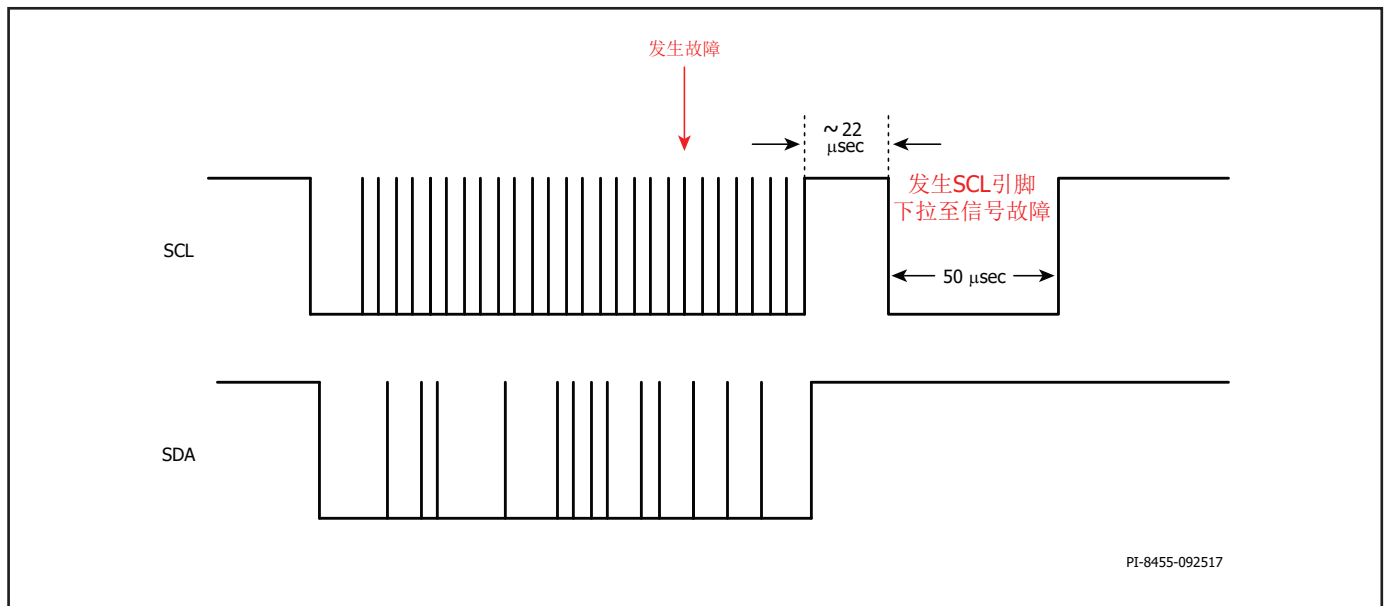


图20. 活动I²C事务期间的Interrupt屏蔽

通过SCL引脚的故障信号Interrupt

为了改善故障报告，在I²C处于闲置状态期间（SDA和SCL引脚均被拉高时），在SCL引脚上采用了活动Interrupt报告方案。

发生故障时，SCL引脚将表现为以下两种情况之一：

1. 当SCL引脚处于闲置模式时（见图19），一旦检测到故障，就会发生故障Interrupt。Interrupt将SCL引脚下拉50 μs，然后释放回HI状态。
2. 当SCL引脚繁忙（活动的I²C事务）时（见图20），故障Interrupt将等待I²C事务完成，等待~22 μs后将SCL线路拉低50 μs（最小值），然后释放回HI状态。

为了激活该特性，必须为以下所示的每个单独故障条件使能Interrupt屏蔽写寄存器(0x2C)。一旦发生故障，Interrupt屏蔽将被复位，并且必须重新使能特定的相关故障以激活SCL报告方案。控制次级Interrupt（位6）表示次级控制器正在等待与初级控制器握手。有几种系统故障可能会触发该事件，如初级侧热关断或输入欠压或过压情况。

注：任何配置为“无响应”且使能Interrupt屏蔽的故障响应都会在SCL引脚上产生中断信号。

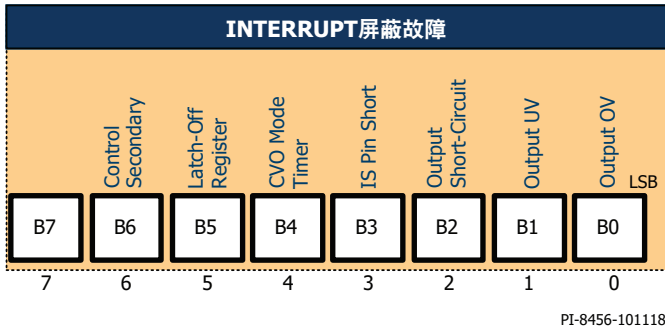


图21. Interrupt屏蔽寄存器

示例：将Interrupt写寄存器设置为仅对输出OV、UV或短路标记SCL引脚故障：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          INTM Register (0x2C)
Byte:                 0x07 (8'b0000 0111)
```

输出电压测量

VOUT引脚上的电压可在遥测寄存器READ 9 (0x12)上获得。该遥测寄存器的公差在3至24 V的整个调整范围内为±3%。

当输出电压低于5 V，负载电流小于~50 mA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。

输出电压报回为12位格式，但精度取决于输出电压范围，如表6所示。该遥测寄存器仅用于指示，在稳态工作中，根据“CV寄存器(0x10)”一节中讨论的CV写寄存器(0x10)，VOUT引脚受到非常严格的调整。

根据输出电压的不同，报回精度档位如下表所示。

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

表6. 输出电压报回精度

如果实际输出电压为5.11 V（CV写寄存器0x10设置为0x837F。）

READ9寄存器的电压将为5.10 V或5.12 V，因为在此范围内精度档位为20 mV。

示例：如果READ 9读回寄存器的值是0xA801（因为低位字节在高位字节之前），则正确的十六进制到十进制的转换应是0x01A8 = 424（十进制）。

报回的全部输出电压范围应除以10 mV，换算成实际输出电压，本例中的输出电压为4.24 V。

输出电压设置点READ1 (0x02)的读回与所有读寄存器一样，格式为低位字节在高位字节之前。

输出电流测量

负载输出电流也可在遥测寄存器中获得。

遥测寄存器READ7 (0x0E)包含测得的相对输出负载电流数据。相对于由InnoSwitch3-Pro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128。

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22所示。

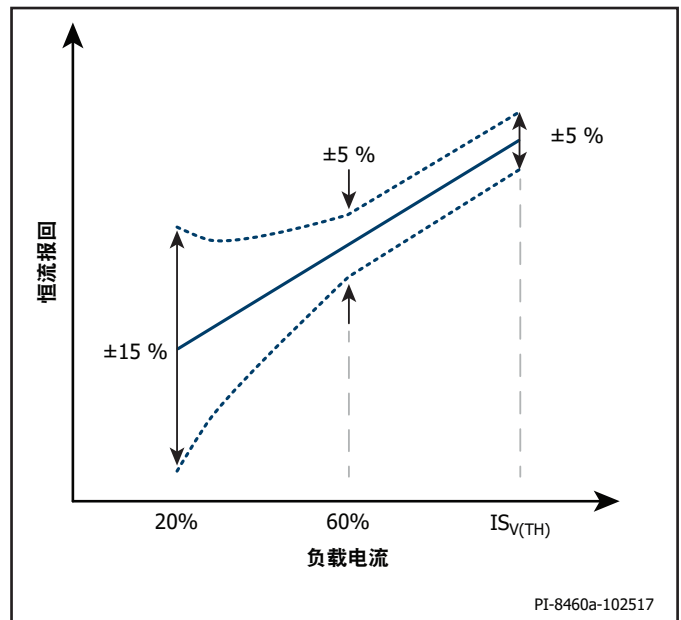


图22. 恒流报回公差

示例：如果使用16 mΩ检测电阻，且读回寄存器为0x8040。

从高位字节中去掉奇校验位，结果是十进制的0x40=64。

检测电流值 = N (十进制) × 0.25/R_{SENSE}

64 × 0.25/16 = 1A。这是测得的输出电流值：

(0.25 mV = 32 mV/128，其中32 mV (I_{SV(TH)})为满量程R_{SENSE}电压，128为ADC满量程)。

READ13和READ14分别是测得的输出电流和输出电压的16个采样滚动平均值。这些平均寄存器的值比瞬时寄存器 (READ7和READ9) 更稳定，但需要更长的时间才能稳定下来。当串行母线开关断开时，这些寄存器将被清除，并且值将复位为零，直到开始累积测量值为止。READ 13和READ 14的精度分别与READ7和READ 9相同。

输出电压和电流测量寄存器每100 μs更新一次。

I²C连接

uVCC外部电源

uVCC引脚为外部控制器提供精确调整的3.6 V电源。当VOUT引脚大于或等于5 V时，此电源的最大负载电流能力为45 mA (I_{uVCC})，持续0.5秒。在稳态工作下，预期从uVCC汲取的电流小于10 mA。uVCC引脚应至少用一个2.2 μF的陶瓷电容与GND引脚去耦。当VOUT引脚电压小于3.9 V时，内部LDO将下降并跟随VOUT引脚电压。在这些条件下，uVCC引脚电压取决于负载电流和内部串联阻抗。当VOUT引脚 = 3 V，uVCC上的负载电流为6 mA时，uVCC上的预期输出为~2.85 V (3 V - 24 Ω × 6 mA)。

如果VOUT引脚电压下降到足以导致uVCC引脚低于uVCC_{RST}阈值，则通过I²C的通信不再可用。

SCL/SDA上拉要求

SCL和SDA引脚应通过电阻上拉至uVCC引脚。最大上拉电阻值取决于SCL/SDA引脚和I²C主控的电容。假设总电容为20 pF，到V_{IL}阈值的电压下降时间与SCL时钟频率的函数如下表所示。

InnoSwitch3-Pro元件可用于高于535kHz的I²C频率，但是需要满足数据手册参数表以及表下方的相关注释所规定的特定时序要求。在频率高于535kHz时满足这些要求，可能需要接口IC能够产生非对称的I²C CLK信号。如果接口IC不具备这种能力 (或者通过I²C母线连接到InnoSwitch3-Pro的微控制器)，建议使用535kHz或更低的I²C频率。

最大频率(kHz)	最大上拉电阻(kΩ)	t _r (ns)
400	13	300
500	10	240
600	8	200
700	7	178

表7. I²C上拉电阻值

I²C示例波形

输出电压设置为8 V

与图10所示的示例相同。

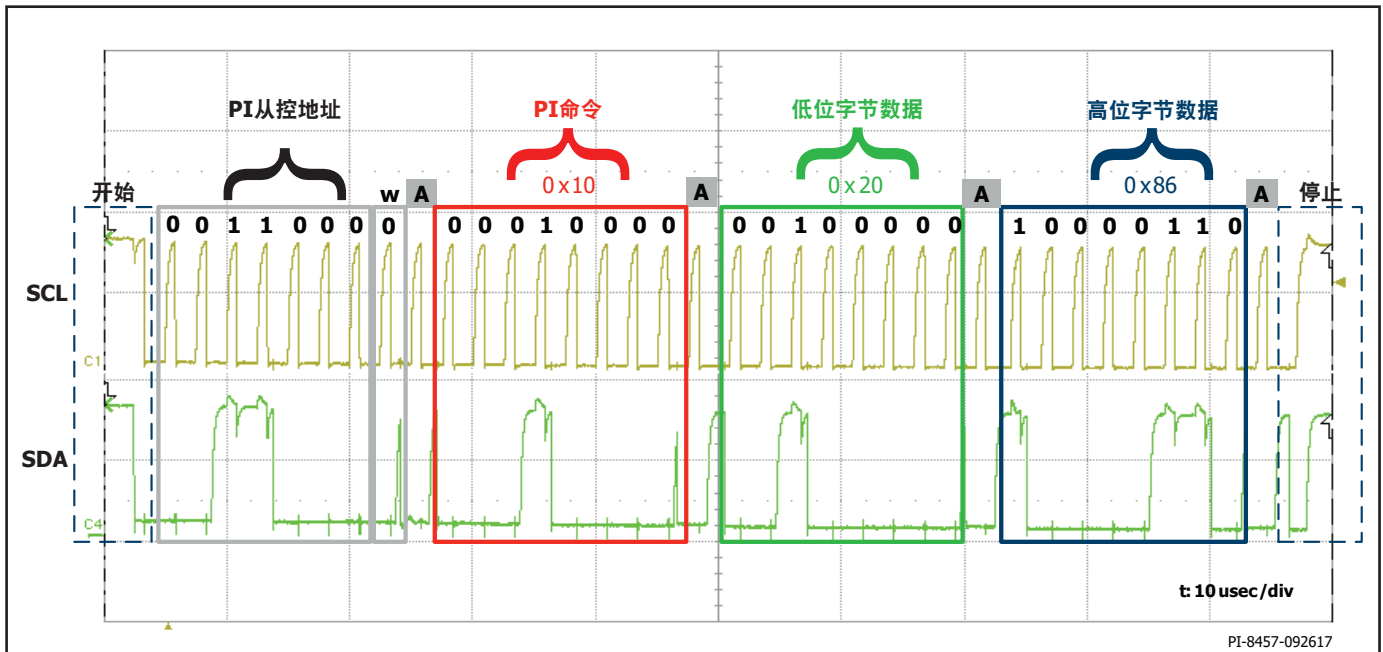


图23. 将输出电压设置为8V的I²C波形

欠压引起AR事件后读取遥测故障寄存器

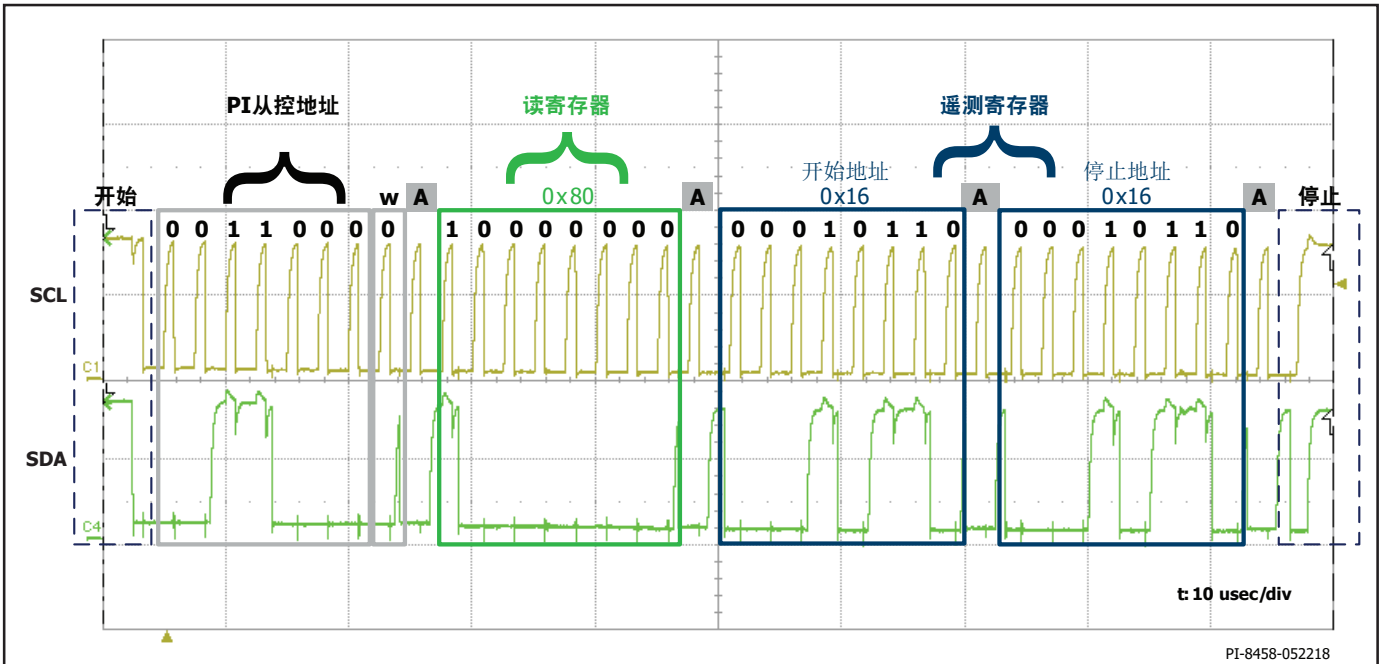


图24. 在读寄存器(READ0)中写入故障寄存器READ11的地址以便读回READ11之I²C波形

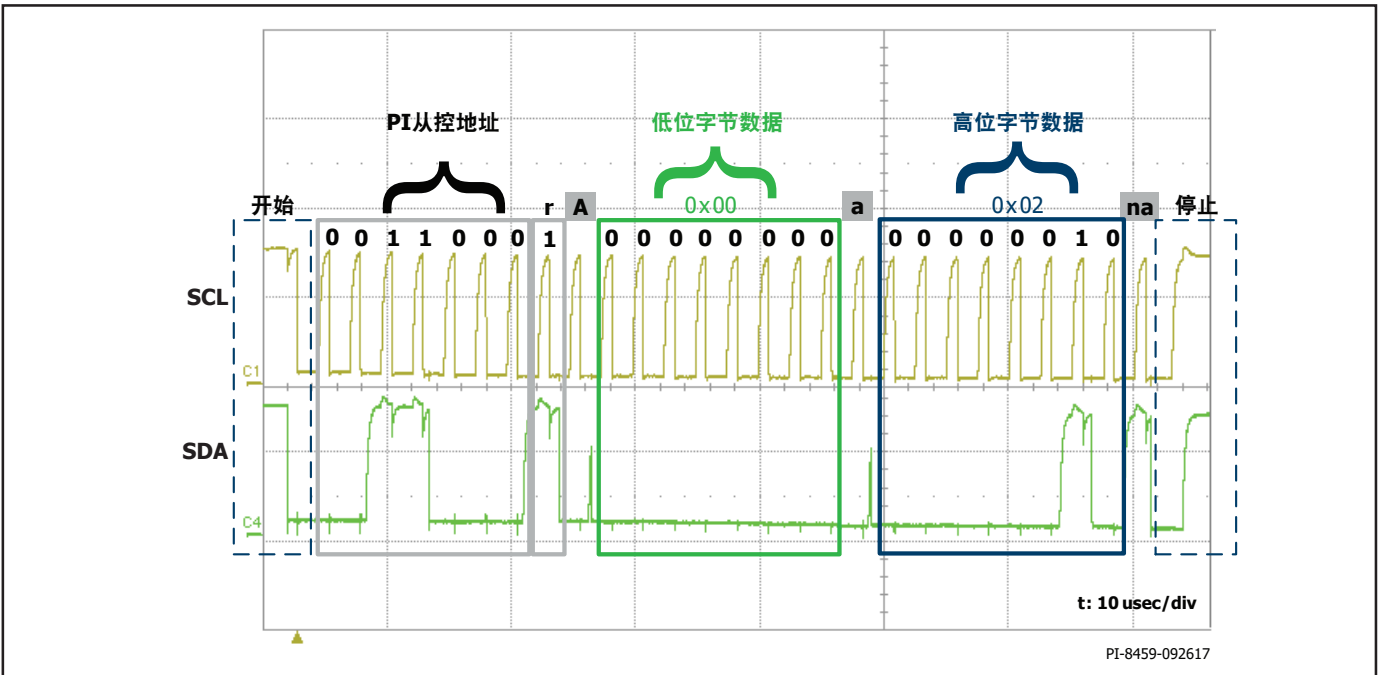


图25. 从READ11寄存器读取值的I²C波形

应用范例

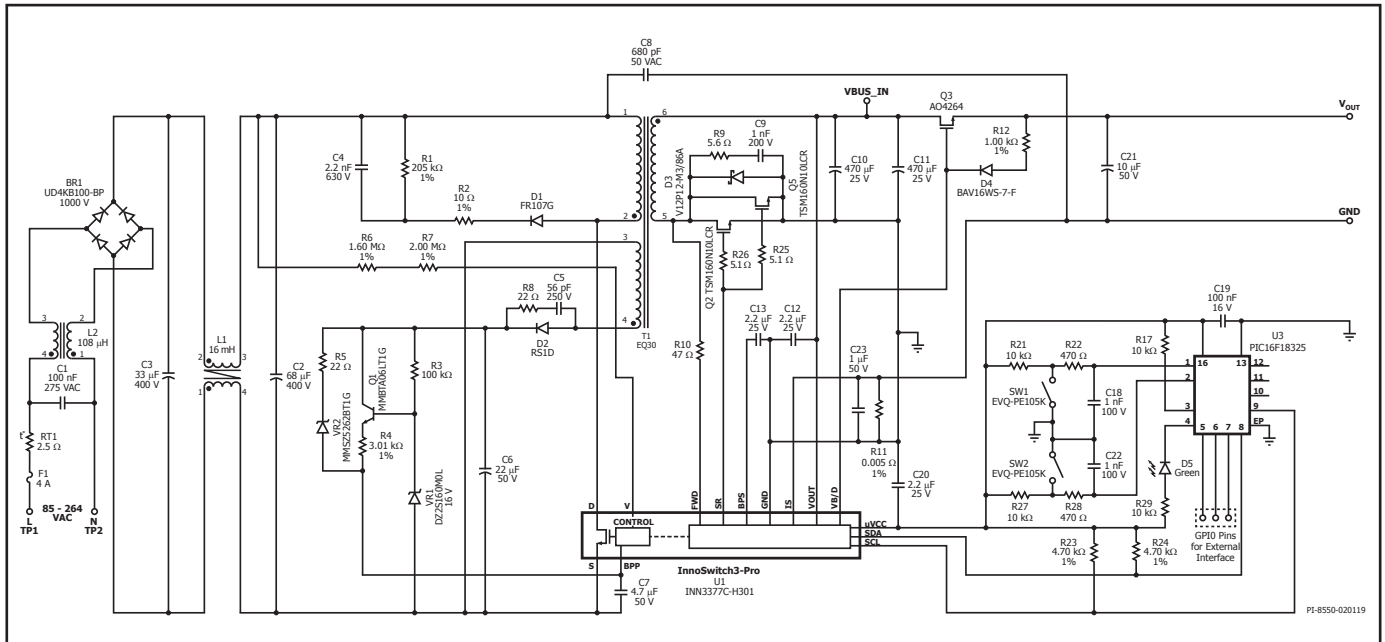


图26. 3V – 8V、5A；8V – 20V恒功率40W数字控制电源

图26所示的电路是使用INN3377C IC的3V – 8V、5A；8V – 20V恒功率40W数字控制电源。功率级由通用PIC16F18325微控制器控制。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-Pro IC (U1)内集成开关的漏极端子。

由二极管D1、电阻R1、R2和电容C4组成的低成本RCD箝位可在U1内的开关关断的一瞬间立即对U1的峰值漏极电压进行箝位控制。箝位有助于耗散存储在变压器T1的漏感中的能量。

InnoSwitch3-Pro IC具有自启动功能，当首次AC上电时，它使用内部高压电流源对初级旁路引脚电容(C7)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C6进行滤波。电阻R3和R4与Q1和VR1构成线性稳压电路，限制输送到InnoSwitch3-Pro IC (U1)初级旁路引脚的电流，而这与输出电压无关。稳压管VR2与电阻R5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VR2击穿。这将导致电流流入InnoSwitch3-Pro IC (U1)的初级旁路引脚。如果进入初级旁路引脚的电流超过 I_{SD} 阈值，InnoSwitch3-Pro IC控制器将锁存关断，防止输出电压进一步升高。

InnoSwitch3-Pro 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FET。变压器次的级侧输出通过FET Q2和Q5进行整流，通过电容C10和C11进行滤波。开关期间产生的高频振铃通过RC缓冲器（电阻R9和电容C9）衰减，否则高频振铃会产生辐射EMI问题。添加电阻R25和R26并使其与各自FET的栅极串联，实现两个FET Q2和Q5的均流。

Q2和Q5的栅极由IC U1内的次级侧控制器根据（经电阻R10）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，FET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FET会在FET的电压降低低于阈值 $V_{SR(TH)}$ 时关断。初级功率开关的次级侧控制可避免两个开关可能发生的交越导通，提供极为可靠的同步整流工作。

IC的次级侧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-Pro IC (U1)次级旁路引脚的电容C13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C12，用于为VOUT引脚提供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。在初级侧功率开关导通期间，出现于次级绕组的正向电压通过电阻R10和内部稳压器对次级旁路引脚去耦电容C13充电。这样可使输出电流调整保持在IC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32 mV的阈值可降低损耗。需要在IS和次级接地引脚之间放置去耦电容C23，以提高CC精度。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。

