

InnoSwitch4-Pro产品系列

集成750V PowiGaN、有源钳位驱动和同步整流的
数控恒压/恒流零电压开关(ZVS)离线反激式开关芯片

产品特点

高度集成, 外形紧凑

- 与ClampZero™ (有源钳位IC) 搭配使用时, 可提供准谐振(QR)或零电压开关(ZVS)反激式控制器
- 采用独特的控制方式, 在断续(DCM)与连续(CCM)模式中都能实现ZVS
- 耐用的750V PowiGaN™初级开关
- 高达140kHz的稳态开关频率减小了变压器尺寸
- 集成同步整流驱动器和次级侧检测
- 反馈方式采用内部集成的FluxLink™技术, 且满足HIPOT (高压绝缘) 要求
- 可驱动低成本的N沟道FET串联负载开关
- 集成了3.6V电源, 用于为外部微控制器(MCU)供电

通过I²C接口实现数控

- 精确的CV/CC/CP控制
- 动态调整电源输出电压及电流
- 可选择仅采用断续导通(DCM)模式工作以降低同步整流管电压应力
- 具有优化的命令集以降低I²C数据阻塞
- 提供电源状态和故障监测的遥测技术

EcoSmart™ – 高效节能

- 效率高达95%
- 在输入电压检测和微控制器(MCU)工作的情况下空载功耗低于30mW

先进的保护/安全特性

- 串联负载开关短路保护
- 关输出故障响应
- 快速的输入欠压/过压保护
- 可设定的输出过压/欠压故障检测和响应
- SR FET门极驱动开路检测
- 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

完全符合各项安规要求

- 加强绝缘强度>4000VAC
- 产品100%进行HIPOT测试
- 通过UL1577绝缘强度4000VAC (最大值)、TUV (EN62368)和CQC (G4943.1)安全认证

环保封装

- 无卤素且符合RoHS标准

支持的应用场景

- 高功率密度适配器
- 多协议适配器, 包括USB PD + PPS、QC、VOOC、VFC、SCP
- 直充移动设备充电器
- 工具用动力电池平衡充电器
- 可调恒压及恒流LED镇流器

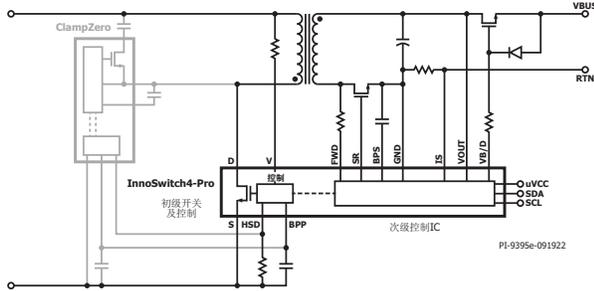


图1a. 典型应用 - 有源钳位反激 (搭配ClampZero)

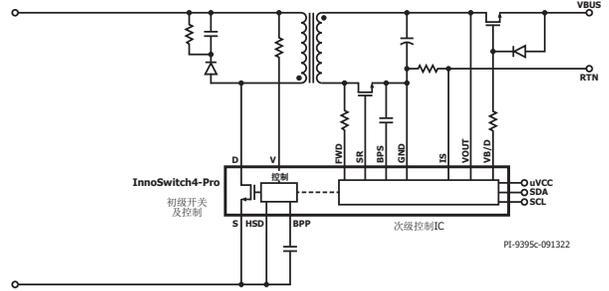


图1b. 典型应用 - QR反激

输出功率对照表¹ - ACF模式

型号 ^{4,5}	230VAC ±15%		85-265VAC	
	适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³
INN4373F	70W	75W	60W	70W
INN4374F	85W	90W	75W	85W
INN4375F	90W	100W	80W	90W
INN4376F	115W	125W	100W	115W
INN4377F	135W	145W	115W	135W
型号 ^{4,5}	385VDC (PFC输入)			
	适配器 ²		敞开式 ³	
INN4474F	155W		170W	
INN4475F	160W		180W	
INN4476F	180W		200W	
INN4477F	200W		220W	

输出功率对照表¹ - QR模式

型号 ^{4,5}	230VAC ±15%		85-265VAC	
	适配器 ²	敞开式 ³	适配器 ²	敞开式 ³
INN4574F	80W	90W	65W	85W
INN4575F	90W	100W	75W	90W
INN4576F	105W	125W	80W	115W
INN4577F	125W	145W	90W	135W
型号 ^{4,5}	385VDC (PFC输入)			
	适配器 ²		敞开式 ³	
INN4674F	145W		170W	
INN4675F	155W		180W	
INN4676F	170W		200W	
INN4677F	185W		220W	

表 1. 输出功率对照表 (请参阅第2页的表1备注)

描述

InnoSwitch™4-Pro系列IC可大幅缩减电源适配器的尺寸。高达140kHz的开关频率与极高的集成度相结合，可减少典型的适配器方案所需的元件尺寸和PCB板面积。

InnoSwitch4-Pro可与ClampZero系列有源钳位IC平滑对接，在连续和断续导通模式下实现零电压开关。或者，可以选择InnoSwitch4-Pro产品系列中的合适器件，利用RCD钳位实现QR模式工作。整体系统效率超过95%，使设计人员能够省去温升管理所需的散热片、导热片和灌封材料，从而进一步减小尺寸，降低元件成本和制造复杂性。PowiGaN初级开关和控制器、隔离反馈和次级控制器与I²C接口的集成简化了全数控高效率电源的开发和制造。

料，从而进一步减小尺寸，降低元件成本和制造复杂性。PowiGaN初级开关和控制器、隔离反馈和次级控制器与I²C接口的集成简化了全数控高效率电源的开发和制造。



图2a. 符合安规的大爬电距离InSOP-T28D封装

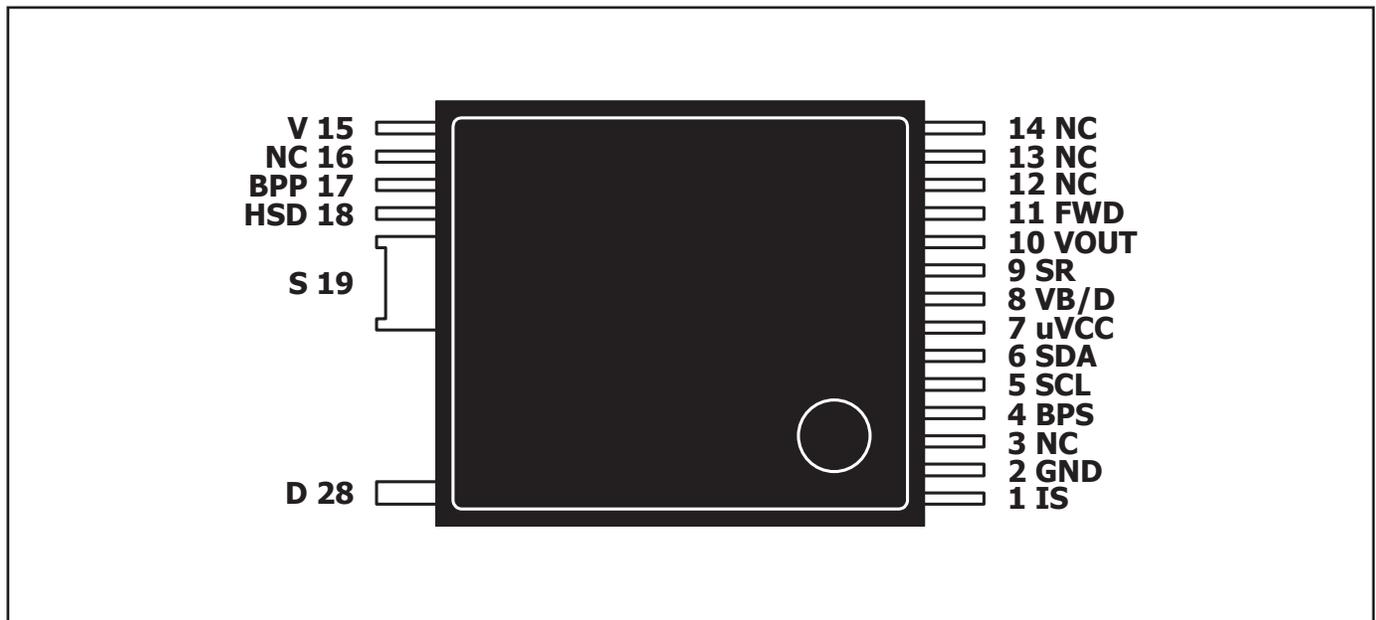


图2b. 引脚布局

输出功率对照表1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. F封装：InSOP-T28D。
5. INN43xx/INN45xx系列适用于通用交流输入设计。
INN44xx/INN46xx系列适用于具有PFC输入的峰值功率设计。