当输出电流低于CC阈值时，器件将以恒压模式工作。输出电压由I²C接口设置。

PIC微控制器通过InnoSwitch3-Pro的μVCC引脚获取电源。开关1 (SW1) 增大输出电压，而开关2 (SW2) 减小输出电压。这样的设计用于需要通过外部接口控制输出电压的系统。

PIC微控制器通过其I²C线路与InnoSwitch3-Pro IC的SDA和SCL引脚（均兼容3.3 V和5 V）通信。SDA和SCL线路分别需要上拉电阻R24和R23连接到μVCC引脚。μVCC引脚需要去耦电容C20。

N沟道FET Q3构成母线开关，并由InnoSwitch3-Pro IC上的VB/D引脚控制。需要在FET的源极与其栅极之间放置电阻R12和二极管D4，以便在母线开关断开时提供电压放电通路。需要在输出端放置电容C21提供ESD保护。

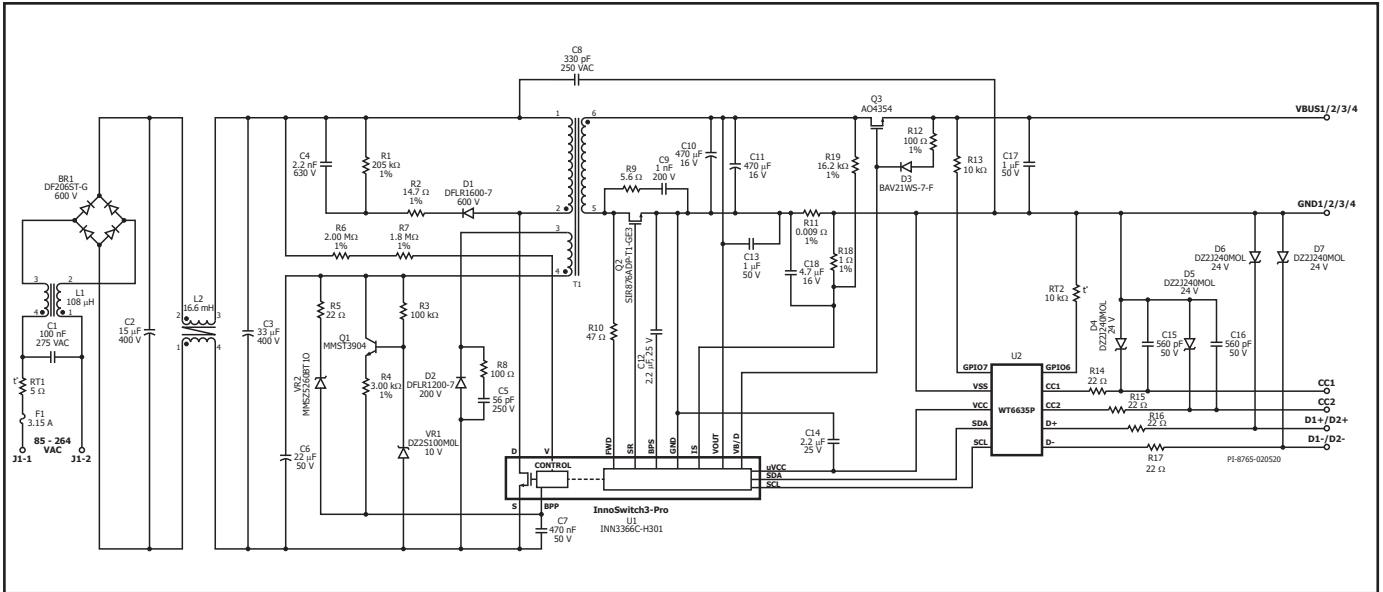


图27. 支持5V/3A、9V/3A、3.3V – 11V PPS USB PD 3.0协议的适配器

图27所示为一个使用INN3366C IC设计的支持PPS USB PD 3.0协议的5V/3A、9V/3A、3.3V – 11V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，并在任何元件发生严重故障时提供保护。热敏电阻RT1可在电源连接至AC输入供电时限制浪涌电流。

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

由二极管D1、电阻R1、R2和电容C4组成的低成本RCD箝位可在U1内的开关关断的一瞬间立即对U1的峰值漏极电压进行箝位控制。箝位有助于耗散存储在变压器T1的漏感中的能量。

InnoSwitch3-Pro 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(C7)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C6进行滤波。电阻R3和R4与Q1和VR1构成线性稳压电路，限制输送到InnoSwitch3-Pro IC (U1)初级旁路引脚的电流，而这与输出电压无关。稳压管VR2与电阻R5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VR2击穿。这将导致电流流入InnoSwitch3-Pro IC (U1)的初级旁路引脚。如果进入初级旁路引脚的电流超过 I_{SD} 阈值，InnoSwitch3-Pro IC控制器将锁存关断，防止输出电压进一步升高。

InnoSwitch3-Pro 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FET。变压器次的级侧输出通过FET Q2进行整流，通过电容C10和C11进行滤波。开关期间产生的高频振铃通过RC缓冲器（电阻R9和电容C9）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R10）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，FET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FET会在FET的电压降低低于阈值 $V_{SR(TH)}$ 时关断。初级功率开关的次级侧控制可避免两个开关可能发生的交越导通，提供极为可靠的同步整流工作。

IC的次级侧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-Pro IC U1次级旁路(BPS)引脚的电容C12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C13，用于提供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。在初级侧功率开关导通期间，出现于次级绕组的正向电压通过电阻R10和内部稳压器对次级旁路引脚去耦电容C12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启启动阈值。在此水平之下时，电源会进入自动重启启动模式，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32 mV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。输出电压由I²C接口设置。

在此设计中，(U2)是USB PD控制器。它从InnoSwitch3-Pro IC的uVCC引脚获取电源。IC (U2)通过I²C通信线路（SDA和SCL）将输出电压请求发送到InnoSwitch3-Pro，此时灌电流发出同样的请求。uVCC引脚需要去耦电容C14。

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。

N通道FETS Q3和Q4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。需要在FET的源极与其栅极之间放置电阻R12和二极管D3，以便在母线开关断开时提供电压放电通路。需要在输出端放置电容C17提供ESD保护。

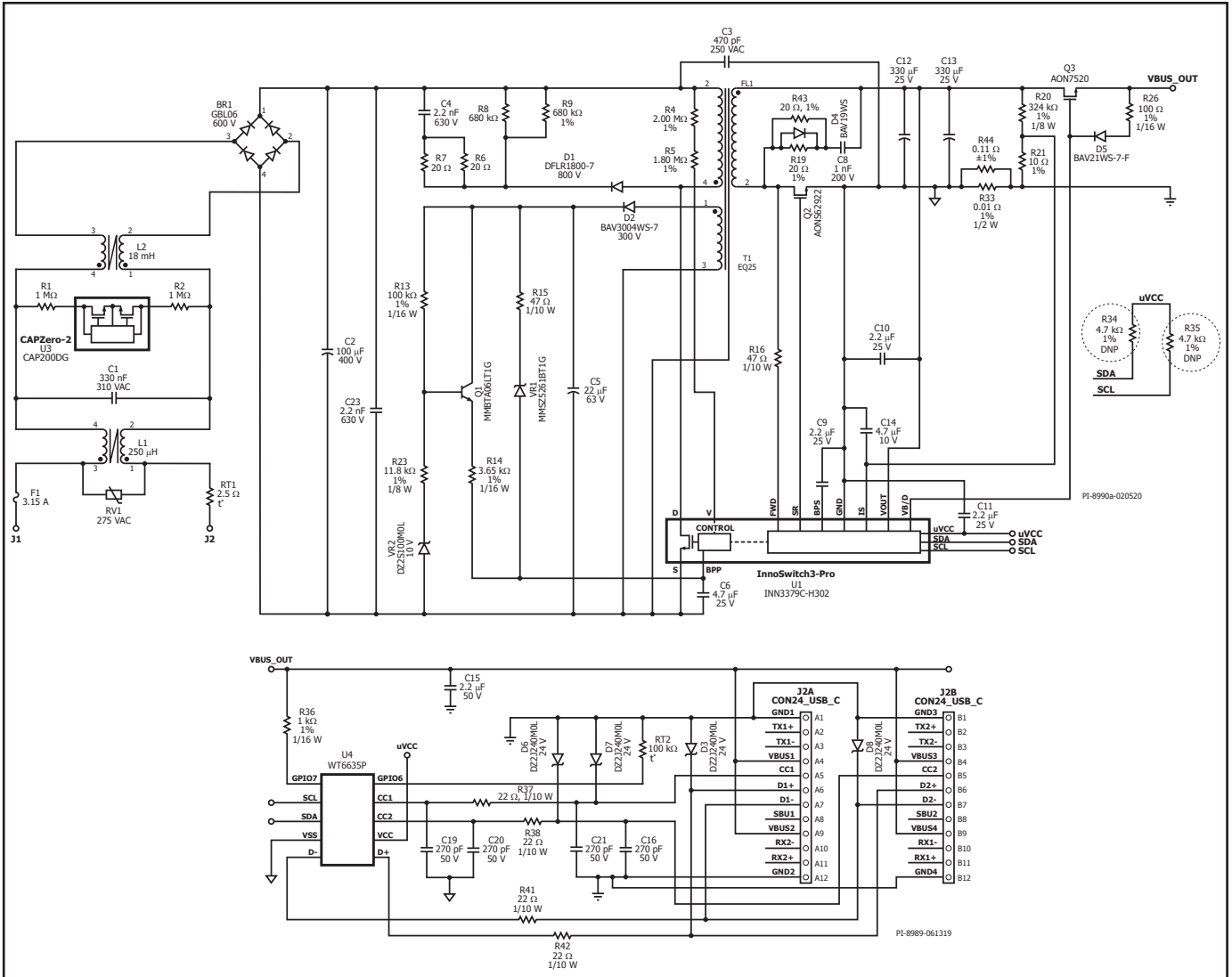


图28. 支持5 V/3 A、9 V/3 A、15 V/3 A、20 V/3 A、3.3 V – 21 V PPS USB PD 3.0协议的适配器

图28所示为一个使用INN3379C IC设计的支持USB PD 3.0协议的5 V/3 A、9 V/3 A、15 V/3 A、20 V/3 A、3.3 V – 21 V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。

保险丝F1可隔离电路，并对元件故障提供保护，热敏电阻RT1可在电源连接至AC输入供电时限制浪涌电流。当输入线路出现浪涌时，压敏电阻RV1可在高压瞬变期间提供安全保护。共模扼流圈L1和L2与电容C1、C3和C23提供共模和差模噪声滤波，以实现EMI衰减。桥式整流管BR1对AC输入电压进行整流，并对C2提供全波整流DC。当电源与AC电源断开时，电阻R1和R2与CAPZero-2 IC U3一起使电容C1放电。

变压器初级的一端连接到整流DC母线，另一端连接到InnoSwitch3-Pro IC U1内部开关的漏极端子。电阻R4和R5在AC输入欠压或过压时提供输入电压检测保护。

二极管D1、电阻R6、R7、R8、R9、R10、和R11以及电容C4组成低成本RCD箝位，可在U1内的开关关断的一瞬间对U1的峰值漏源极电压加以限制。箝位有助于耗散存储在变压器T1的漏感中的能量。

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R14用于限制提供给InnoSwitch3-Pro IC U1的BP引脚的电流。由电阻R13、R23、BJT Q1和齐纳稳压管VR2组成的线性稳压器可确保有足够的电流流过R14，使U1的内部电流源在正常工作时无需对C6充电。

齐纳稳压管VR1提供初级检测输出过压保护。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。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VR1击穿，这会导致过大的电流流入InnoSwitch3-Pro IC U1的BPP引脚。如果进入BPP引脚的电流超过 I_{SD} 阈值，InnoSwitch3-Pro控制器将锁存关断，防止输出电压进一步升高。电阻R15可限制注入BPP引脚的电流大小。

InnoSwitch3-Pro 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提供栅极驱动。变压器次级绕组两端的电压由次级侧FET（或SR FET）Q2整流，并由电容C12和C13滤波。开关期间产生的高频振荡通过RCD缓冲器（R19、R43、C8和D4）衰减，否则高频振荡会产生辐射EMI问题。Q2的栅极由IC U1内的次级侧控制器根据（经电阻R16）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。初级功率开关的次级侧控制可避免两个开关可能发生的交叠导通，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-Pro IC U1的BPS引脚的电容C9可提供内部电路去耦。

输出电流检测是通过监测电阻R33和R44两端的电压降来完成的。电阻R20和R21向检测到的输出电流增加一个偏移，为CC特性提供正斜率。由此产生的电流测量经去耦电容C14滤波，并通过IS和次级接地引脚进行监测。通过I²C接口配置的内部电流检测阈值最高可达到约32 mV，用以减少损耗。一旦超过阈值，InnoSwitch3-Pro IC U1将调整开关脉冲数以维持固定的输出电流。

在恒流(CC)工作期间，当输出电压下降时，InnoSwitch3-Pro IC U1内的次级侧控制器将直接从次级绕组中供电。在初级侧功率开关导通期间，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。这可以使恒流输出调节维持在最小UV阈值以下。在此水平之下时，电源会进入自动重启动模式，直到输出负载降低。

当输出电流低于CC阈值时，变换器将以恒压模式工作。输出电压由InnoSwitch3-Pro IC的VOUT引脚监测。与电流调整类似，也是将输出电压与通过I²C接口设置的内部电压阈值进行比较，IC U1内部的控制器通过控制开关脉冲数来调整输出电压。需要在VOUT引脚和次级接地引脚之间放置电容C10，用于为VOUT引脚提供ESD保护。

N-FET Q3用作母线开关，可将反激式变换器的输出与USB Type-C接口连接或断开。Q3由InnoSwitch3-Pro IC上的VB/D引脚控制。电阻R26和二极管D5连接在Q3的源极端子和栅极端子之间，以在Q3关断时为母线电压提供放电通路。需要在输出端放置电容C15提供ESD保护。

在此设计中，WT6635P (U4)是USB功率传输(USB PD)控制器。它由InnoSwitch3-Pro IC通过uVCC引脚供电。USB PD协议通过CC1或CC2线路进行通讯，具体取决于Type-C插头的连接方位。