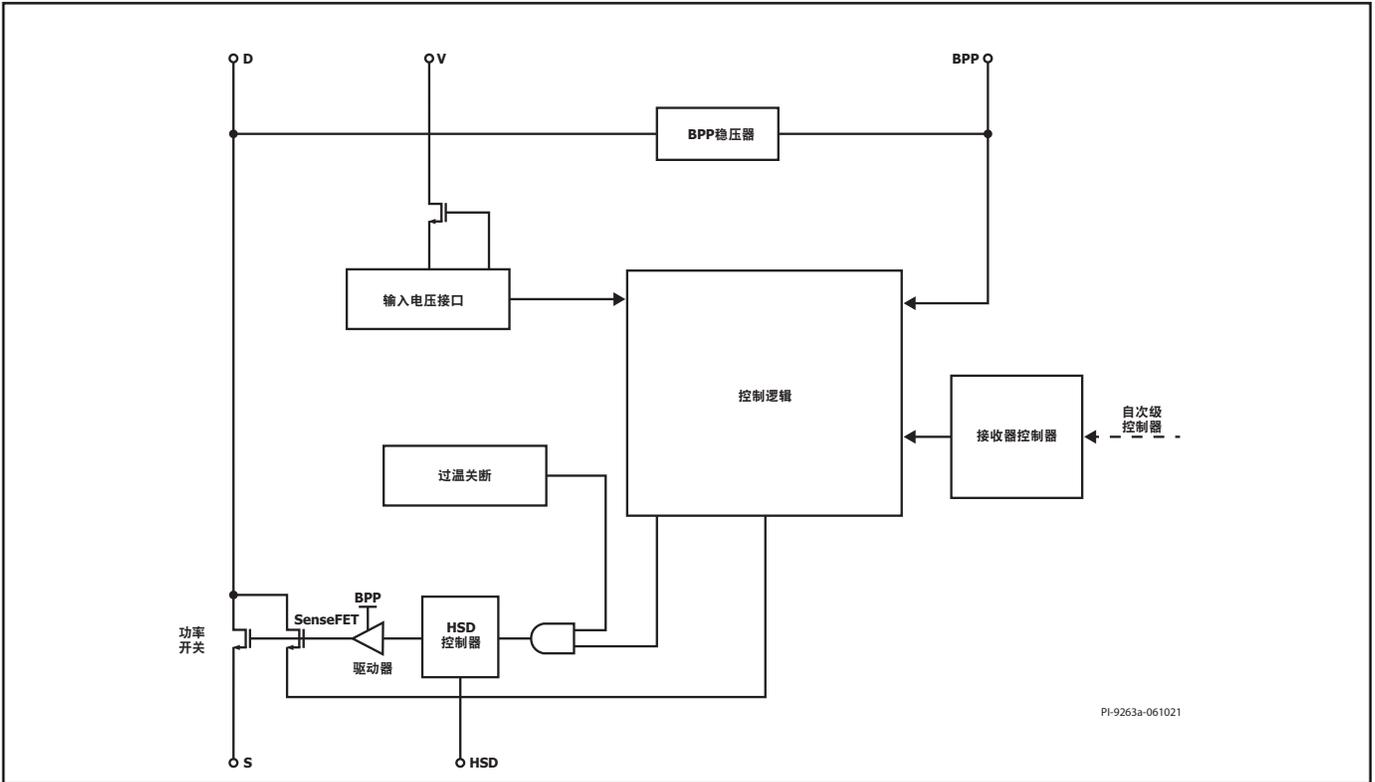


图3. 初级控制器框图

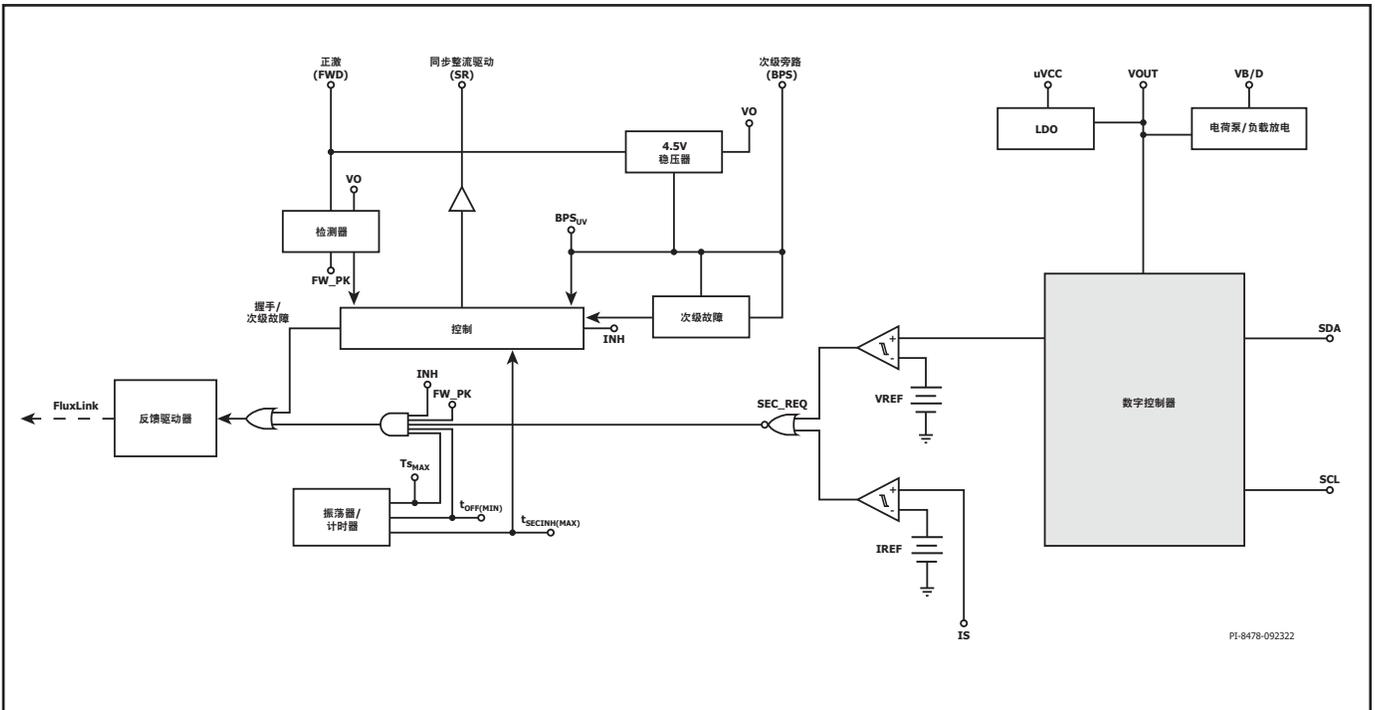


图4. 次级控制器框图

引脚功能描述

电流检测(IS)引脚 (引脚1)

该引脚是电源返回输出端的连接点。外部电流检测电阻应连接在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。

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)

该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。

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。

外部VCC供电(μVCC)引脚 (引脚7)

该引脚是外部控制器的3.6V供电引脚。

VBUS串联开关驱动和负载放电(VB/D)引脚 (引脚8)

NMOS门极的VBUS使能和驱动器, 用于从VOUT到VBUS串联通过FET。该引脚还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)

门极驱动器输出端, 该引脚连接到外部SR FET的门极。

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12-14)

保持悬空。不得连接到任何其他引脚。

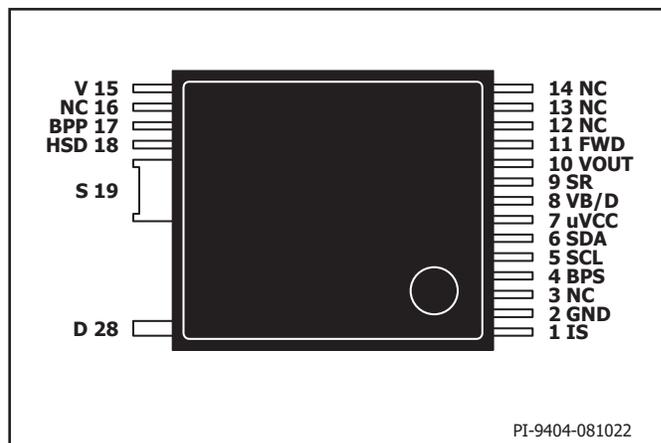


图5. 引脚布局

输入欠压/过压(V)引脚 (引脚15)

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。

NC引脚 (引脚16)

保持悬空或连接到源极引脚或BPP引脚。

初级旁路(BPP)引脚 (引脚17)

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。必须连接到ClampZero的BP1引脚。

HSD引脚 (引脚18)

有源钳位的上管驱动信号。必须连接到ClampZero的IN引脚。在QR模式下, HSD引脚接地。

源极(S)引脚 (引脚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28)

此引脚是功率开关的漏极连接点。

InnoSwitch4-Pro功能描述

InnoSwitch4-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。

其架构采用一种内置由邦定线和金属框架构成的创造性的磁感耦合反馈机制(FluxLink)，提供一种安全可靠且高性价比的控制方式，从次级侧控制器向初级控制器传递精确的输出电压和输出电流信息。

InnoSwitch4-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4.5 V稳压器、同步整流管FET驱动器、振荡器和时钟功能电路以及众多集成的保护特性。

INN437xF和INN447xF

InnoSwitch4-Pro中的初级控制器是零电压开关(ZVS)反激控制器，它能够在连续模式(CCM)和断续模式(DCM)下工作，几乎没有开关损耗。该控制器同时使用变频和可变限流点控制方案。初级控制器包括抖频振荡器、磁感耦合至次级控制器的接收器电路、限流点控制器、初级旁路引脚5V稳压器、旁路过压检测电路、无损耗输入电压检测电路、限流点选择电路、过温保护、前沿消隐以及功率开关。

INN457xF和INN467xF

InnoSwitch4-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。初级控制器包括抖频振荡器、磁感耦合至次级控制器的接收器电路、限流点控制器、初级旁路引脚5V稳压器、旁路过压检测电路、无损耗输入电压检测电路、限流点选择电路、过温保护和前沿消隐。

图3和图4所示为实现各种重要功能的初级及次级控制器的功能框图。

初级控制器

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

初级旁路引脚稳压器

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

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

初级旁路ILIM设定

InnoSwitch4-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_{SHUNT} ，才能重新使能功率开关。

初级旁路引脚过压功能

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

VOUT过压保护也是次级控制器的集成特性之一（参见“输出电压保护”）。

过温保护

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

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

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

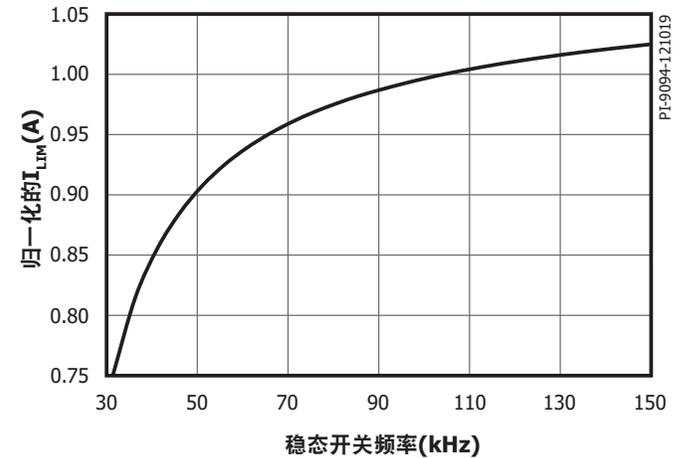


图6. 归一化初级限流点与频率之间的关系

电流限流工作方式

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

这一特性所产生的初级限流点会随着开关频率（负载）增大而增加（图6）。

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

在满载时，开关周期的最大电流接近100% I_{LIMIT} 。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），InnoSwitch4-Pro进入自动重新启动(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 f_{OVL} 的次级请求且时间超过82ms (t_{AR})。
2. 超过 $t_{AR(SK)}$ 时间没有任何来自次级侧的开关周期请求。

第二种方式还包括为确认通信是否正常初级侧尝试重新启动的情况。虽然在正常工作模式下绝不会出现这种情况，但这在出现系统ESD事件时非常有用，例如，当初级在自动重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，即在~500ns（消隐时间+限流点延迟时间）内达到限流点 I_{LIMIT} 的110%时，控制器将跳过2.5个周期或~25 μ s。这可以为变压器复位提供足够的时间，同时并不会延长在大电容负载情况下电源的启动时间。

输入电压监测

输入欠压/过压引脚用于输入欠压及过压检测和保護。

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跌落阈值，并且低于电压跌落阈值的同时持续时间超过 t_{UV} ，控制器会进入自动重新启动状态。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MOSFET来降低功耗。如果周期关断时间 t_{OFF} 大于50 μ s，内部高压MOSFET将断开外部检测电阻与内部IC的连接，以消除检测电阻的电流消耗。输入电压检测功能将在下一个开关周期开始时再次激活。

HSD操作方式 (INN437xF和INN447xF)