WT6635P使用SCL和SDA线路通过I²C接口与InnoSwitch3-Pro IC进行通信，在其中设置CV、CC、 V_{KP} 、OVA和UVA参数。这些参数分别对应InnoSwitch3-Pro IC的输出电压、恒定输出电流、恒定输出功率电压阈值、输出过压阈值和输出欠压阈值寄存器。WT6635P IC同样使用I²C接口从遥测寄存器中读取InnoSwitch3-Pro IC的状态。

电容C11对WT6635P IC的VCC提供去耦。电容C19、C20、C21、C16、电阻R37、R38、R41、R42以及TVS D3、D6、D7和D8对引脚CC1、CC2、D-和D+提供ESD保护。

热敏电阻RT2连接到WT6635P IC的GPIO6引脚，提供USB Type-C接口的温度检测。WT6635P IC使用电阻R36来检测USB Type-C接口上的输出电压，该电压是母线开关Q3之后的电压。在母线开关Q3断开之后，电阻R36还用于通过转换为灌电流的GPIO对电容C15放电。

设计要点

输出功率对照表

输出功率表（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：

- 85 VAC输入时，90 V以上的最小DC输入电压，亦或当230 VAC输入或115 VAC输入并使用倍压整流时，220 V或以上的最小DC电压。输入电容值的大小应足够适用交流输入电压的要求。
- 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%。
- 变压器初级电感公差为±10%。
- 所选择的反射输出电压(V_{OR})可使通用输入电压设计在最小输入电压下的 $K_p = 0.8$ ，高输入电压设计的 $K_p = 1$ 。
- 适配器的最大传导损耗额定值限制在0.6 W，敞开式设计则限制在0.8 W。
- 峰值及开放式应用的输出功率是通过选择增加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。
- 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，建议动态 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_{INT})触发到器件限流点。

初级侧过压保护

InnoSwitch3-Pro 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、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。建议应选择这样的稳压管：其箝位电压能够在输出OVP被触发时让偏置绕组整流电压低6 V。可假定阻断二极管具有1 V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充电。最后，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-Pro 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-Pro 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。偏置绕组的增加可向初级旁路引脚提供偏置供电，从而实现空载功耗低于30 mW的电源。应当调整图26中所示的电阻R4，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。

如果有用于向InnoSwitch3-Pro发出命令的外部控制器，则应将控制器置于睡眠模式以降低功耗，并且所有GPIO引脚均不应置于会导致额外功耗的状态。

次级侧过压保护（自动重新启动模式）

InnoSwitch3-Pro 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ISD阈值电流触发。通过将稳压管从输出连接到次级旁路引脚可以实现直接输出检测过压保护功能。齐纳稳压管电压需为1.25倍输出电压与4.4 V次级旁路引脚电压之间的差。需要为过压保护稳压管串联一个低值电阻R2，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-Pro IC初级侧电路的元件

BPP电容

连接InnoSwitch3-Pro 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-Pro 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10 V (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5 V下的电容电压降不会超过20%。请勿使用Y5U或Z5U/0603 MLCC电容，因为此类SMD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-Pro 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1 mA的电流。

应选择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偏置绕组仍能产生7 V的输出电压。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，45 W适配器需要支持5 V、9 V和15 V输出电压，而100 W适配器需要支持从5 V至20 V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26所示，通常需要使用线性稳压电路来控制注入InnoSwitch3-Pro 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($V_{BPP} > 5 V$)。

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 μF 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，推荐使用约3.8 $\text{M}\Omega$ 的电阻值。图29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-Pro IC具有可用于锁存关断/自动重启电源的初级检测过压保护功能。电源锁存关断/自动重启后，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-Pro 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30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-Pro IC输入电压监测引脚的电流并复位InnoSwitch3-Pro IC控制器。

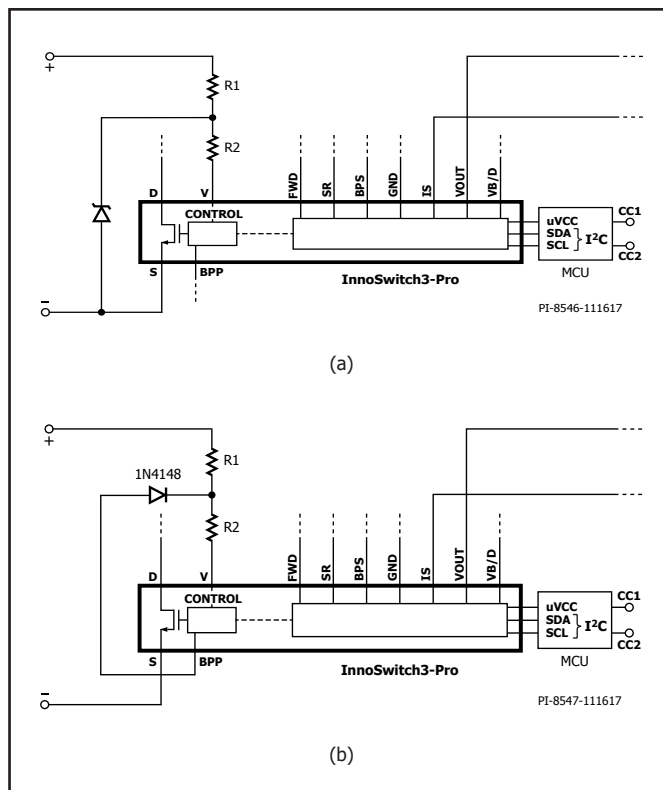


图29. (a)仅使能输入欠压保护；(b)仅使能输入过压保护

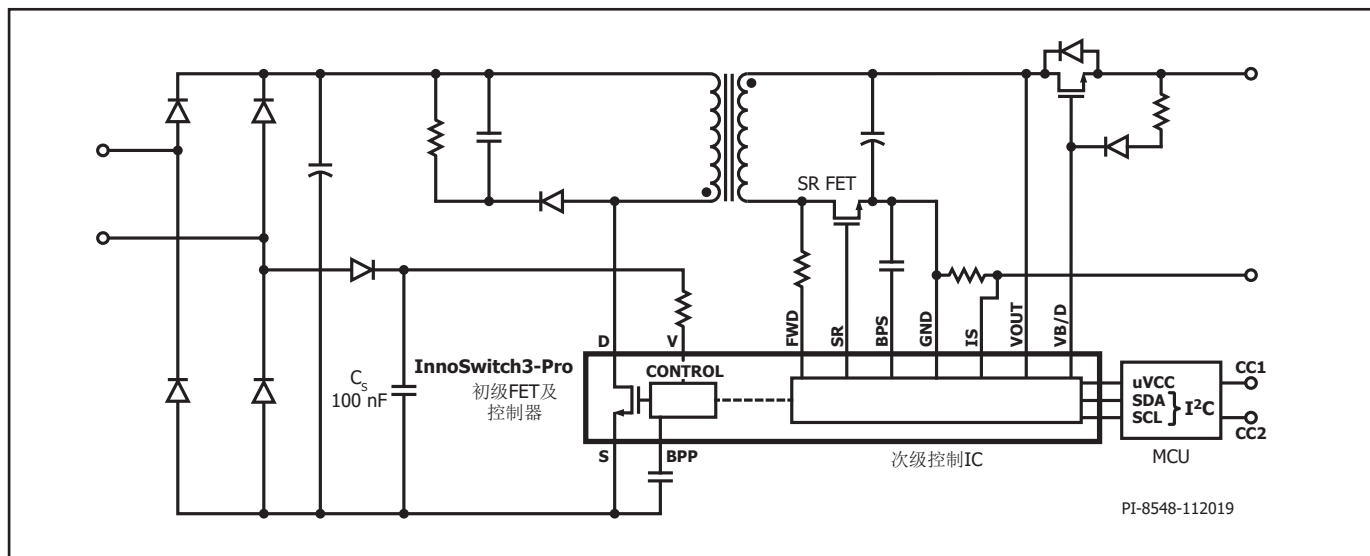


图30. 快速AC复位线路

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。虽然不够精确，但初级侧控制器可以使用偏置绕组电压较为准确地检测出输出电压幅值。从偏置绕组输出连接至初级旁路引脚的稳压管可以可靠地检测到次级过压故障情况，并使初级侧控制器锁存关断/自动重新启动。建议应在（满载和最低输入电压下）正常稳态情况以及瞬态负载情况下测量偏置绕组输出端的最高电压。使用额定值为该测量电压1.25倍的稳压管通常能够确保过压保护不会在正常工作情况下误动作，但又能对故障做出反应。

初级侧缓冲器箝位

缓冲电路应用于初级侧，如图26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箝位，但RCDZ箝位的效率最高。图26中的电路示例采用电阻与箝位二极管串联的RCD箝位。该电阻可抑制漏极振荡，并对反向恢复期间通过箝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箝位电路恢复部分能量，从而提高效率。

InnoSwitch3-Pro次级侧电路的元件

次级旁路引脚 – 去耦电容

应使用一个2.2 μF 、10 V/X7R或X5R/0805多层陶瓷电容对InnoSwitch3-Pro 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4.4 V，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 μF 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10 V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DC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6.3 V/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4.4 V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5 V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5 V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5 V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4.4 V。对于此类应用，InnoSwitch3-Pro 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，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 。

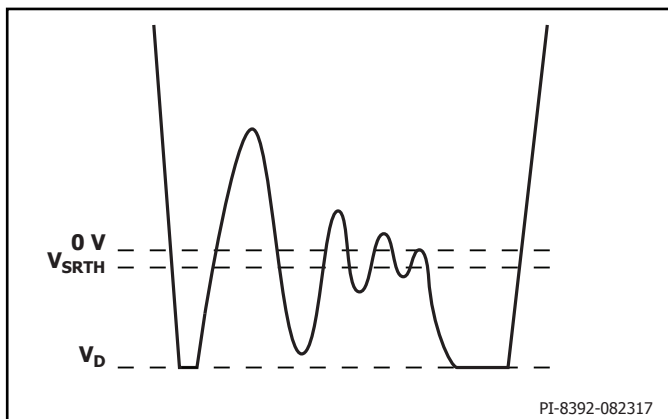


图31. 握手后反激周期中SR FET导通期间不可接受的正激引脚电压波形

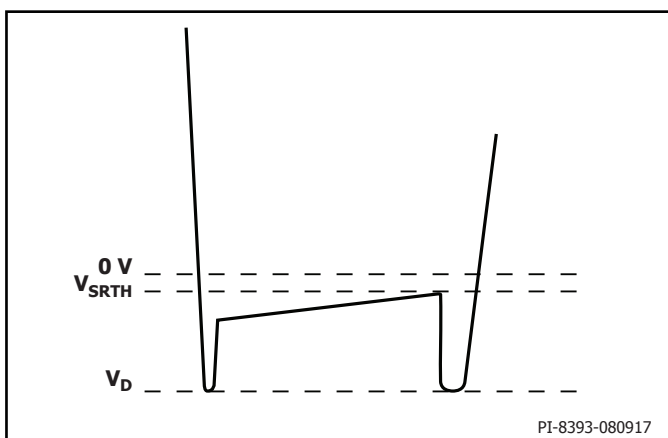


图32. 握手后反激周期中SR FET导通期间可接受的正激引脚电压波形

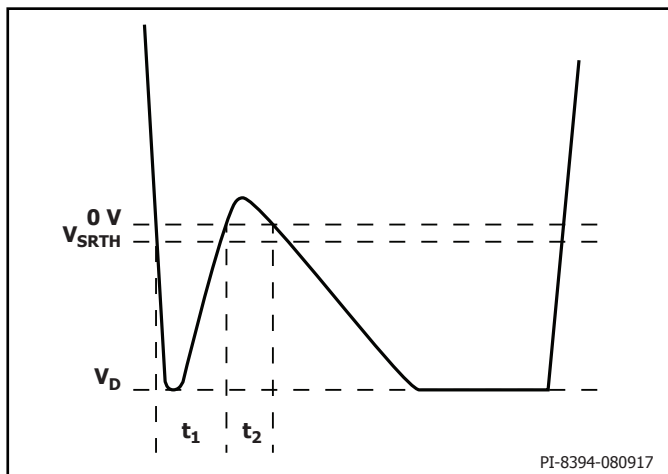


图33. 握手前反激周期中体二极管导通期间不可接受的正激引脚电压波形

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。