当初级控制器收到来自次级控制器的开始导通周期的请求时，InnoSwitch4-Pro首先通过HSD引脚发送信号，以在固定时间 t_{HSD} 内开通ClampZero中的上管开关。在变压器中积聚ZVS能量所需的时间与钳位电容和变压器漏感成函数关系。在此导通时间之后，InnoSwitch4-Pro将等待一个设定延迟（请参阅：HSD至ZVS开关之间的延迟设定），然后再导通主初级开关以开始反激式导通周期。

HSD至ZVS开关之间的延迟设定 (INN437xF和INN447xF)

为了成功实现零电压开关(ZVS)，在ClampZero开关的关断和InnoSwitch4-Pro的导通之间需要一定的延迟。在CCM工作模式中的低输入电压/满载下，所需的延迟时间与漏极节点电容和变压器的漏感大小成函数关系。为了调整此延迟 t_{LDDL} ，必须在HSD引脚和源极引脚之间放置一个电阻。该电阻可以对四种延迟之一进行设定。将该延迟对应在漏极电压的最低点对于优化ZVS工作至关重要。

HSD电阻	设定延迟(t_{LDDL})
130k Ω	80ns
60k Ω	100ns
30k Ω	120ns
15k Ω	140ns

在DCM工作模式中的高输入电压/满载下，所需的延迟时间与漏极节点电容以及变压器的励磁电感和漏感之和成函数关系。延迟预设为 $t_{HDDL} \sim 450$ ns。

根据输入电压信息，该延迟在 t_{LDDL} 和 t_{HDDL} 之间切换。当欠压/过压引脚电流升至53.75 μ A以上时，延迟变为 t_{HDDL} 并维持 t_{HDDL} ，直到电流下降7.5 μ A，此时 t_{LDDL} 使能。提供滞回支持以确保高输入电压ZVS的延迟时间更长。

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脉冲请求作出响应时，将启动握手流程确保次级侧能够在初级侧开始再次开关时接管控制权。当次级侧检测到初级侧提供多于所要求的脉冲时，也会触发额外的握手。

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

如果次级侧检测到初级侧未对8个连续周期的请求作出响应，或者次级检测到初级侧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，初级侧将开始以初级控制器的模式进行开关，直至接收到握手脉冲。

次级控制器

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

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。在断续模式下，正激引脚电压用于确定何时关断SR FET。这个时间点发生在SR FET的 $R_{DS(ON)}$ 电压降至零伏时。

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

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。

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3V至24V。IC的快速响应反馈环路具有10mV (ΔV_{OUT}) 的电压变化精度。可设定电流设置点的工作范围为15%至100%，设定步长为满量程电流的0.52%。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。

最小关断时间

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

最大开关频率

次级控制器的最大开关请求频率为 f_{SREQ} 。

内部 μ VCC生成、母线开关驱动器和放电

内部LDO为MCU生成3.6V μ VCC，从而简化系统设计。InnoSwitch4-Pro还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。

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四种响应设定，包括自动重新启动、锁存关断、关输出和无响应。自动重新启动(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 μ s，以产生MCU中断。

在MCU与次级控制器失去通信的情况下，看门狗计时器触发复位，重新达到安全的5V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。

频率软启动

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

完成握手后，次级控制器在10ms左右的时间内将开关频率由 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。在握手后软启动计时器结束之前，如果输出电压没有超过3.6V，器件将进入自动重新启动(AR)状态。

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

最大次级侧抑制时间

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

次级旁路引脚过压保护

与初级旁路引脚过压保护特性类似，InnoSwitch4-Pro次级控制器次级旁路引脚也具有过压保护特性。当次级侧接管控制时，如果注入次级旁路引脚的电流超过 $I_{BPS(SD)}$ ，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门极保持低电平，同步整流驱动引脚具有内部常“导通”状态的器件可将引脚拉低，以降低SR门极上由正激引脚电容耦合所导致的任何电压。

SR开路保护

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

在DCM和CCM工作模式下的ZVS操作（INN437xF和INN447xF）

为了提高变换效率并消除开关损耗，InnoSwitch4-Pro可向配套的ClampZero器件提供驱动信号，以在每个导通周期之前强制初级功率开关两端的电压为零。这种工作模式自动用于DCM和CCM，从而大大简化系统设计。在DCM工作模式下，上管钳位开关上的应力降至最低，以控制钳位开关的开通时序。通过将导通周期限制在漏极电压振铃的峰值，可最大限度地减少ClampZero开关的开关损耗。参见图7a。

这种工作模式不会检测初级侧的励磁振荡波峰的位置，而是使用正激引脚的谷值电压（当它低于输出电压水平时）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大开关电压对应的次级周期请求窗口。

当检测到DCM模式后或当（正激引脚）电压振荡幅值(pk-pk) $> 2\text{V}$ 时，使能次级谷底开关 $20\mu\text{s}$ 。此后，禁止进行谷底开关，此时只要有次级请求发生，初级可以在任何时刻开始有源钳位开关操作。

次级控制器具有 $\sim 1200\text{ns}$ 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。

与InnoSwitch3器件不同，波谷开关模式在触发初级侧功率开关的开通过程中并不发挥直接作用，而是有源钳位电路在初级功率开关上产生低VDS条件，使其能够实现ZVS操作。

智能准谐振模式开关工作（INN457xF和INN467xF）

为了提高变换效率和降低开关损耗，InnoSwitch4-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7b。

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

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

当检测到DCM模式后，使能准谐振(QR)模式 $20\mu\text{s}$ 。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。

ZVS和QR开关窗口优化

InnoSwitch4-Pro允许优化开关，以实现分别接近峰值/最小正向电压的QR/谷底开关。建议使用命令寄存器 $0x02 = 0x1F$ 以获得最佳开关。

默认值为 $0x01$ 。

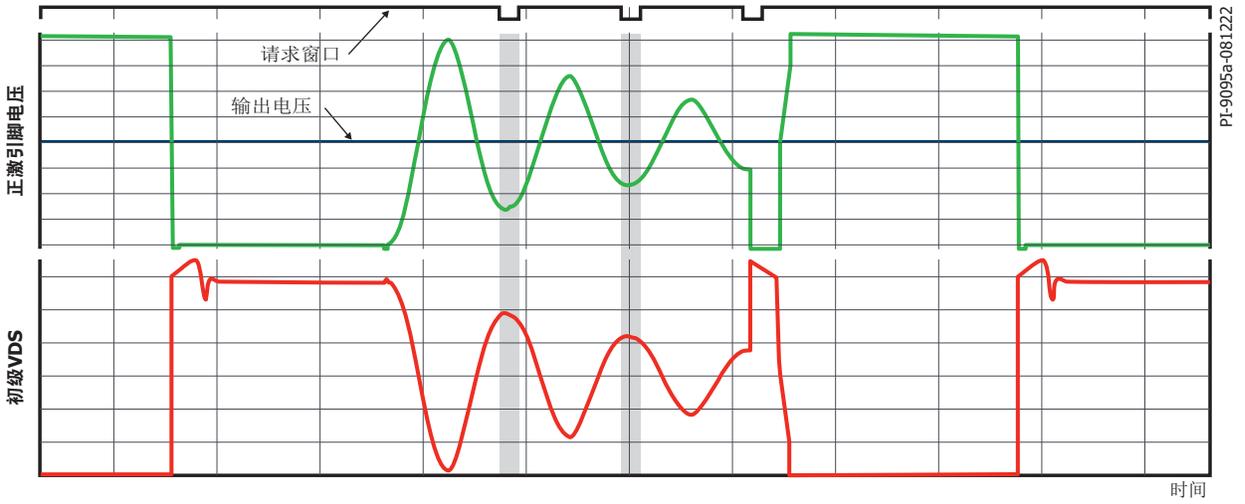


图7a. 智能零电压模式开关工作

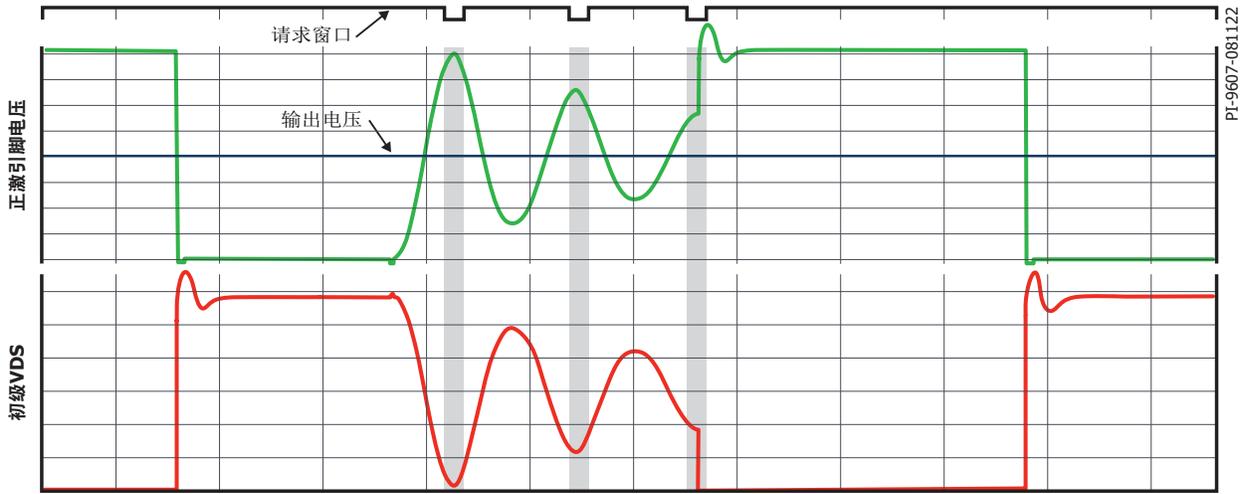


图7b. 智能准谐振模式开关工作

寄存器定义

I²C从控地址

InnoSwitch4-Pro的7位从控地址为0x18 (7'b001 1000)。

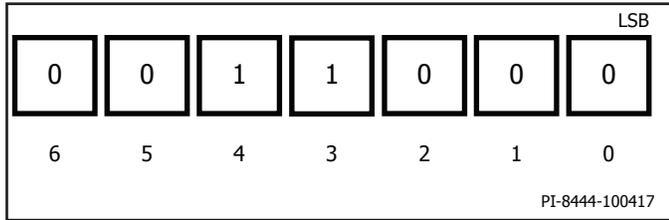


图8. PI从控地址

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]

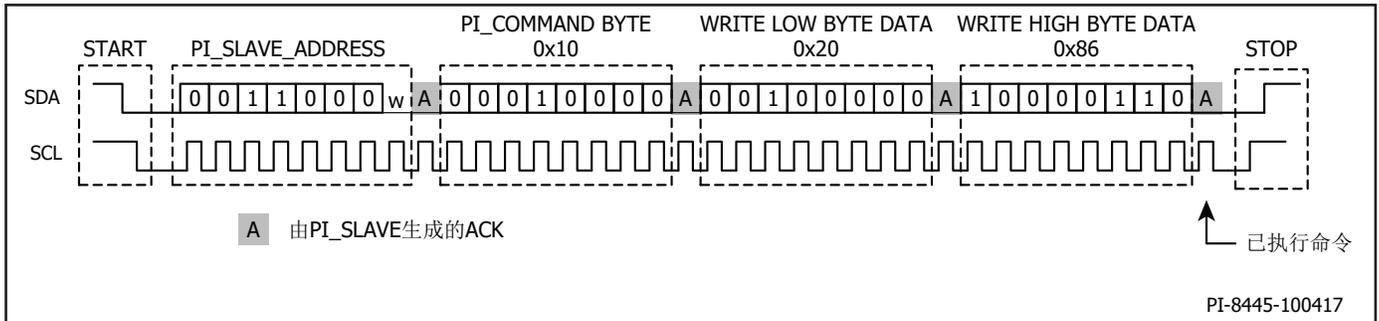


图9. 寄存器写命令序列示例 (CV设置为8V)

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]

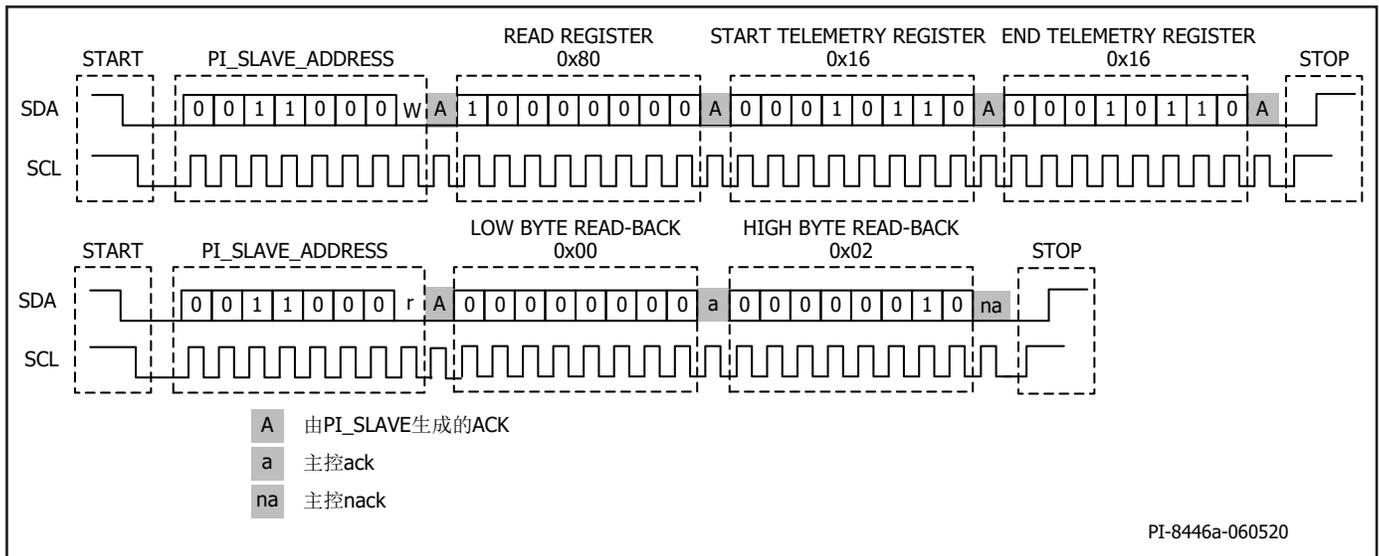


图10. 读寄存器序列示例 (读故障寄存器READ11)。注: START和END TELEMETRY寄存器地址不必指向同一寄存器即可在单个命令中读取多个寄存器。

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150μs的延迟。如果未提供此延迟, 则可以忽略命令。InnoSwitch4-Pro不支持时钟拉伸。

PI COMMAND寄存器地址分配、说明和控制范围

InnoSwitch4-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	缺省值	描述		
			地址	地址 (奇校验)			位	描述	范围
VBEN ^D	串联母线 开关控制	使能或禁止?	0x04		写_字节	0x0	位[7]	校验	
							位[1:0]	{11}使能VBEN/禁止VDIS {01}禁止VBEN/无复位 {00}禁止VBEN/复位	
BLEEDER ^E	激活泄放(V _{OUT}) 功能	使能或禁止?	0x06	0x86	写_字节	0xD0	位[1:0]	{00}: 已禁止 {01}: 已使能 {11}: 具有自动禁止特性的使能 OTP可清除此寄存器	
VDIS ^A	负载(VBUS) 放电	使能或禁止?	0x08		写_字节	0x0	位[7]	校验	
							位[1:0]	{11}使能放电/禁止VBEN/复位 {10}使能放电/无复位	
							位[3:2]	{11}禁止放电	
关断PSU	锁存关断器件	使能或禁止?	0x0A	0x8A	写_字节	0x0	位[0]	{0}: 已禁止 {1}: 已使能	
快速 VI命令	CV/CC的 更新速度	10ms更新限制或 无速度限制?	0x0C	0x8C	写_字节	0x0	位[0]	{1}: 禁止10ms更新限制	
CVO	仅恒压	仅CV模式	0x0E		写_字节	0x04	位[4:3]	{11}: 64ms {10}: 32ms {01}: 16ms {00}: 8ms	
							位[2:1]	{11}: 关输出 ^C {10}: 自动重新启动 {01}: 锁存关断 {00}: 无响应	
							位[0]	{1}: 仅CV模式/无CC调整	
CV ^B	输出电压	3V至24V (10mV/步长)	0x10		写_字	500 (5V)	位[15]	高位字节校验	范围 {300至2400} 10mV/LSB
							位[13]	在CVO模式下使 能自动设置 UVA、OVA	
							位[12:8]	输出电压	
							位[7]	低位字节校验	
							位[6:0]	输出电压	

表2. 命令寄存器分配

名称	功能	调整范围	寄存器地址		类型	缺省值	描述		
			地址	地址 (奇校验)			位[15]	位[10:9]	位[8]
OVA	过压设定	3.3V至25V (100mV/ 步长)	0x12	0x92	写_字	自动 重新启动 62 (6.2V)	位[15]	高位字节校验	范围 {33至250} 100mV/LSB
							位[10:9]	{11}: 关输出 ^C {10}: 自动 重新启动 {01}: 锁存关断 {00}: 无响应	
							位[8]	阈值	
							位[7]	低位字节校验	
UVA	欠压阈值	2.7V至24V (100mV/ 步长)	0x14	0x94	写_字	64ms 自动 重新启动 36 (3.6V)	位[15]	高位字节校验	范围 {27至240} 100mV/LSB
							位[12:11]	{11}: 64ms {10}: 32ms {01}: 16ms {00}: 8ms	
							位[10:9]	{11}: 关输出 ^C {10}: 自动 重新启动 {01}: 锁存关断 {00}: 无响应	
							位[8]	阈值	
							位[7]	低位字节校验	
							位[6:0]	阈值	
CDC	输出线压降补偿	0mV至600mV (50mV/步长)	0x16		写_字	0 (0V)	位[3:0]	范围{0至12} 50mV/LSB	
CC	恒流 调整率	CC的15%至 100%, (0.17mV/ 步长/Rs)	0x18	0x98	写_字	192 (100%)	位[15]	高位字节校验	范围 {29 (15%) 至192 (100%)}
							位[8]		
							位[7]	低位字节校验	
							位[6:0]		
V _{KP}	恒定输出功率 拐点电压	5.3V至 24V (100mV/ 步长)	0x1A		写_字	240 (24V)	位[15]	高位字节校验	范围 {53至240} 100mV/LSB
							位[8]		
							位[7]	低位字节校验	
							位[6:0]		
CCSC	输出短路 故障检测	关输出、AR、 锁存关断或 无响应	0x20		写_字节	0x02	位[1:0]	{11}: 关输出 ^C {10}: 自动重新启动 {01}: 锁存关断 {00}: 无响应	

表2. 命令寄存器分配 (续上)

名称	功能	调整范围	寄存器地址		类型	缺省值	描述	
			地址	地址 (奇校验)				
ISSC	IS引脚短路故障响应和检测频率/阈值	关输出、AR、锁存关断或无响应	0x22	0xA2	写_字节	0x32	位[1:0]	{11}: 关输出 ^C {10}: 自动重新启动 {01}: 锁存关断 {00}: 无响应
		频率? (30kHz/60kHz/ 90kHz/120kHz)					位[3:2]	频率检测阈值 {00}: 60kHz {01}: 30kHz {10}: 90kHz {11}: 120kHz
		限流点阈值					位[6:4]	{001}: d'16 {010}: d'32 {011}: d'48 {100}: d'64 {101}: d'80 {110}: d'96 {111}: d'112
看门狗时钟	通信速率监测	禁止/0.5s/1s/2s	0x26		写_字节	0x01 (0.5秒)	位[1:0]	{00}: 无看门狗 {01}: 0.5秒 {10}: 1秒 {11}: 2秒
中断	中断掩码	写入一个非零值 可使能中断	0x2C		读写_字节	0x00	位[8]	工作模式标记(OMF)
							位[7]	串联母线开关短路
		位[6]					控制次级	
		位[5]					BPS电流锁存关断	
		位[4]					CVO模式峰值负载计时器	
		位[3]					IS引脚短路	
		位[2]					输出短路	
位[1]	Vout(UV)							
位[0]	Vout(OV)							
OTP	次级过温故障滞回	40°C/60°C	0x2E	0xAE	写_字节	0x00	位[0]	{0}: 40°C {1}: 60°C
VBUSSC	串联母线开关短路故障	电流检测阈值	0x36	0xB6	写_字节	0x02	位[5:4]	{11}: d'72 {10}: d'64 {01}: d'32 {00}: d'48
		电流检测样本数					位[3:2]	{11}: 4个样本 {10}: 3个样本 {01}: 2个样本 {00}: 1个样本
		AR、锁存关断或无响应					位[1:0]	{10}: 自动重新启动 {01}: 锁存关断 {00}: 无响应
仅DCM	仅断续(DCM)工作模式	使能或禁止?	0x3A	0xBA	写_字节	0x00	位[2]	{0}: 禁止 {1}: 使能

表2. 命令寄存器分配 (续上)

备注:

- A. 发送VBEN=在发送具有无复位选项的VDIS命令后禁止/无复位。
- B. 在较低输出电压和低于50mA的轻载条件下, 具有自动设置OVA、UVA的CV命令可能会在递减CV转换期间触发AR。
- C. 关输出故障响应可禁止VBEN, 并在故障时复位。复位可能会触发AR, 具体取决于工作条件。
- D. 串联母线开关之前的输出电压必须低于16V才能发出{EnabledVBEN/Disable VDIS}命令。
- E. 通过在上电时将0x0x写入0x86来禁止弱泄放电路, 以降低空载功耗。