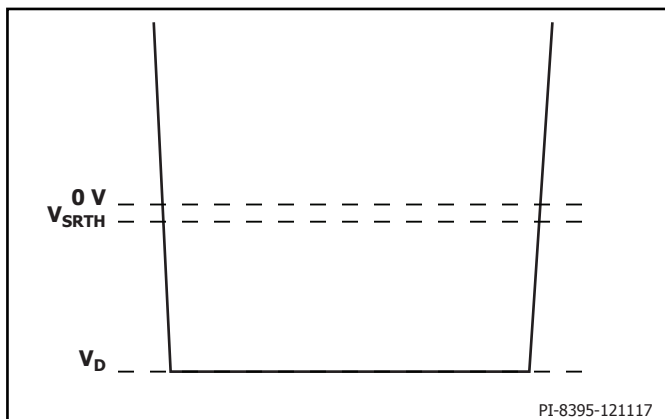


图34. 握手前反激周期中体二极管导通期间可接受的正激引脚电压波形

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-Pro 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0 V以下时关断。

可选用 $18 \text{ m}\Omega R_{\text{DS(ON)}}$ 的SR FET满足 $5 \text{ V}/2 \text{ A}$ 输出的使用需要, $8 \text{ m}\Omega R_{\text{DS(ON)}}$ 的SR FET则可用于额定输出 $12 \text{ V}/3 \text{ A}$ 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 4.4 V 。因此不太适合使用高开通阈值电压的FET; 开通阈值电压在 1.5 V 至 2.5 V 之间的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 4 V 的开关, 只要其数据手册规定了在 4.5 V 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-Pro 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, 使用一个 1 A 表面贴装肖特基二极管已足够。可是好处也是有限度的, 对于 $5 \text{ V}/2 \text{ A}$ 设计来说, 外部二极管可在 85 VAC 下为满载效率增加 $\sim 0.1\%$ 的改善, 在 230 VAC 下增加 $\sim 0.2\%$ 。

肖特基二极管和SR FET的电压额定值应至少为预期峰值反向电压(PIV)的 1.3 至 1.4 倍, 具体取决于变压器所采用的圈数比。额定值 60 V 的FET和二极管适用于大多数 $V_{\text{OR}} < 60 \text{ V}$ 的 5 V 设计, 额定值 100 V 的FET和二极管适用于 12 V 输出的设计。

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)时导致电压波形振铃。这种振铃可通过SR FET两端的RC缓冲器加以抑制。可以使用一个范围介于10 Ω 至47 Ω 的缓冲器电阻(较高的电阻值会导致比较明显的效率下降)。大部分设计当中均可采用1 nF至2.2 nF的电容。

对于电压转换期间SR FET漏极波形未如图31所示且电路原理图类似于图30的设计,建议以200 mV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 μ F至300 μ 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-Pro 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 $I_{SV(TH)}$ 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-Pro 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。

μ VCC引脚上的去耦电容

建议在 μ VCC和GND引脚之间至少放置一个2.2 μ F的陶瓷电容。

SDA和SCL引脚的上拉电阻

建议在SDA和SCL引脚到 μ VCC引脚之间分别连接一个4.7 k Ω 上拉电阻,以400 kHz的频率进行通信。上拉电阻的最大值取决于SDA/SCL线路和I²C主控所呈现的电容。假设总电容为20 pF,到 V_{IL} 阈值的电压升高时间与SCL时钟频率的函数如表7所示。

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 μ F的陶瓷电容。

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32 mV的压降。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-Pro IC的引脚,以实现精确的电流测量和ICC调整。

输出去耦电容

需要一个高达10 μ F的陶瓷输出去耦电容来通过18kV ESD空气放电。

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4 V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。建议使用100 Ω 的电阻值,以满足USB PD放电时间规范。对于单向电流,建议使用一个串联的通用二极管。

外部控制器

需要一个外部控制器通过SDA和SCL线路将I²C命令发送到InnoSwitch3-Pro IC。对于独立应用,外部控制器可以从InnoSwitch3-Pro IC的 μ VCC引脚获取电源。它应该能够在供电电压低至2.8V的情况下维持工作。

电路板布局建议

参见图35了解使用InnoSwitch3-Pro 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铜箔区域使用单一点接地。

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。

IS至GND引脚电容

建议在InnoSwitch3-Pro IC的IS和GND引脚之间使用1 μ F或更高的陶瓷电容,以实现精确的恒流调整。

初级箝位电路

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

散热注意事项

源极引脚都从内部连接到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铜铂区域，以使IC温度安全地处于绝对最大值以下。建议铺铜区域（IC的源极引脚焊接在此）面积应足够大，以使电源在满额定负载和最低额定输入AC供电电压下工作时IC温度保持在110 °C以下。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极端子之间。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 （C、L、C）型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-Pro 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。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

建议从电流检测电阻到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。

uVCC、SDA和SCL引脚

到SDA和SCL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SDA和SCL线路平行。

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 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，6.4 mm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。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。

如果有用于USB PD通信的控制器，则控制器的接地应该连接到InnoSwitch3-Pro IC的GND引脚，而不是Type C连接器的GND引脚，这有助于提高ESD性能。不过，如果在其上有单独的子板与控制器IC连接，并且接地路径变长，则可以将控制器IC的接地连接到更靠近USB连接器GND引脚的位置，这有助于在USB PD符合性测试期间获得眼图。

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。箝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

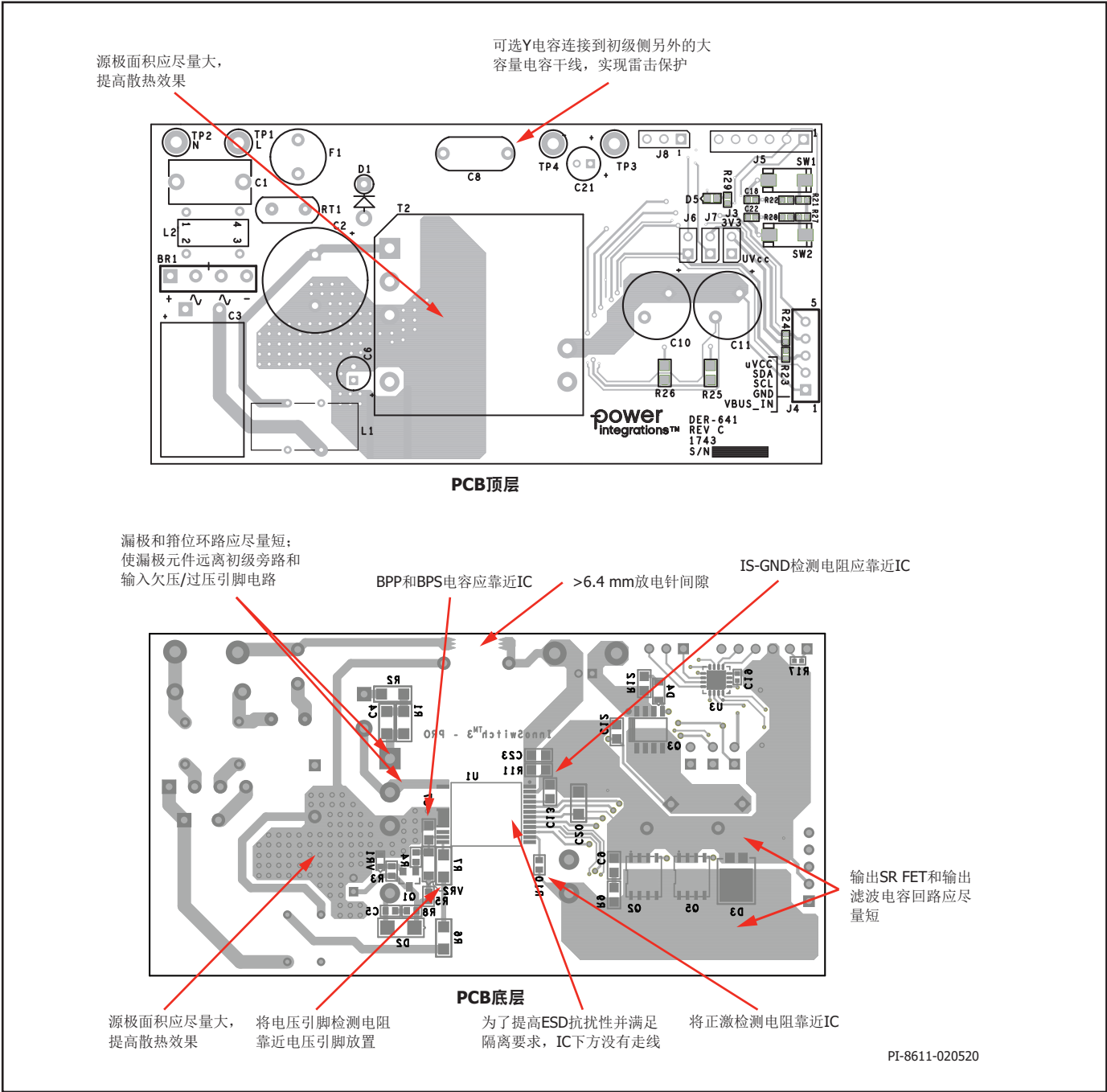


图35. PCB布板建议

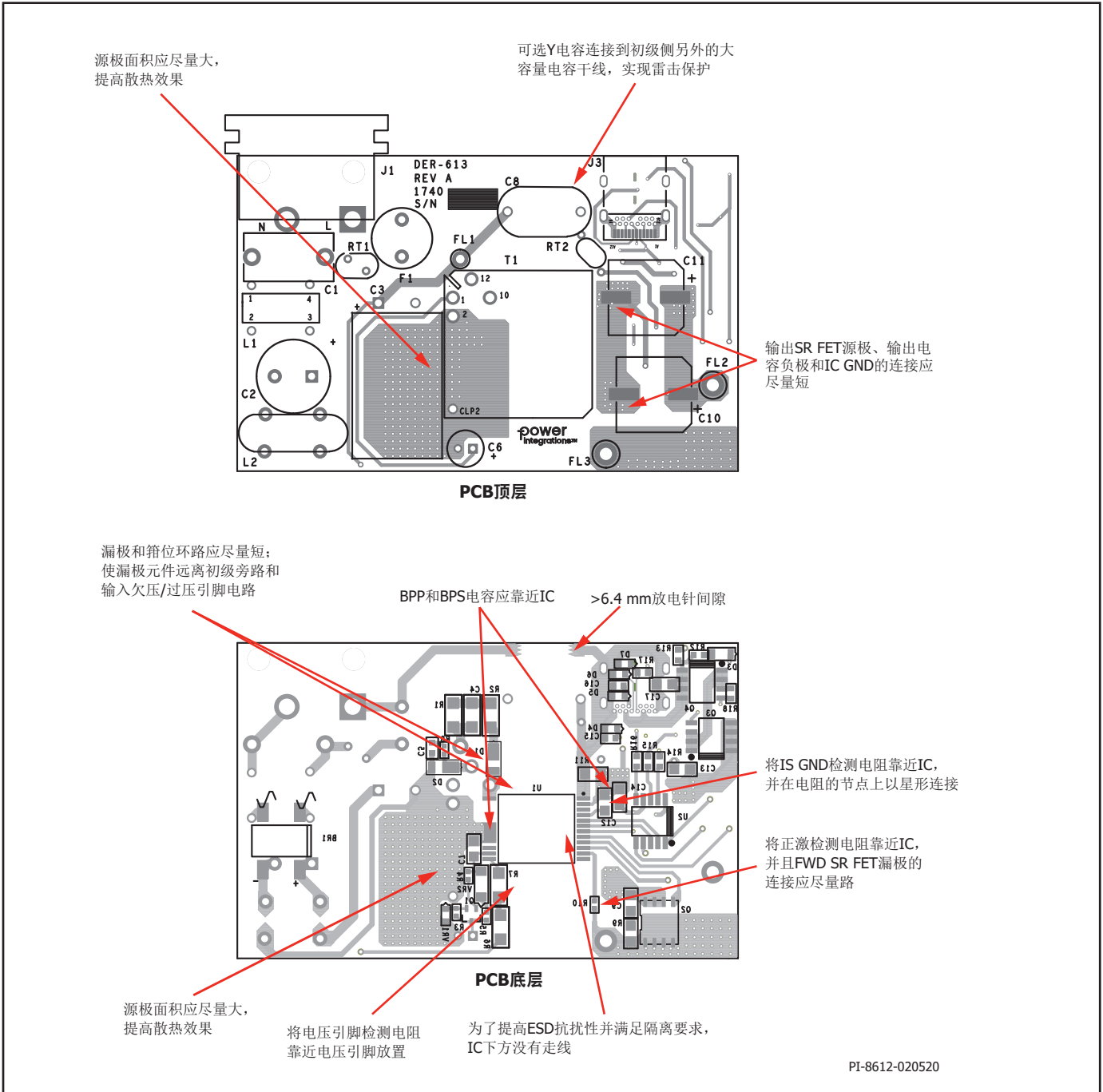


图36. PCB布板建议

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。
- 初级侧箝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缓冲器所采用元件的值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 μ 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 $2 \mu\text{F}/\text{W}$ 的值，使DC母线电压始终高于 70 V ，但 $3 \mu\text{F}/\text{W}$ 可提供更多的裕量。应测量DC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-Pro IC的独特特性是，设计者可以通过调整设计规格将满载下的开关频率设置在 25 kHz 至 95 kHz 的范围内。为降低器件温度，开关频率可以设置在 60 kHz 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 95 kHz 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 110 kHz ，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权衡考虑总器件损耗（传导损耗和开关损耗）的结果。

INN3365C / INN3375C	80 kHz
INN3366C / INN3376C	75 kHz
INN3377C	70 kHz
INN3367C / INN3368C	65 kHz
PowiGaN器件INN3378C	70 kHz
PowiGaN器件INN3379C	65 kHz
PowiGaN器件INN3370C	60 kHz