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			
				位	描述	精度/范围	
命令寄存器读回	READ1	输出电压设置点	0x02	读_字	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	输出电流设置点	0x04	读_字	位[15]	高位字节校验	{Reg_CC}
					位[8]		
					位[7]	低位字节校验	
					位[6:0]		
	READ3	过压阈值	0x06	读_字	位[15]	高位字节校验	{Reg_OVA}
					位[12:8]		
					位[7]	低位字节校验	
					位[6:0]		
READ4	欠压阈值	0x08	读_字	位[15]	高位字节校验	{Reg_UVA}	
				位[12:8]			
				位[7]	低位字节校验		
				位[6:0]			
READ5	恒流设置点	0x0A	读_字	位[15:8]	{Reg_CC}		
	恒功率阈值			位[7:0]	{Reg_VKP}		
READ6	过压故障	0x0C	读_字	位[15:14]	{Reg_OVA_Response}		
	欠压故障			位[13:12]	{Reg_UVA_Response}		
	输出短路			位[11:10]	{Reg_CCSC_Response}		
	IS引脚短路			位[9:8]	{Reg_ISSC_Response}		
	欠压超时			位[7:6]	{Reg_UVA_TIMER}		
	看门狗超时			位[5:4]	{Reg_WD_TIMER}		
	CV模式			位[3:2]	{Reg_CVO_Response}		
	CV模式计时器			位[1:0]	{Reg_CVO_TIMER}		
READ7	VBUS开关使能	0x0E	读_字	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}		
	过温故障滞回			位[9]	{Reg_OTP_HYS}		
	输出线压降补偿			位[3:0]	{Reg_CDC}		
READ8	测得的输出电流	0x10	读_字	位[15]	高位字节校验	{Reg_MEASURED_I}	
				位[8]			
				位[7]	低位字节校验		
				位[6:0]			
测量	测得的输出电压	0x12	读_字	位[15:12]	4'b0		
				位[11:0]	{Reg_MEASURED_V}		
					Vout范围	读回精度	
					3 - 7.2V	20mV	
					7.2 - 10V	50mV	
10 - 20V	100mV						

表3. 遥测（读回）寄存器分配

名称	描述	寄存器地址	类型	寄存器名称		
READ10 (瞬时)	中断使能	0x14	读_字	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}	
	写Auto CV已使能?			位[10]	{Reg_CV_EN}	
	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	工作模式标记(OMF)	0x16	读_字	位[2]	CC模式	
				位[1]	CP模式	
				位[0]	CV模式	
READ12	平均输出电流	0x18	读_字	位[15:8]	8b'0	
				位[7:0]	READ 8的16采样平均值	
READ13	平均输出电压	0x1A	读_字	位[15:12]	4b'0	
				位[11:0]	READ 9的16采样平均值	
READ14	电压DAC	0x1C	读_字	位[15:8]	DAC_100 mV	
				位[7:0]	DAC_10 mV	
READ16	CVO模式AR	0x20	读_字	位[15]	{Reg_ar_CVO}	
	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}	
READ17	中断	0x22	读_字	掩码	状态	
				位[8]	{Reg_OMF}	
				位[7]	{Reg_VBUSSC}	
				位[15]	位[6]	{Reg_~CONTROL_S}
				位[14]	位[5]	{Reg_LO_Fault}
				位[13]	位[4]	{Reg_CVO_AR}
				位[12]	位[3]	{Reg_ISSC}
				位[11]	位[2]	{Reg_CCSC}
				位[10]	位[1]	{Reg_VOUT_UV}
位[9]	位[0]	{Reg_VOUT_OV}				

表3. 遥测 (读回) 寄存器分配 (续上)

命令寄存器

系统就绪状态寄存器

在任何I²C事务开始之前以及InnoSwitch4-Pro因自动重启(AR)、锁存关断(LO)、关输出(DO)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InnoSwitch4-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(READ12)。

对于5A的CC阈值,电流检测电阻为6.4mΩ。本例的限流步长为~26mA/步长。

示例:对于最大CC为5A的电源($R_s = 6.4m\Omega$),以下示例将CC设置点从5A更改为2.5A。对应于CC从100% (0xC0)变为50% (0x60)的变化 - 奇校验时变为0x80E0:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          CC寄存器(0x98)
低位字节:           0xE0 (8'b0100 0000)
高位字节:           0x80 (8'b1000 0000)
```

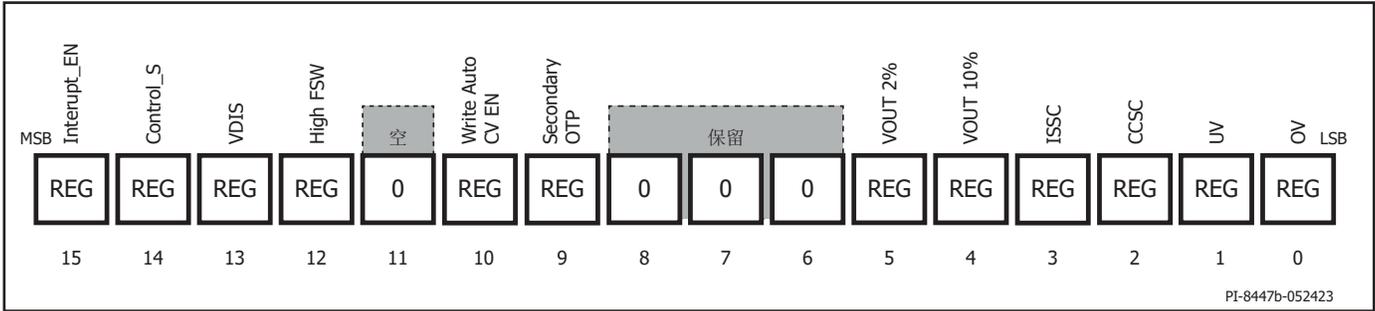


图11. {Reg_Control_s}遥测寄存器(READ 10)。

示例:读取{Reg_control_s}位:

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
读寄存器:           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。有效设定范围是由3V至24V,且10mV/lb。CV寄存器的默认值为5V。低于5V且轻载低于50mA时,以10mV/步长可能看不到输出单调性。

示例:将CV从5V更改为8V

将8V转换为lb表示形式: $8/(10mV/lb) = 800$

转换为十六进制格式($800 = 0x0320$)

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寄存器(0x10)
低位字节:           0x20 (8'b0010 0000)
高位字节:           0x86 (8'b1000 0110)
```

此命令序列如图9和图20所示。

CC寄存器(0x98)

恒流调整寄存器地址为0x18,奇校验后为0x98。恒流调整阈值可在满量程的15% (d'29) CC至100% (d'192)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32mV ($I_{SV(TH)}$)。精度步长为(步长为0.52%):

$32mV/192 = 0.167mV/步长/R_s$

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2.5A,并且拐点功率电压设置为8V,则恒功率为20W。如果将Vkp寄存器设置为12V,则高于Vkp阈值的所得恒定功率特性将为30W。

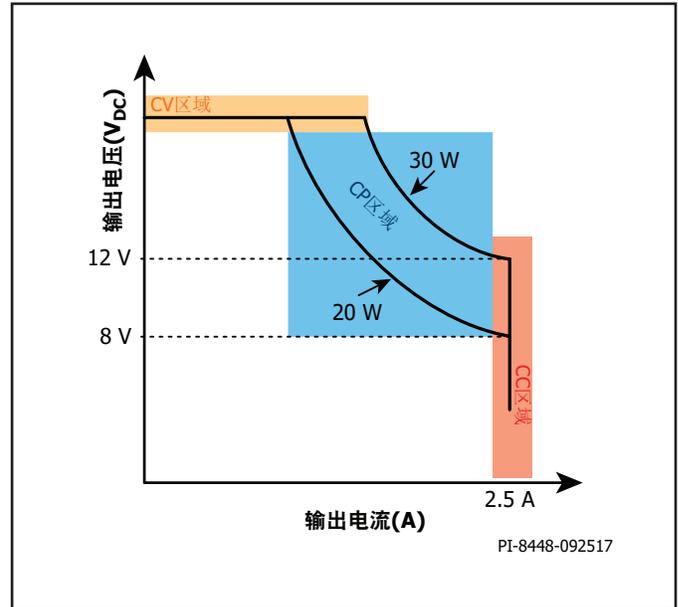


图12. 恒定输出功率特性曲线

从空载到重载条件下，InnoSwitch4-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(24V)，则无恒定输出功率调整阶段。

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

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
 PI_Command: VKP寄存器(0x1A)
 低位字节: 0xD0 (8'b1101 0000)
 高位字节: 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。在上面的示例中，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下所示，且CP特性截距为10V。

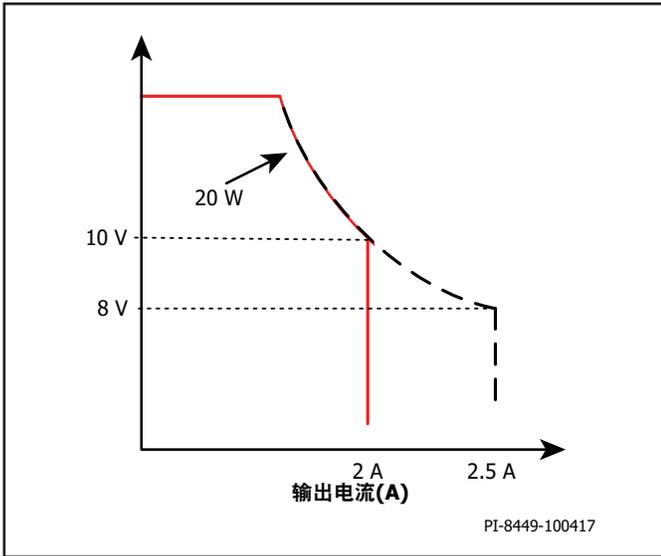


图13. CC调整阈值降低时的恒定输出功率特性曲线

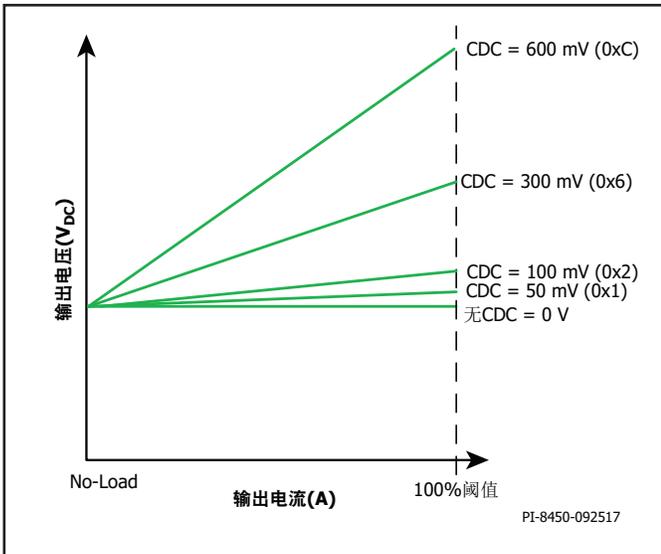


图14. CDC与负载电流的函数关系

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。

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0V更改为300mV (0x06):

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b1011 0000)
 PI_Command: CDC寄存器(0x16)
 字节: 0x06 (4'b0110)

仅恒压模式(0x0E)

InnoSwitch4-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，就会启动峰值负载计时器(t_{PLT})。峰值负载计时器 (寄存器0x0E的CVO计时器位[4:3]) 的选项为8ms、16ms、32ms或64ms。如果峰值负载超过了可设定计时器，可以通过CVO寄存器0x0E的位[2:1]设定InnoSwitch4-Pro，以关输出、自动重启、锁存关断或无响应的方式响应该故障。峰值过载的默认响应是使用8ms计时器的自动重启。

如果发生关输出(DO)响应，InnoSwitch4-Pro将断开串联母线开关，并在故障发生时复位为默认配置。复位后，InnoSwitch4-Pro可能会报告其他故障 - 例如VOUT OV AR，具体取决于电源的工作条件。

Auto CV模式

仅在CVO模式下，InnoSwitch4-Pro对CV寄存器(0x10)中设定的任何输出电压提供自动设置OVA和UVA功能。OVA和UVA阈值分别设置为比设定的CV高和低~12.5%。

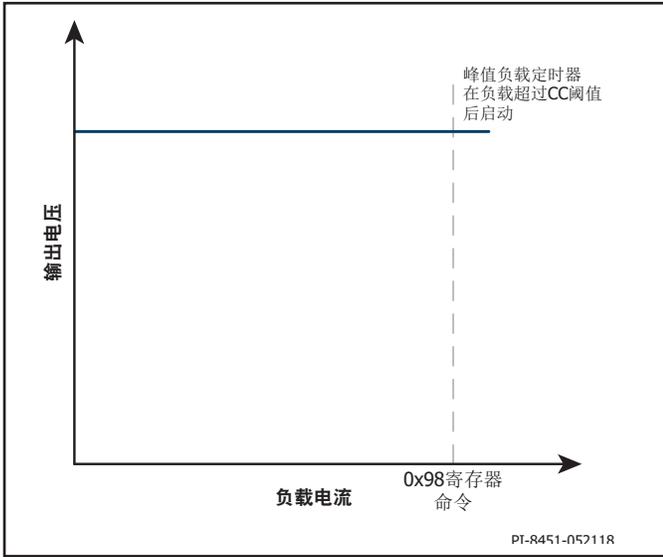


图15. 仅恒压模式(CVO)

如果输出电压递减, 当VOUT10PCT标记清除时, BLEEDER自动使能和禁止。故障响应将与OVA and UVA寄存器中编程的保持相同, 仅调整阈值。在低于50mA的轻载下, BLEEDER关断后输出电压上升可能会触发OVA故障。在使用电压递减命令的自动设置OVA and UVA功能之前, 将OVA故障响应设置为无响应, 可以缓解这一问题。

示例: 使能CVO模式, 将 t_{PLT} 设置为16ms, 并对关输出(DO)作出故障响应: (0x0F)

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command: CVO寄存器(0x0E)
字节: 0x0F (8'b0000 1111)

示例: 设置CV = 10V (1000 = 0x3E8), 并自动设置OVA and UVA (CV寄存器0x10的位[13] = 1'b1):

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command: CV寄存器(0x10)
低位字节: 0xA7 (8'b1010 0111)
高位字节: 0x68 (8'b0110 1000)
字节: 0x02 (2'b10)

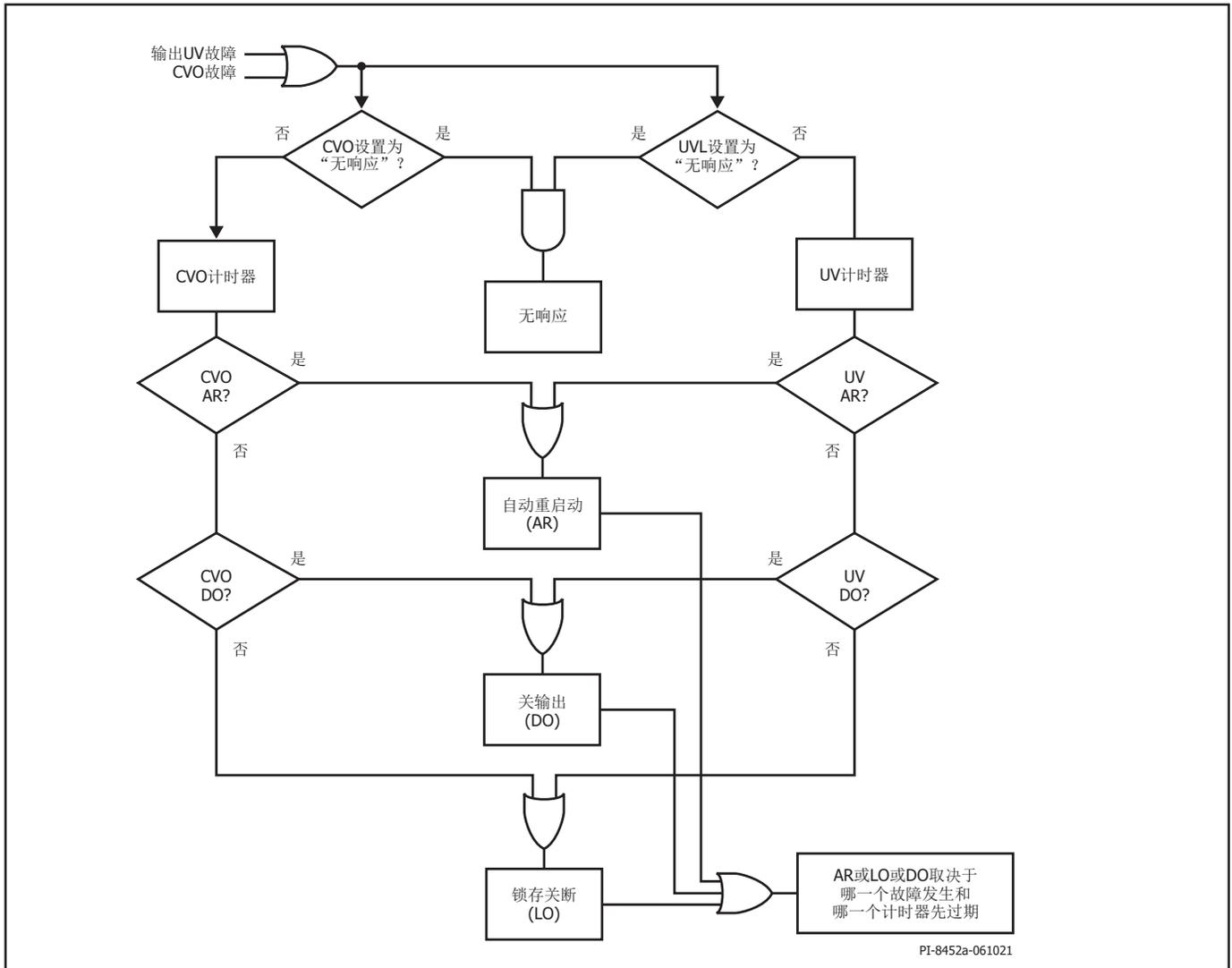


图16. CVO和输出UV控制

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。图16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。

可设定的保护特性

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.无响应，仅设置故障寄存器；b.锁存关断(LO)，c.自动重启动(AT)，d.关输出(DO)），电源的行为和UV故障检测的时间（8ms、16ms、32ms或64ms）也可以进行设定。输出过压延迟固定在~80μs。所有被设定为无响应的故障将被记录到遥测读回故障寄存器中。

如果发生关输出(DO)响应，InnoSwitch4-Pro将断开串联母线开关，并在故障发生时复位为默认配置。复位后，InnoSwitch4-Pro可能会报告其他故障 – 例如VOUT OV AR，具体取决于电源的工作条件。

OVA(0x92)：写入此地址以指定过压阈值和对OV故障的故障响应

UVA(0x94)：写入此地址以指定欠压阈值、UV计时器和对UV故障的故障响应

示例：更改绝对输出欠压阈值3V (d'30)、对关输出(DO)作出故障响应并将故障计时器配置为64ms：（奇校验后为0x9E9E）

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          UVA寄存器(0x94)
低位字节:           0x9E (8'b1001 1110)
高位字节:           0x9E (8'b1001 1110)
```

IS引脚和输出短路故障保护

InnoSwitch4-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。

如果流过IS引脚的检测电流未超过设定的限流点阈值（ISSC寄存器0xA2的位[6:4]）并且开关频率超过设定的阈值（ISSC寄存器0xA2的位[3:2]），则会报告故障。开关频率可在30至120kHz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.无响应、b.锁存关断(LO)、c.自动重启动(AR)或d.关输出(DO)。如果行为是无响应，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30kHz且限流点阈值为d'48：(0x36)时，将IS引脚短路的行为设置为AR：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          ISSC寄存器(0xA2)
字节:               0x36 (8'b0011 0110)
```

一旦IS引脚电阻上的电压超过 $I_{SV(TH)}$ 的约3倍以上，InnoSwitch4-Pro就会设置CCSC故障寄存器(READ 10 bit 2)。可以将CCSC寄存器的响应方式设定为：a.无响应、b.锁存关断(LO)、c.自动重启动(AR)或d.关输出(DO)。在串联母线开关后的输出电容容值超过100μF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，可将其设回其他故障响应。

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寄存器(0x20)
字节:               0x00 (2'b00)
```

如果开关频率 $>f_{OVL}$ 参数的时间长于 t_{AR} ，将CCSC寄存器设置为无响应并在输出端创建短路条件将导致自动重启动。

注：在InnoSwitch4-Pro初级侧内部电流源或ClampZero内部电流源因偏置不足而导通的工作条件下，导致FWD信号出现不理想的振铃，AR行为可能会受到影响，建议在配置为AR响应时将欠压AR与CCSC结合使用。

串联母线开关短路故障保护

当通过IS引脚的检测电流超过设定阈值（VBUSCC寄存器0xB6的位[5:4]）且VBEN禁止时，设置串联母线开关短路故障。在报告故障之前，可以选择对超过设定阈值的电流样本数量（1、2、3或4个连续样本）进行设定。

可以将VBUS开关短路(VBUSCC)的响应方式设定为：a.无响应、b.锁存关断(LO)或c.自动重启动(AR)。如果行为是无响应，则会记录到遥测读回故障寄存器。

看门狗计时器(0x26)

看门狗计时器监督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，InnoSwitch4-Pro将进入复位状态。在主控发出第一条I²C命令（读或写）之前，看门狗计时器不会启动。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5V阈值。
3. 所有命令寄存器清零。

通过将0x00写入寄存器0x26，看门狗计时器被禁止。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：禁止看门狗计时器：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          看门狗计时器寄存器(0x26)
字节:               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CV寄存器(0x10)和CC寄存器(0x98)写入命令的速度不能超过80ms。

向VBEN寄存器(0x04)中写入0x03（奇校验后变为0x83）可闭合串联VBUS开关，向该寄存器中写入0x00（奇校验后变为0x80）可断开开关。当VBUS开关断开（禁止VBEN）时，系统将复位为默认的5V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，InnoSwitch4-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。

InnoSwitch4-Pro还包括母线开关断开和无系统复位的选项。将0x01（奇校验0x01）写入VBEN寄存器(0x04)以断开开关，无需系统复位。在这种情况下，串联母线开关断开，开关前的输出电压保持为先前在CV寄存器中配置的值。所有可设定命令寄存器不会复位为默认值，而是保留先前设定的配置。

使能VBEN寄存器会自动禁止VDIS寄存器(0x08)，如“主动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(0x83)：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          VBEN寄存器(0x04)
字节:                0x83 (8'b1000 0011)
```