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：

1. 较高的 V_{OR} 允许在最低电压 V_{MIN} 时获得更高的输出功率，这会降低输入电容值和提高给定InnoSwitch3-Pro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值, 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38）。

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

K_p 值大于1表示非连续传导模式。此时， K_p 是初级开关关断时间与次级二极管导通时间的比值。

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

推荐对大部分InnoSwitch3-Pro 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-Pro 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 6.2 mm ，绕组每侧为 3.1 mm 。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 6.2 mm ，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-Pro 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。 $\geq 200 \text{ Cmls}/\text{Amp}$ 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。在漏感箝位损耗非常高的设计应用中，可采用分层式初级绕组结构。此方法是将初级绕组绕在次级绕组（和偏置绕组）的两侧，以“三明治”的方式绕制。这种方式通常对小功率设计不利，因为这通常会增大共模噪声，并增加输入滤波成本。

最大工作磁通密度, B_M (高斯)

为了限制启动和输出短路时的峰值磁通密度, 建议峰值器件限流点下 (频率132 kHz) 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-Pro 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设计表格可以用来辅助变压器设计。

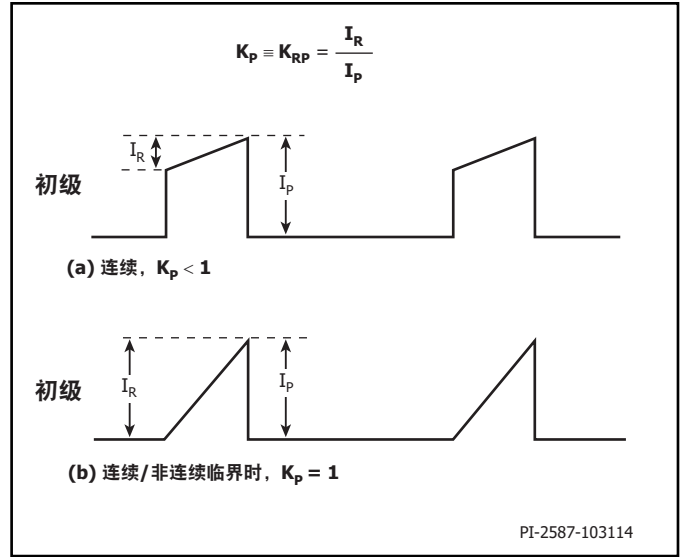


图38. 连续模式电流波形, $K_p \leq 1$

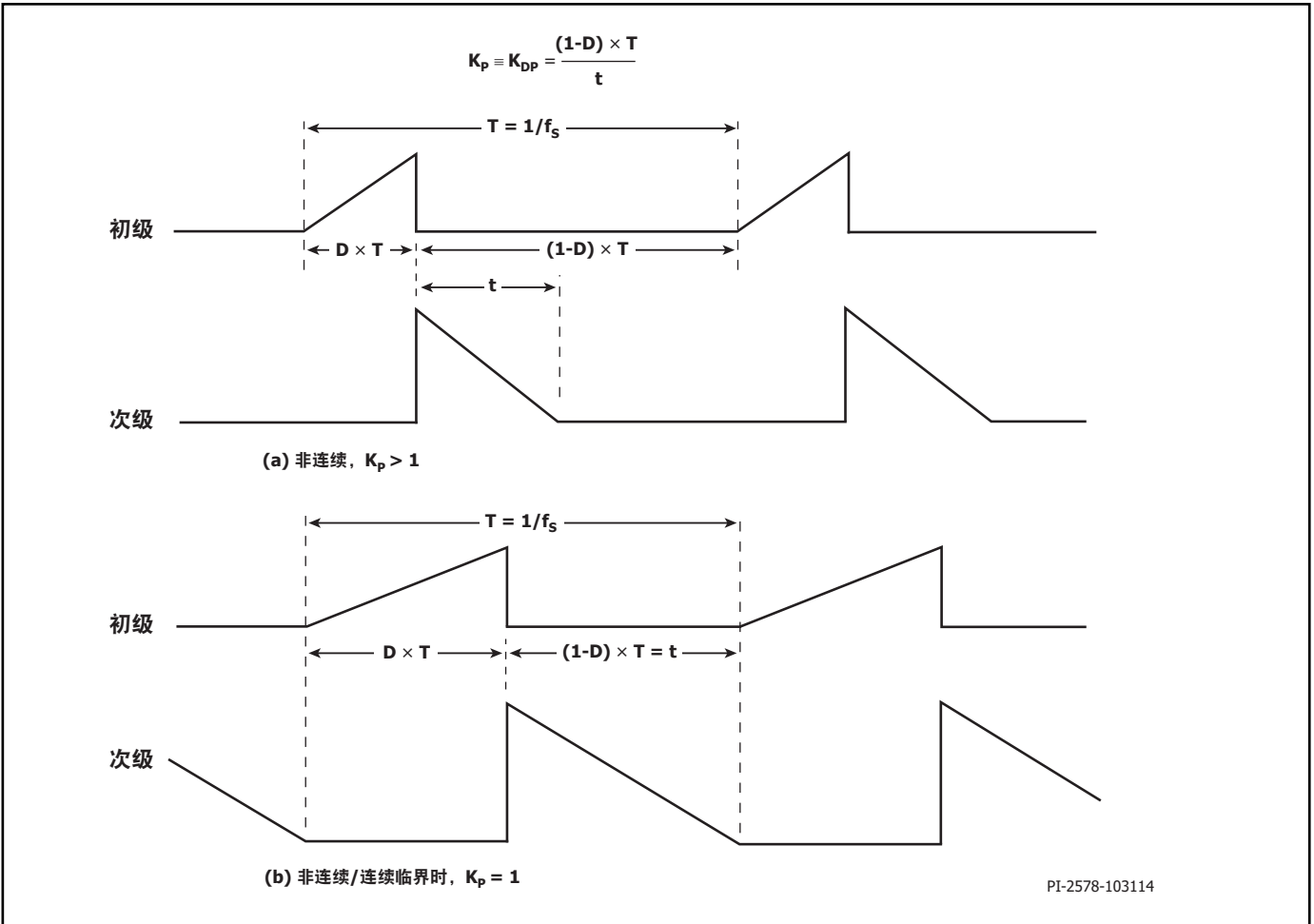


图37. 非连续模式电流波形, $K_p \geq 1$

减小音频噪声的变压器构造

虽然InnoSwitch3-Pro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器件时的设计注意事项（INN3378C、INN3379C和INN3370C）

对于反激变换器设计，IC漏极引脚的典型电压波形如图39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箝位电路。箝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39中的 V_{CLM} 是包括尖峰的复合箝位电压。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 V_{OR} 和箝位电压 V_{CLM} ，以使峰值漏极电压低于650 V。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750 V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
5 V	45 - 70
12 V	80 - 120
15 V	100 - 135
20 V	120 - 150
24 V	135 - 180

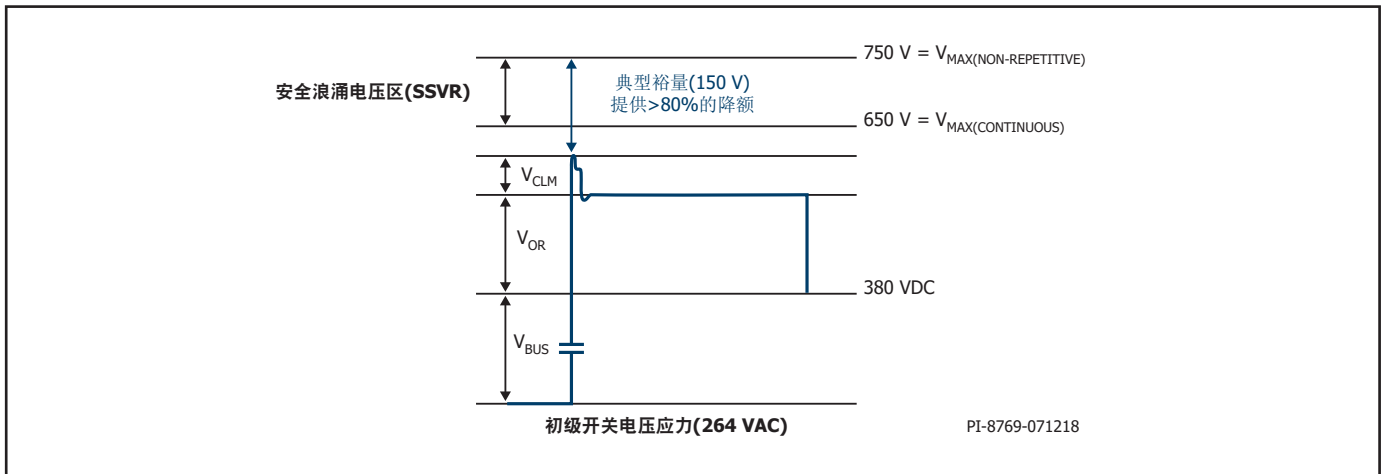


图39. 264 VAC输入电压的峰值漏极电压

快速设计校验

对于任何使用InnoSwitch3-Pro的电源设计，都应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-Pro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-Pro 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-Pro 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-Pro 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 (INN3378C、INN3379C和INN3370C) 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40所示。测试板由两层2盎司铜箔区域组成，InSOP封装安装在顶面，并连接到550 mm²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5 x 17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。

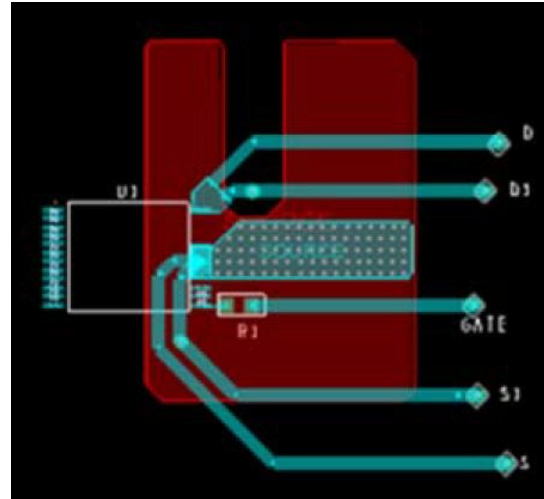


图40. PowiGaN器件 (INN3378C、INN3379C和INN3370C) 的热阻测试条件

最大额定值^{1,2}

漏极引脚电压: INN33x5C–INN33x8C	-0.3 V到650 V/725 V
漏极引脚电压 ⁶ : INN3378C–INN3370C	-0.3 V到750 V
漏极引脚峰值电流: INN3365C	3.87 A ⁷
INN3375C	4.11 A ⁷
INN3366C	4.88 A ⁷
INN3376C	5.19 A ⁷
INN3367C	5.57 A ⁷
INN3377C	5.92 A ⁷
INN3368C	6.24 A ⁷
PowiGaN器件INN3378C	6.5 A ⁷
PowiGaN器件INN3379C	10 A ⁷
PowiGaN器件INN3370C	14 A ⁷
BPP/BPS引脚电压	-0.3到6 V
BPP/BPS电流	100 mA
SCL、SDA、uVCC引脚电压	-0.3到6 V
uVCC电流 ⁵	12 mA
FWD引脚电压	-1.5 V到150 V
SR引脚电压	-0.3 V到6 V
V引脚电压	-0.3 V到650 V
VOJT引脚电压	-0.3 V到27 V
VB/D引脚电压	-0.3 V到35 V
IS引脚电压	-0.3 V到0.3 V ⁸
存储温度	-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

注释:

1. 所有电压都是以 $T_A = 25\text{ °C}$ 时的源极和次级接地端为参考点。
2. 在短时间内施加器件允许的最大额定值不会引起产品永久性的损坏。但长时间用在器件允许的最大额定值时，会对产品的可靠性造成影响。
3. 通常由内部电路控制。
4. 在距壳体1/16英寸处测量，持续时间5秒。
5. 仅在5 V输出时，uVCC引脚可以提供48 mA的最大电流，持续0.5秒。
6. PowiGaN器件:
最大漏极电压（非重复脉冲）
7. 有关最大允许电压和电流的对应关系，请参见图42、48和56。
8. 小于500 μs 的绝对最大电压为3 V。

阻

热阻:

INN33x5C到INN33x8C	
(θ_{JA})	76 °C/W ¹ , 65 °C/W ²
(θ_{JC})	8 °C/W ³
PowiGaN器件 INN3378C到INN3370C	
(θ_{JA})	50 °C/W ⁴

注释:

1. 焊在0.36平方英寸(232 mm²)、2盎司(610 g/m²)铜箔区域。
2. 焊在1平方英寸(645 mm²)、2盎司(610 g/m²)铜箔区域。
3. 壳体温度在封装顶部测量。
4. 请参见图40。

参数	件	额定值	单位
UL1577额定值			
初级侧电流额定值	从引脚(16-19)至引脚24的电流	1.5	A
初级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (器件安装在插座中, 此时 $T_{CASE} = 120\text{ °C}$)	1.35	W
次级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (器件安装在插座中)	0.125	W
封装特性			
电气间隙		12.1	mm (典型值)
爬电距离		11.7	mm (典型值)
绝缘距离(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	-

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
控制功能							
启动开关频率	f_{SW}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	23	25	27	kHz	
调制频率	f_M	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $f_{SW} = 100\text{ kHz}$	0.80	1.25	1.70	kHz	
最大导通时间	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	12.4	14.6	16.9	μs	
最小初级反馈阻断定时器	t_{BLOCK}				$t_{OFF(MIN)}$	μs	
BPP供电电流	I_{S1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (开关停止开关) $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x5C – INN33x8C	145	200	425	μA
			INN3378C – INN3370C	145	266	425	
	I_{S2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ (器件开关频率 132 kHz) $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3365C	0.49	0.65	1.03	mA