在发送命令以通过系统复位(0x00)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。在关输出的情况下，母线开关被禁止，系统复位为默认配置。在将输出电压增加到16V以上之前，必须发送VBEN命令以使能串联母线开关（闭合开关）。

关断电源(0x8A)

I²C主控具有关断电源的功能（通过I²C命令），这将需要交流输入重新上电来重新启动电源。

示例：关断电源：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          关断PSU寄存器(0x8A)
字节:                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10ms。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:          快速VI速度寄存器(0x8C)
字节:                0x01 (1'b1)
```

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。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功能将输出电压由高设置点泄放至低设置点时，应使用VOUT10PCT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%，就会置位VOUT10PCT寄存器。

当使能强泄放电路以节省功率时，InnoSwitch4 Pro自动禁止SR引脚。

InnoSwitch4-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，由VBUS输出连接至VB/D引脚，如典型应用电路原理图所示。所选电阻应将VB/D引脚的电流限制在电气规格中规定的最大电流限值内。

可以通过将0x03（奇校验后为0x83）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计时器，以帮助确定何时禁止这两个功能。

在不需要器件复位的情况下，可以通过将0x02写入VDIS寄存器(0x08)来激活负载放电功能，而无需复位。该命令将在不复位器件的情况下使能负载放电，但不会禁止VBEN寄存器 – 必须将单独的命令0x01写入VBEN寄存器，以在不复位的情况下禁止母线开关。

示例：激活Vout泄放电路：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          BLEEDER寄存器(0x86)
字节:                0x01 (8'b0000 0001)
```

示例：对VBUS输出放电：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          VDIS寄存器(0x08)
字节:                0x83 (8'b1000 0011)
```

自动泄放电路控制以降低I²C数据拥堵

InnoSwitch4-Pro提供一个具有自动禁止特性的使能BLEEDER选项。将0x03写入BLEEDER寄存器(0x86)将使能泄放功能，当VOUT10PCT寄存器清零时，将自动禁止泄放功能。

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。

示例：将次级OTP滞回设置为60°C：

```
PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)
PI_Command:          OTP寄存器(0xAE)
字节:                0x01 (1'b1)
```

动态响应

如果应用中需要更快的动态响应，InnoSwitch4-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	缺省值		推荐值 (加速)	
	MSB	LSB	MSB	LSB
0x32	0x28	0x1E	0x14	0x0A
0x34	0x18	0xC8	0x1F	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InnoSwitch4-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		缺省值		推荐值 (CV负载)	
地址	地址 (奇校验)	MSB	LSB	MSB	LSB
0x30	0xB0	0x00	0x1F	0x0A	0x20

仅DCM

InnoSwitch4-Pro具有限制由次级至初级的开关周期请求的功能，以便变换器始终在断续模式(DCM)下操作。

在高输入电压下，当发生阶跃负载时，通常会引入一个或多个CCM周期并提高峰值FW引脚电压。使能仅DCM特性将限制该峰值电压，从而降低SR-FET上的应力。

可通过I²C命令使能/禁止仅DCM特性。

将0x04写入仅DCM寄存器(0xBA)将使能该特性。

示例：使能仅DCM模式：

PI_SLAVE_ADDRESS [W]: 0x30 (8'b0011 0000)

PI_Command: 仅DCM寄存器(0xBA)

字节: 0x04 (8'b0000 0100)

遥测（读回）寄存器

遥测读寄存器（READ1至READ7）显示表3中所有命令寄存器的内容。遥测读寄存器地址经过分组，以允许最佳轮询，从而在单个I²C读回命令中获取电源状态，并包含对应的起始和结束遥测地址。

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InnoSwitch4-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清零。

READ16 (0x20)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，才将该寄存器清零。

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)
读寄存器:           0x80
遥测寄存器:         0x20

PI_SLAVE_ADDRESS [r]: 0x31 (8'b0011 0001)
PI_Slave响应:        低位字节8'b0000 0000 (0x00)
                    高位字节8'b0000 0010 (0x02)
    
```

工作模式标记(OMF)

InnoSwitch4-Pro在遥测寄存器READ11 (0x16)中报告工作模式。它会报告InnoSwitch4-Pro是否工作于CV、CP或CC模式下。如果使能中断掩码，则每当工作模式在CV、CP和CC模式之间发生变化时，都会引发中断。

主调整DAC输入

READ14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READ14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。

READ14寄存器的输出电压计算方式为：

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

示例：READ14 (0x1C): MSB = 0x00, LSB = 0x0E

LSB为d'14，因此计算出的 $V_{OUT} = 5 - (14 \times 10mV) = 4.86V$

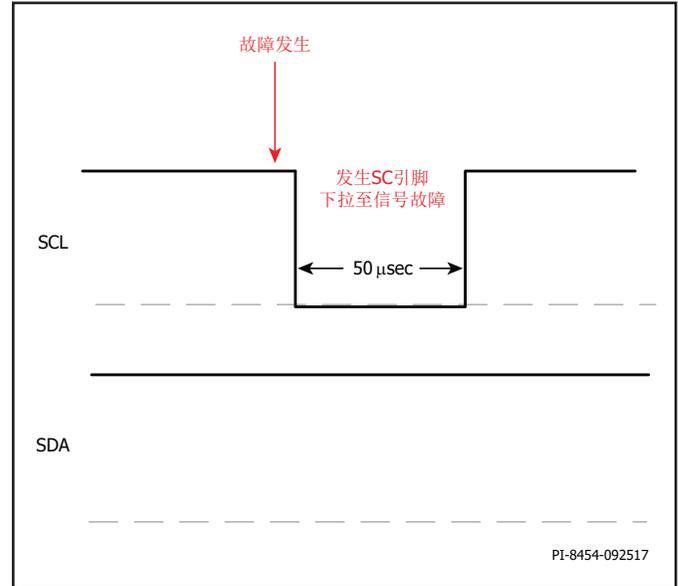


图17. 闲置I²C期间的中断掩码

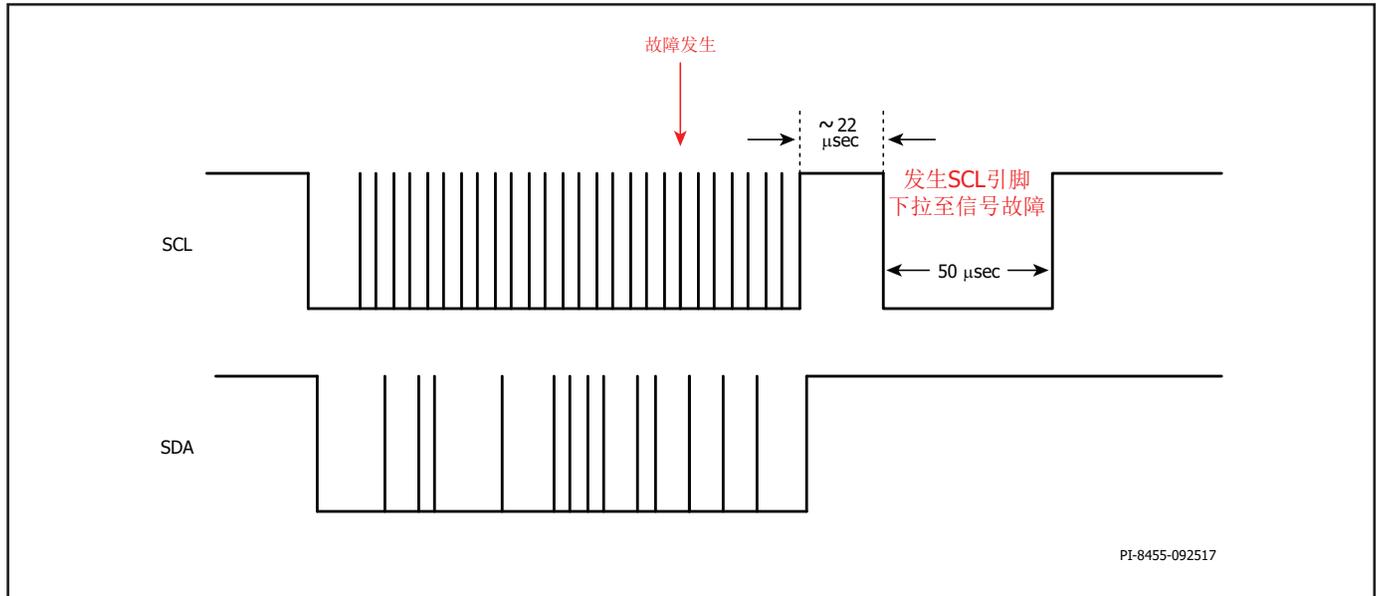


图18. 活动I²C事务期间的中断掩码

通过SCL引脚的故障信号中断

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引脚上采用了活动中断报告方案。

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17），一旦检测到故障，就会发生故障中断。中断将SCL引脚下拉50ms，然后释放回HI状态。
2. 当SCL引脚繁忙（活动的I²C事务）时（见图16），故障中断将等待I²C事务完成，等待~22μs后将SCL线路拉低50μs（最小值），然后释放回HI状态。

必须为每个单独的故障条件使能中断掩码寄存器(0x2C)。请参阅图19，了解如何激活此特性。一旦发生故障，中断掩码将被复位，并且必须重新使能特定的相关故障以激活SCL报告方案。

当中断触发时，中断掩码寄存器(0x22)不会自动清零，只有当中断掩码寄存器重新使能时才会复位。控制次级中断位[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，如初级侧过温关断或输入欠压或过压情况。

注释1：任何配置为“无响应”且使能中断掩码的故障响应都会在SCL引脚上产生中断信号。

注释2：当报告有故障且SCL引脚上的中断信号状态不明确时，任何配置为“关输出”且使能中断掩码的故障响应都会导致系统复位。对于配置为“关输出”响应的故障，建议不要使能中断掩码。

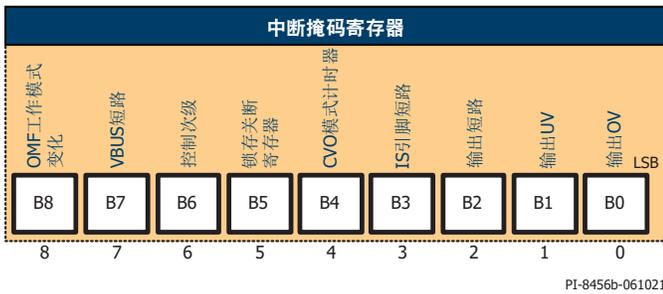


图19. 中断掩码寄存器

示例：将中断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寄存器(0x2C)
字节:                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24V的整个调整范围内为±3%。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。