			INN3366C	0.64	0.86	1.21	
			INN3367C	0.77	1.03	1.38	
			INN3368C	0.90	1.20	1.75	
			INN3375C	0.59	0.79	1.10	
			INN3376C	0.77	1.02	1.38	
			INN3377C	0.90	1.20	1.73	
			INN3378C	0.93	1.24	1.79	
BPP引脚充电电流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x5C – INN33x8C	-1.73	-1.35	-0.88	mA
			INN3378C – INN3370C	-1.75	-1.35	-0.88	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-5.98	-4.65	-3.32		
BPP引脚电压	V_{BPP}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	4.65	4.90	5.15	V	
BPP引脚电压迟滞	$V_{BPP(H)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.22	0.39	0.55	V	
BPP分流电压	V_{SHUNT}	$I_{BPP} = 2\text{ mA}$	5.15	5.36	5.65	V	
BPP上电复位阈值电压	$V_{BPP(RESET)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	2.80	3.15	3.50	V	
UV/OV引脚电压缓升阈值	I_{UV+}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x5C – INN33x8C	23.9	26.1	28.2	μA
			INN3378C – INN3370C	22.4	24.4	26.7	
UV/OV引脚电压缓降阈值	I_{UV-}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x5C – INN33x8C	21.0	23.7	25.5	μA
			INN3378C – INN3370C	19.0	21.6	23.5	
电压缓降延迟时间	t_{UV-}			35		ms	

参数	符号	条件		最小值	典型值	最大值	单位	
		源极 = 0 V	$T_J = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)					
控制功能 (续上)								
UV/OV引脚输入过压阈值	I_{OV+}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x5C – INN33x8C	106	115	118	μA	
			INN3378C – INN3370C	106	112	118		
UV/OV引脚输入过压迟滞	$I_{OV(H)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x5C – INN33x8C		7		μA	
			INN3378C – INN3370C		8			
UV/OV引脚输入过压恢复阈值	I_{OV-}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		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+}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$			3		μs	
电压引脚电压额定值	V_V	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		650			V	
电路保护								
标准电流限流点(BPP) 电容 = 0.47 μF 见注释D	I_{LIMIT}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	di/dt = 213 mA/ μs	INN33x5C	883	950	1017	mA
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x6C	1162	1250	1338	
			di/dt = 300 mA/ μs	INN3377C	1255	1350	1445	
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3367C	1348	1450	1552	
			di/dt = 375 mA/ μs	INN3368C	1534	1650	1766	
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3378C	1581	1700	1819	
			di/dt = 425 mA/ μs	INN3379C	1767	1900	2033	
升高电流限流点(BPP) 电容 = 4.7 μF 见注释D	$I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	di/dt = 213 mA/ μs	INN33x5C	1046	1150	1254	mA
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN33x6C	1319	1450	1581	
			di/dt = 300 mA/ μs	INN3377C	1410	1550	1689	
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3367C	1501	1650	1799	
			di/dt = 375 mA/ μs	INN3368C	1683	1850	2017	
			$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3378C	1767	1900	2033	
			di/dt = 425 mA/ μs	INN3379C	1980	2130	2279	
$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	INN3370C	2395	2576	2756				
过载检测频率	f_{OVL}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		102	110	118	kHz	

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_J = -40\text{ °C}$ 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}	$T_J = 25\text{ °C}$	6.0	7.5	11.3	mA	
自动重新启动导通时间	t_{AR}	$T_J = 25\text{ °C}$	75	82	89	ms	
自动重新启动触发跳频时间	$t_{AR(SK)}$	$T_J = 25\text{ °C}$ 见注释A		1.3		sec	
自动重新启动关断时间	$t_{AR(OFF)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	1.7		2.11	sec	
短自动重新启动关断时间	$t_{AR(OFF)SH}$	$T_J = 25\text{ °C}$	0.17	0.20	0.23	sec	
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	INN3365C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.95	2.24	Ω
			$T_J = 100\text{ °C}$		3.02	3.47	
		INN3375C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.95	2.24	
			$T_J = 100\text{ °C}$		3.02	3.47	
		INN3366C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.30	1.50	
			$T_J = 100\text{ °C}$		2.02	2.32	
		INN3376C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.34	1.54	
			$T_J = 100\text{ °C}$		2.08	2.39	
		INN3367C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.02	1.17	
			$T_J = 100\text{ °C}$		1.58	1.82	
		INN3377C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		1.20	1.38	
			$T_J = 100\text{ °C}$		1.86	2.14	
		INN3368C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		0.86	0.99	
			$T_J = 100\text{ °C}$		1.33	1.53	
		INN3378C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		0.52	0.68	
			$T_J = 100\text{ °C}$		0.78	1.02	
		INN3379C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		0.35	0.44	
			$T_J = 100\text{ °C}$		0.49	0.62	
INN3370C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25\text{ °C}$		0.29	0.39			
	$T_J = 100\text{ °C}$		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 $T_J = 125\text{ °C}$			200	μA	
	I_{DSS2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{ V}$ $V_{DS} = 325\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$		15		μA	
漏极供电电压			50			V	
热关断	T_{SD}	见注释A	135	142	150	$^{\circ}\text{C}$	
热关断迟滞	$T_{SD(H)}$	见注释A		70		$^{\circ}\text{C}$	

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_j = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (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}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	118	132	145	kHz
最小关断时间	$t_{\text{OFF(MIN)}}$		2.48	3.38	4.37	μs
BPS 引脚锁存指令关断 阈值电流	$I_{\text{BPS(SD)}}$		5.2	8.9	12	mA
启动 VOUT 引脚调整电压	$V_{\text{OUT_REG}}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	4.85	5	5.15	V
输出电压设定范围	$V_{\text{OUT(R)}}$	默认值 = 5 V	3.00		24.00	V
	TOL_{VOUT}	公差 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-3		+3	%
可变输出电压档位	ΔV_{OUT}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		10		mV
输出电压报回公差	$V_{\text{OUT(T)}}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-3		+3	%
归一化输出电流	I_{OUT}	0.6 - 1.0 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$, 见注释C	-5		+5	%
		0.2 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$, 见注释C	-15		+15	
归一化输出电流档位	ΔI_{OUT}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.78		%
最大V/I更新速率	t_{VI}	见注释B		10		ms
I²C 命令之间的最小时间 延迟	t_{DELAY}	见注释B	150			μs
内部限流电压阈值	$I_{\text{SV(TH)}}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 跨外部IS至GND引脚电阻 见注释F		32		mV
输出线压降补偿(CDC) 设定范围	$\Delta\phi_{\text{CD}}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 默认值 = 0 V	0		600	mV
CDC 公差	$\text{TOL}\phi_{\text{CD}}$	$\text{CDC} \geq 100\text{ mV}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-25		25	mV
CDC 设定档位	$\Delta\phi_{\text{CD}}$			50		mV
输出过压设定范围	V_{OVA}	默认值 = 6.2 V	6.2		25	V
输出过压公差	TOL_{OVA}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-3		3	%
输出过压设定档位	ΔV_{OVA}			100		mV
输出欠压设定范围	V_{UVA}	默认值 = 3.6 V	3		24	V
输出欠压公差	TOL_{UVA}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-3		3	%

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级 (续上)						
输出欠压设定档位	ΔV_{UVA}			100		mV
输出欠压定时器设定选项	t_{UVL}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 见注释B、E	设定选项1	8		ms
			设定选项2	16		
			设定选项3	32		
			设定选项4	64		
恒定输出功率电压初始阈值设定范围	V_{KP}	默认值 = 24 V	5.3		24	V
恒定输出功率公差	$TOLP_{OUT}$	满量程电流的85%	-10		+10	%
恒定输出功率电压初始阈值设定档位	ΔV_{KP}			100		mV
恒压模式定时器设定选项	t_{CVO}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 见注释B、E	设定选项1	8		ms
			设定选项2	16		
			设定选项3	32		
			设定选项4	64		
Watchdog定时器	t_{WDT}	默认设定选项1 见注释B		0.5		sec
		设定选项2, 见注释B		1		
		设定选项3, 见注释B		2		
VB/D驱动电压	$V_{VB/D}$	关于VOUT引脚	4		10	V
VB/D导通时间	$t_{R(VB/D)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 10\text{ nF}$		4	10	ms
VB/D关断时间	$t_{F(VB/D)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 10\text{ nF}$		4	10	μs
VB/D引脚负载放电内部导通状态电阻	$R_{B/D(ON)}$		20	35	70	Ω
VB/D引脚负载放电内部关断状态电阻	$R_{B/D(OFF)}$		80			k Ω
次级过温迟滞	$T_{SEC(HYS)}$	设定选项1 见注释B		40		$^\circ\text{C}$
		设定选项2 见注释B		60		
VOUT引脚泄放电路电流	I_{VO_BLD}	VOUT = 5 V	170	270	380	mA
uVCC供电电压	uVCC	$I_{UVCC} = 0\text{ A}$ $V_{OUT} = 5\text{ V}$	3.42	3.60	3.78	V

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级 (续上)						
最大uVCC供电电流	I_{UVCC}	$uVCC > 3.3\text{ V}$, $V_{OUT} = 5\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, “绝对最大额定值”表中的 见注释5	48			mA
		$uVCC > 3.3\text{ V}$ $3.9\text{ V} \leq V_{OUT}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	10			
uVCC引脚输出电阻	R_{UVCC}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	18	21	24	Ω
uVCC复位阈值电压	$uVCC_{RST}$	见注释B			2.65	V
BPS引脚电压	V_{BPS}		4.2	4.4	4.6	V
BPS引脚电流	I_{SNL}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ VBUS开关断开		0.67	0.85	mA
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 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引脚欠压迟滞	$V_{BPS(UVLO)TH}$			0.65		V
软启动频率渐升时间	$t_{SS(RAMP)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	7.5	11.8	19	ms
正激引脚击穿电压	BV_{FWD}		150			V
同步整流管, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$						
SR引脚驱动电压	V_{SR}		4.2	4.4	4.6	V
SR引脚电压阈值	$V_{SR(TH)}$			-2.5	0	mV
SR引脚上拉电流	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ $f_S = 100\text{ kHz}$	125	165	195	mA
SR引脚下拉电流	$I_{SR(PD)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ $f_S = 100\text{ kHz}$	238	265	314	mA
上升时间	$t_{R(SR)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ 见注释B	10-90%	50		ns
下降时间	$t_{F(SR)}$	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{ nF}$ 见注释B	90-10%	30		ns
输出上拉电阻	R_{PU}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{BPS} + 0.1\text{ V}$ $I_{SR} = 30\text{ mA}$	7.2	8.9	12	Ω
输出下拉电阻	R_{PD}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{BPS} + 0.2\text{ V}$ $I_{SR} = 30\text{ mA}$	3.5	4.7	5.5	Ω

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
I²C总线规格 (SDA和SCL引脚) *见注释B						
SCL时钟频率	f_{SCL}	见注释G	50	400	700	kHz
低电平输入电压	V_{IL}		-0.5		$0.3 \times uVCC$	V
高电平输入电压	V_{IH}		$0.7 \times uVCC$		$uVCC + 0.5\text{ V}$	V
施密特触发器输入的迟滞	V_{HYS}		$0.05 \times uVCC$			V
低电平输出电压 (漏极或集电极开路)	V_{OL}	$uVCC > 2.8\text{ V}$ 3 mA灌电流	0		0.4	V
低电平输出电流	I_{OL}		3			mA
从 $V_{IH(MIN)}$ 到 $V_{IL(MAX)}$ 的输出 下降时间	t_{OF}	从10 pF到400 pF的母线电容	-		250	ns
SDA/SCL输入电流	I_I	$(0.1 \times uVCC) < (V_{SCL}/V_{SDA}) < (0.9 \times uVCC)$	-1		1	μA
SDA/SCL电容	C_I		-		10	pF
输入滤波器抑制的 尖峰脉冲宽度	t_{SP}		50			ns
CL时钟的高频率周期	t_{HIGH}	$f_{SCL} = 400\text{ kHz}$	0.6			μs
CL时钟的低频率周期	t_{LOW}	$f_{SCL} = 400\text{ kHz}$	1.3			μs
串联数据设定时间	$t_{SU:DAT}$		100			ns
串联数据维持时间	$t_{HD:DAT}$		0			sec
有效日期时间	$t_{VD:DAT}$	SCL低至SDA输出有效			0.9	μs
ACK的有效日期时间	$t_{VD:ACK}$	从SCL低至SDA低为ACK			0.9	μs
开始与停止之间的I ² C总线 空闲时间	t_{BUF}		1.3			μs
I ² C下降时间 (同时包括SCL和SDA)	t_{TCL}				300	ns
I ² C上升时间 (同时包括SCL和SDA)	t_{TCL}				300	ns
I ² C开始或重复开始条件 设定时间	$t_{SU:STA}$		0.6			μs
I ² C开始或重复开始条件 维持时间	$t_{HD:STA}$		0.6			μs

参数	符号	条件 源极 = 0 V $T_j = -40\text{ }^\circ\text{C}$ 至 $125\text{ }^\circ\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
I²C总线规格 (SDA和SCL引脚) *见注释B						
I ² C停止条件设定时间	$t_{\text{SU:STO}}$		0.6			μs
容性负载	C_B				400	pF
低电平下的噪声裕量	V_{NL}		$0.1 \times$ uVCC			V
高电平下的噪声裕量	V_{NH}		$0.1 \times$ uVCC			V
SCL引脚Interrupt定时器	$t_{\text{INT(SCL)}}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	50			μs

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10 V/0805/X7R SMD MLCC。

- E. 在轻载和空载条件下, 在平均寄存器中建立延迟将增加总的观察时间。
- F. 此参数只能用于计算电流检测电阻的典型值。CC寄存器(0x98)中设定的值可调整输出电流。公差在归一化输出电流参数(I_{OUT})中指定。
- G. 在任何SCL时钟频率下工作时, 保证SCL时钟的最小低频率周期为930ns。这可能需要较高频率下使用非对称SCL时钟(降低占空比)。

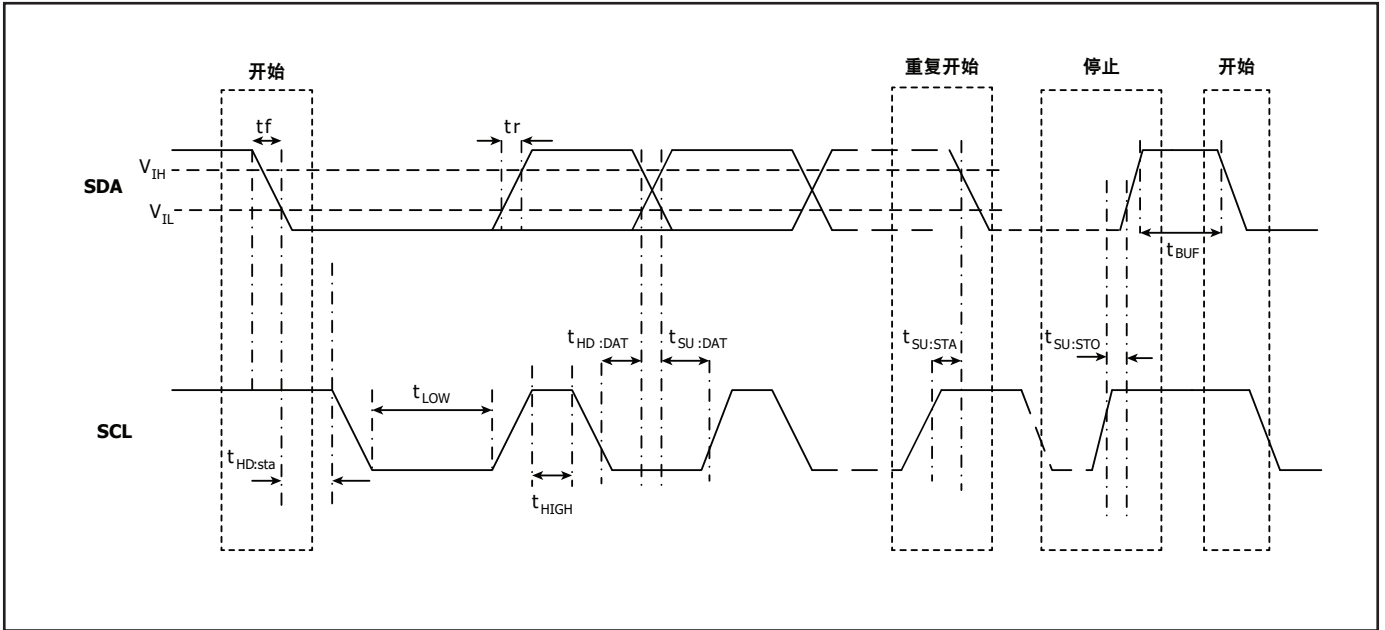


图41. I²C时序图

典型性能曲线

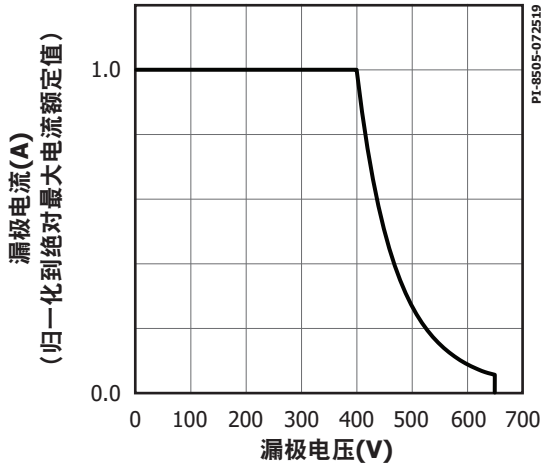


图42. 最大允许的漏极电流相对于漏极电压的变化(INN336x)

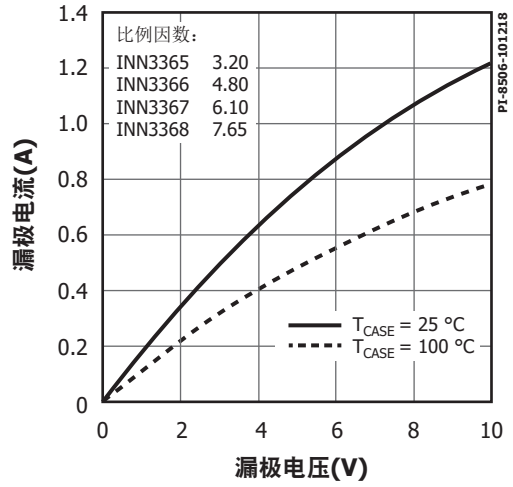


图43. 输出特性

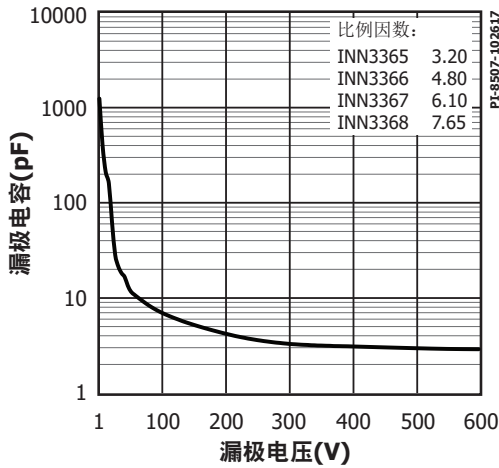


图44. C_{oss} 相对于漏极电压的变化

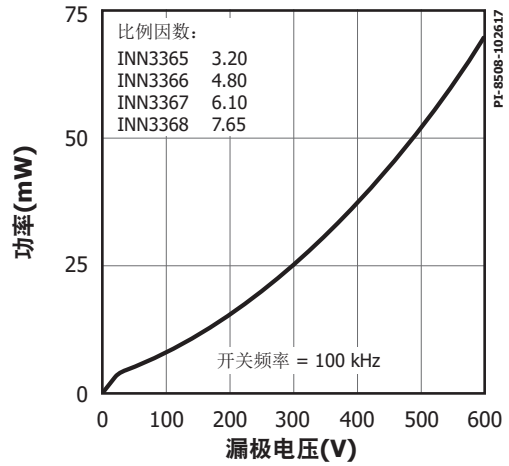


图45. 漏极电容功率

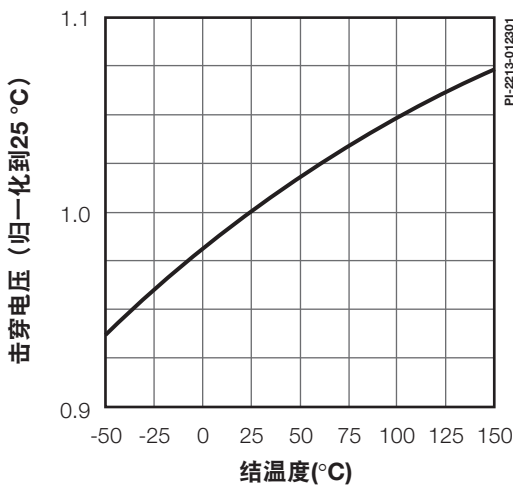


图46. 击穿电压相对于温度的变化
(不包括INN3378C/INN3379C/INN3370C)

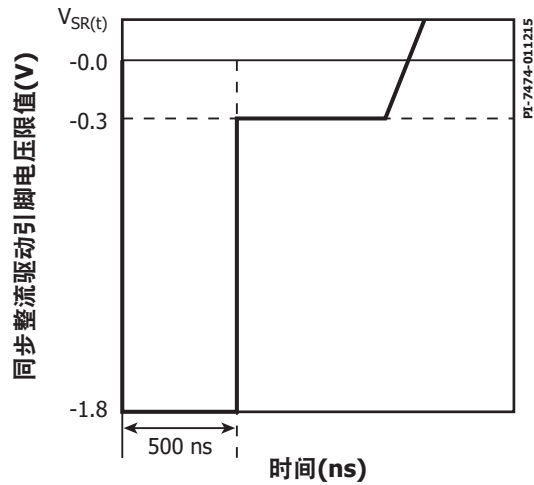


图47. 同步整流驱动引脚负电压

典型性能曲线 (续上)

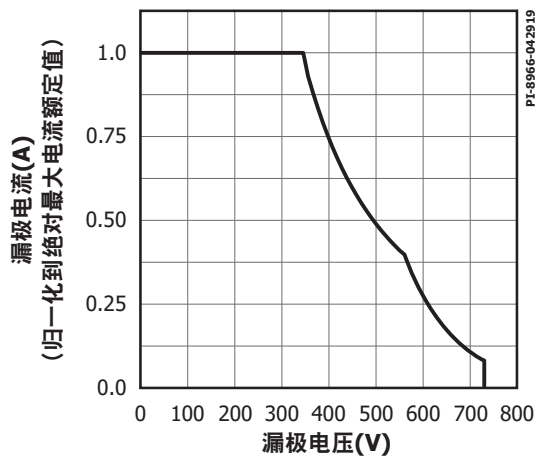


图48. 最大允许的漏极电流相对漏极电压的变化 (INN3375/76/77)

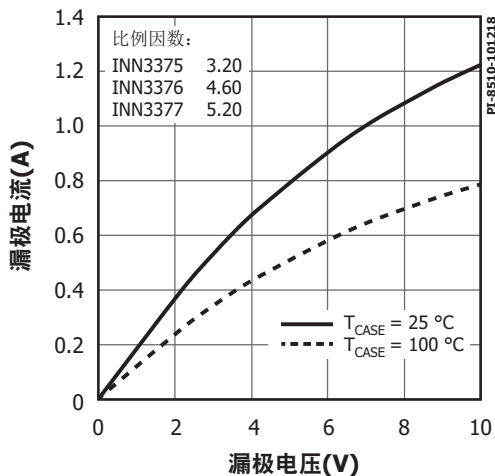


图49. 输出特性

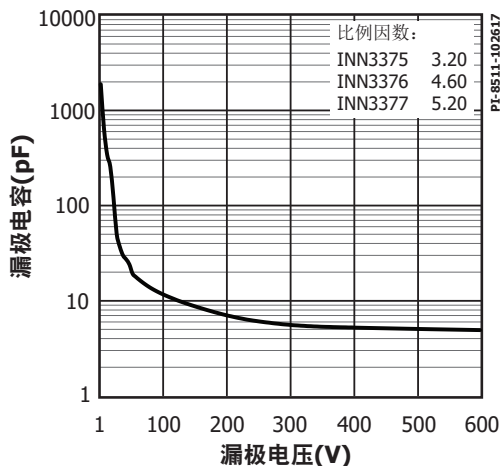


图50. C_{oss} 相对于漏极电压的变化

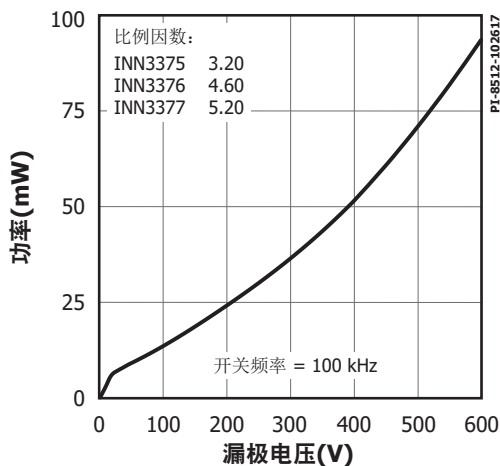


图51. 漏极电容功率

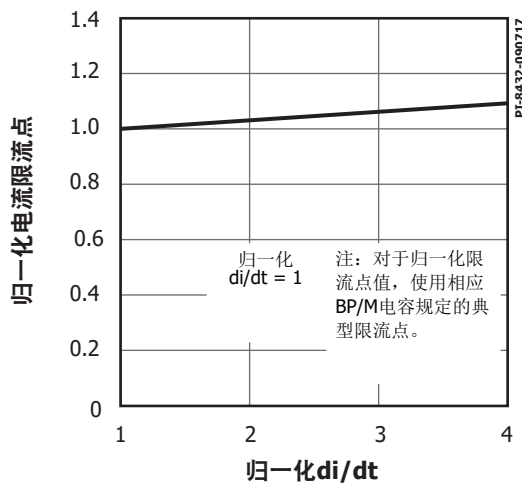


图52. 标准限流点相对于 di/dt 的变化

典型性能曲线 (续上)

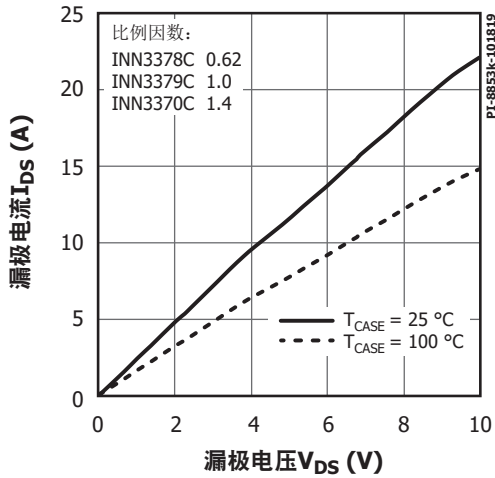


图53. 输出特性

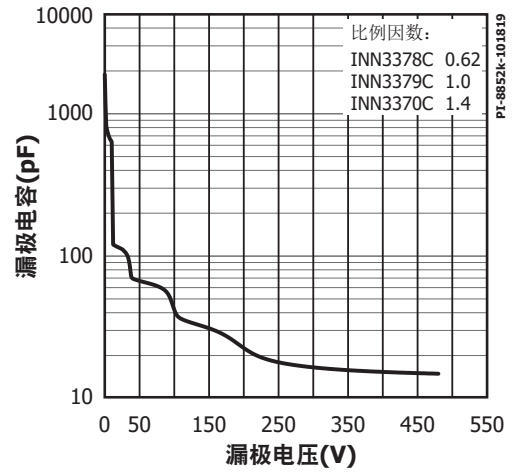


图54. C_{OSS} 相对于漏极电压的变化

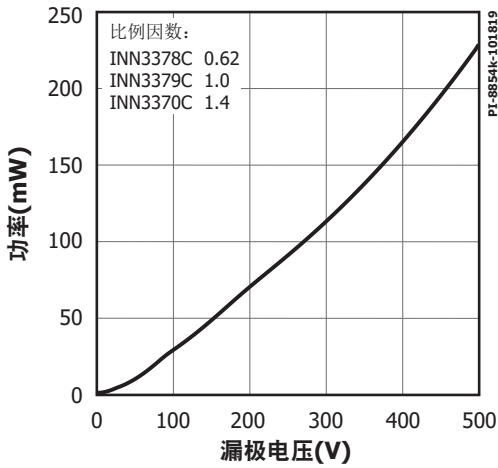


图55. 漏极电容功率

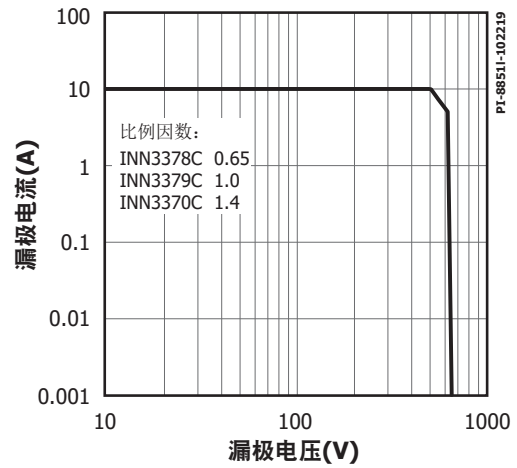
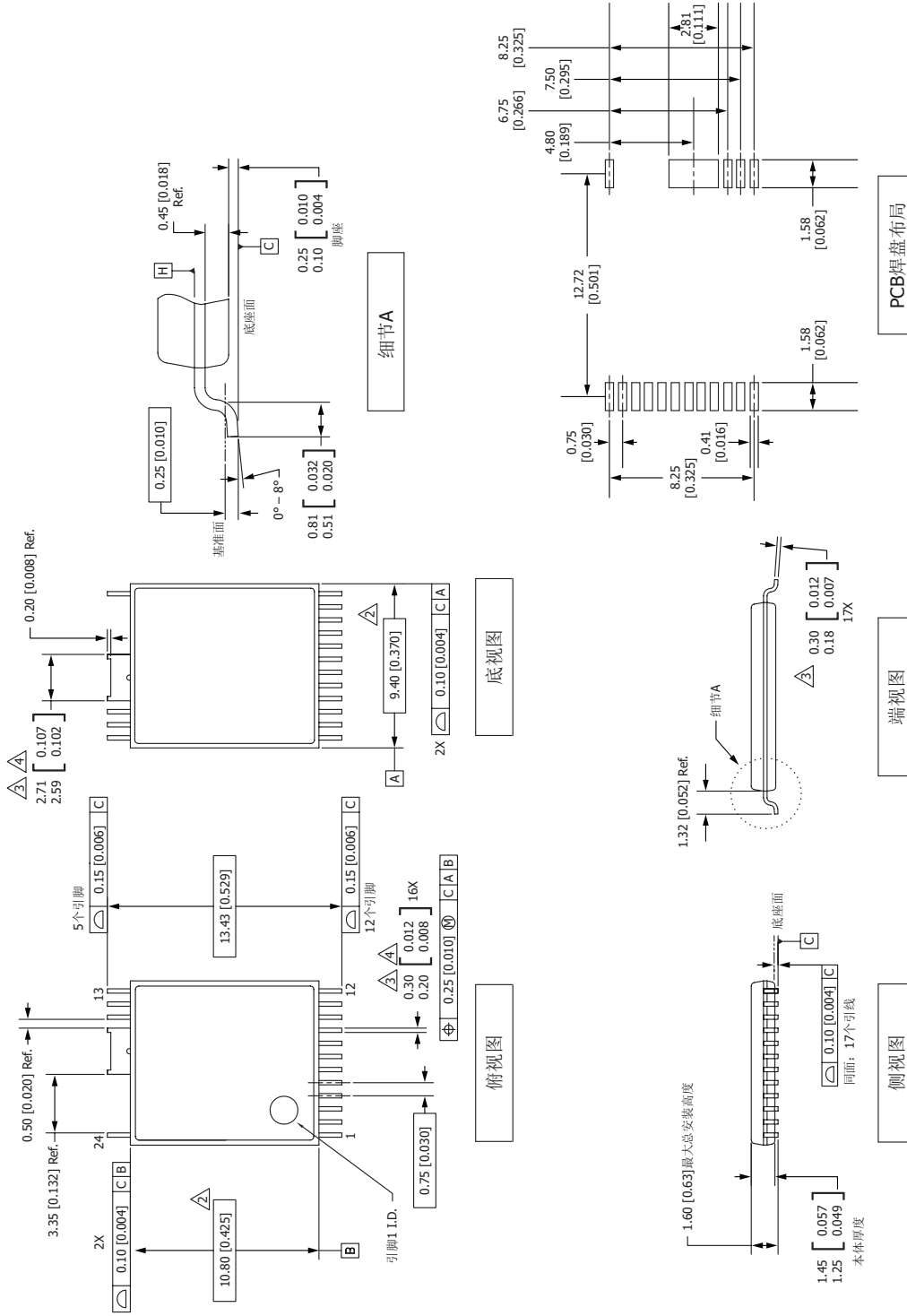


图56. 最大允许的漏极电流相对漏极电压的变化
(PowiGaN器件INN3378-INN3370)

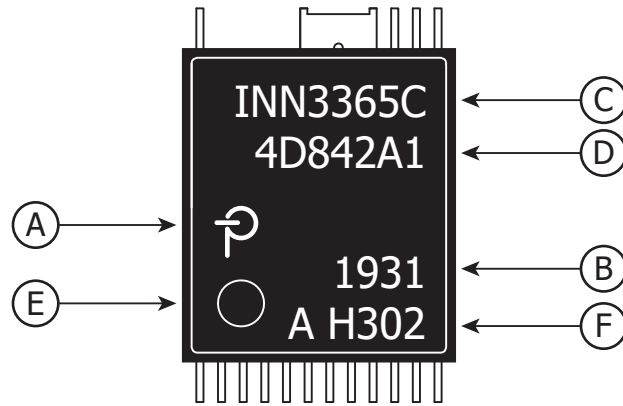
InSOP-24D



- 注释:
1. 尺寸及公差标注依据ASME Y14.5M - 1994标准。
 2. 标注的尺寸根据塑料体的最外端确定, 不包括模具毛边, 连接杆毛刺, 料口毛刺和引脚间毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何不匹配部位。每侧的翘起不超过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H决定。

封装标识

InSOP-24D



- A. Power Integrations 注册商标
- B. 装配日期代码（表明年份(YY)的最后两个数字后跟表明周数(WW)两个数字）
- C. 产品识别（元件号/封装类型）
- D. 批次识别代码
- E. 引脚1指示
- F. 测试批次信息

PI-8645i-081020

特性代码表

特性汇总	H301 ¹ / H302 ²
I _{LIM} 可选择	是
过温保护	迟滞
输入过压/欠压保护	已使能
输入欠压定时器 (35 ms或400 ms)	35 ms

注释1. 不适用于PowiGaN器件INN3378 – INN3370。
 注释2. 推荐用于全新设计。

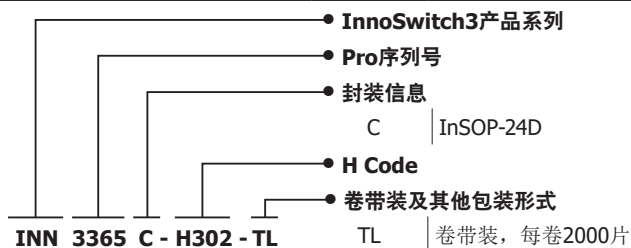
MSL信息

元件型号	MSL等级
INN33xxC	3

ESD及门锁信息

测试	条件	结果
125 °C下锁存	JESD78D	> ±100 mA或>1.5 × V _{MAX} , 所有引脚
充电器件模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> ±1 kV, 所有引脚
人体模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> ±2 kV, 所有引脚

元件订购信息



修订版本	注释	日期
C	代码L发布	03/18
D	新增了READ13、14、15遥测寄存器。更新了H301特性汇总。提供了更清晰的寄存器描述。	06/18
E	寄存器修复、电路原理图更新和新增CTI参数。	08/18
F	在元件订购表中增加了H302列。	05/19
G	PowiGaN器件INN3379C和INN3370C的代码A发布。更新了 I_{DSS1} 和 I_{DSS2} 参数。	07/19
H	PCN-19432 – 更新了图35。删除了 $V_{BPP(H)}$ 和 $I_{OV(H)}$ 最小值和最大值。更新了 I_{UV} 最小值、 $I_{VO_{BLD}}$ 最大值、 I_{UVCC} 最小值、 $t_{SS(RAMP)}$ 最大值、 $I_{SR(PU)}$ 最小值、 $I_{SR(PD)}$ 选项A和B的最大值，以及 R_{PU} 最大值和最小值。更新了 t_{UV} 典型值，包括 I_{OV} 最小值。	10/19
I	PowiGaN器件INN3378C的代码S发布。	11/19
J	代码A发布。新增新应用设计范例。	01/20
K	更新了 I_{DSS1} 参数 - $V_{DS} = 80\%$ 峰值漏极电压。	03/20
L	更新了第1页的安全信息，更正了第53页封装图中的错别字	06/20
M	更新了封装标识	08/20
N	更正了图29的标题文字	09/20
O	更新了图11；在SCL/SDA上拉要求部分添加了新段落；新增了fSCL参数的注释参考。根据PCN-18441进行了更新	11/20

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. ©2020, 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

中国台湾

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

英国

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