输出电压报回为12位格式，但精度取决于输出电压范围，如表5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，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5. 输出电压报回精度

如果实际输出电压为5.11V（CV写寄存器0x10设置为0x837F。）

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

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10mV，换算成实际输出电压，本例中的输出电压为4.24V。

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READ8 (0x10)包含瞬时测得的相对输出负载电流数据。相对于由InnoSwitch4-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192。

示例：如果使用10mΩ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) × 0.167/R_{SENSE} = 64 × 0.167/10 = 1.068A。这是测得的输出电流值：

(0.167mV = 32mV/192，其中32mV = IS_(TH)，192是ADC满量程)。

READ12和READ13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（READ8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 12和READ 13的精度分别与READ8和READ 9相同。

输出电压和电流测量寄存器每100μs更新一次。

I²C连接

μVCC外部电源

μVCC引脚为外部控制器提供精确调整的3.6V电源。当VOUT引脚大于或等于5V时，该电源的最大负载电流能力为40mA，持续0.5秒。在稳态工作下，预期从μVCC汲取的电流小于10mA。μVCC引脚应至少用一个2.2μF的陶瓷电容与GND引脚去耦。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 $3V - R_{UVCC}(\Omega) \times 6mA$ 。

如果VOUT引脚电压下降到足以导致μVCC引脚低于μVCC_{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μVCC引脚。最大上拉电阻值取决于SCL/SDA引脚的电容容值和I²C主控。假设总电容为20pF，到VIL阈值的电压下降时间与SCL时钟频率的函数如下表所示。

InnoSwitch4-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。

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

表6. I²C上拉电阻值

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InnoSwitch4-Pro的微控制器），建议使用535kHz或更低的I²C频率。

I²C示例波形

将输出电压设置为8V

与图9所示的示例相同。

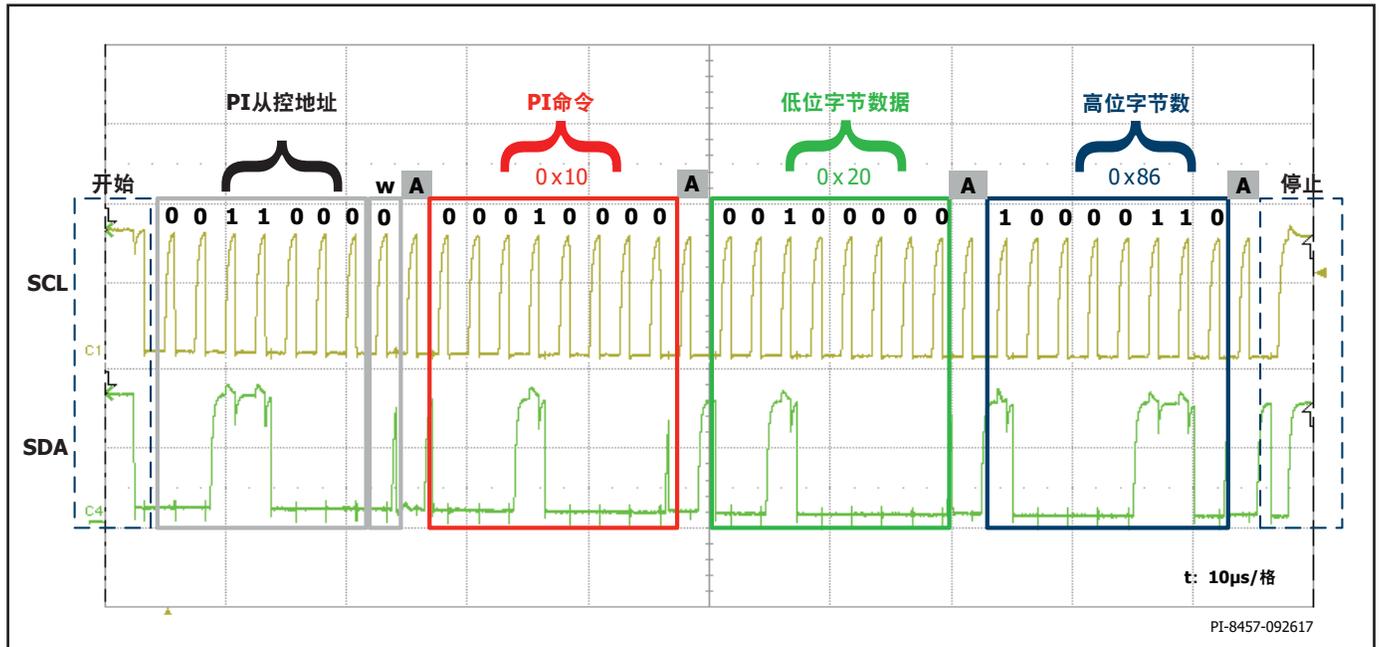


图20. 将输出电压设置为8V的I²C波形

欠压引起AR事件后读取遥测故障寄存器

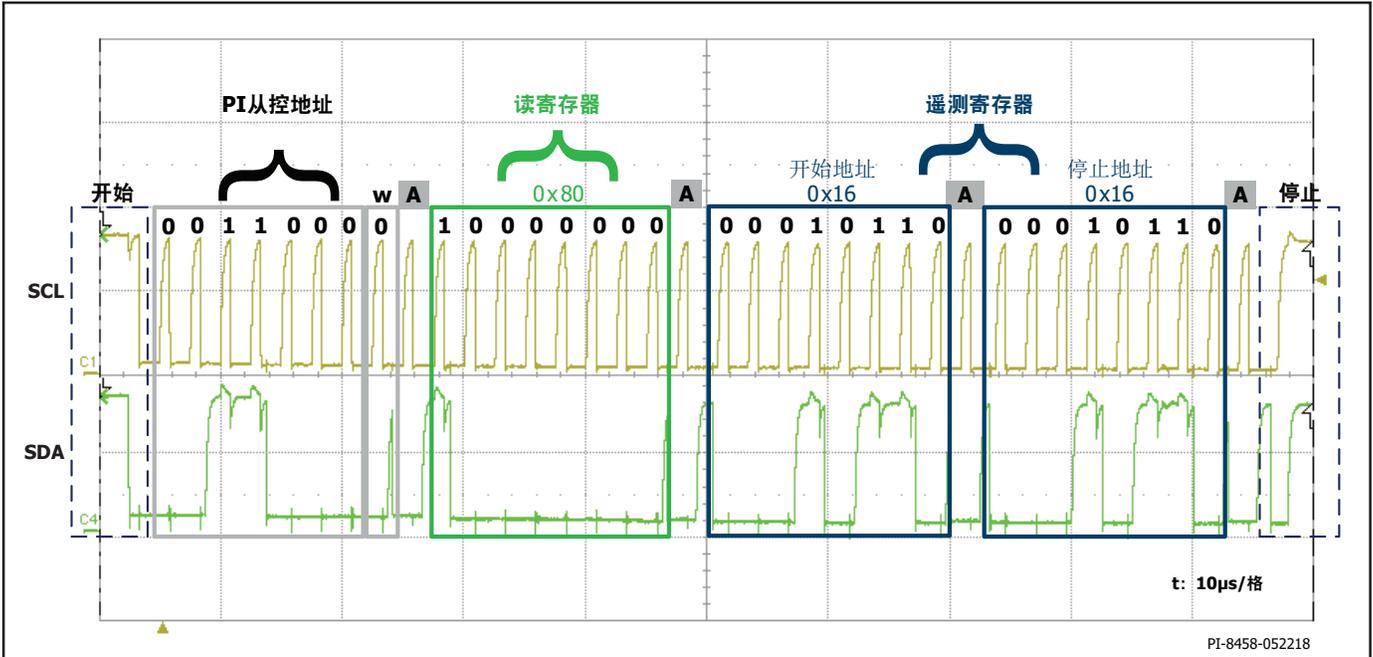


图21. 在读寄存器(READ0)中写入故障寄存器READ11的地址以便读回READ11之I²C波形

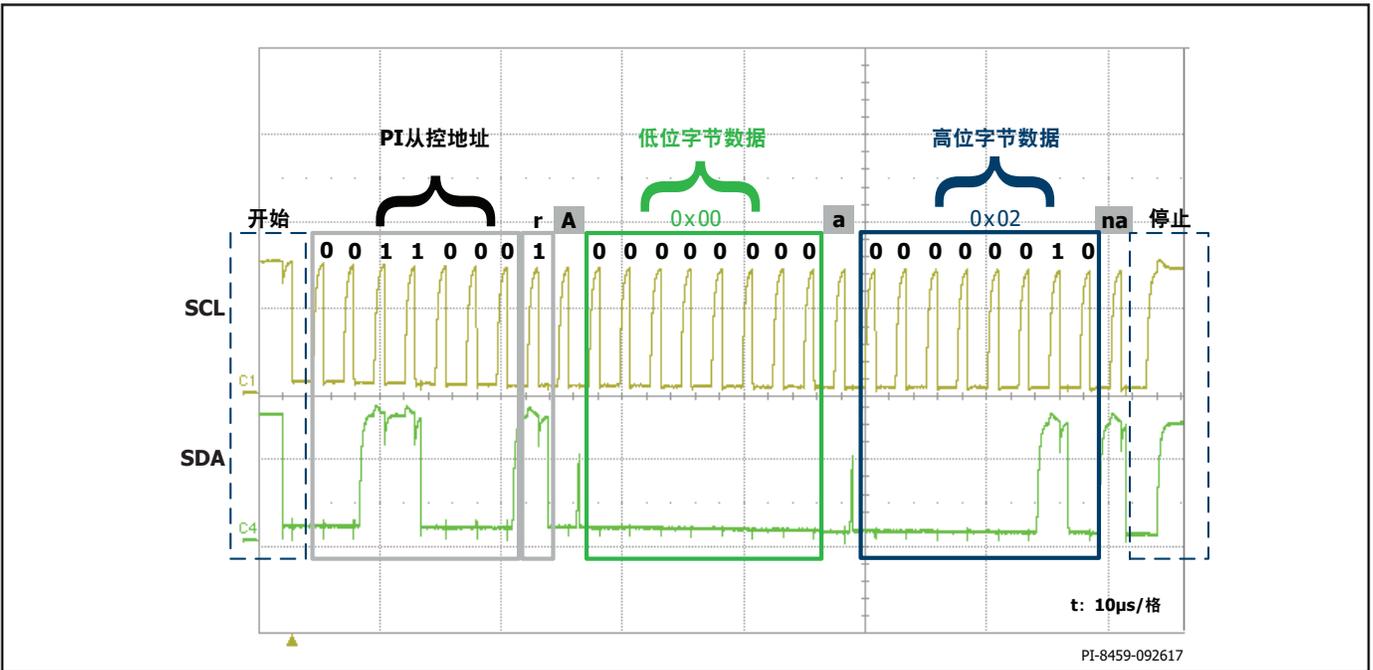


图22. 从READ11寄存器读取值的I²C波形

应用范例

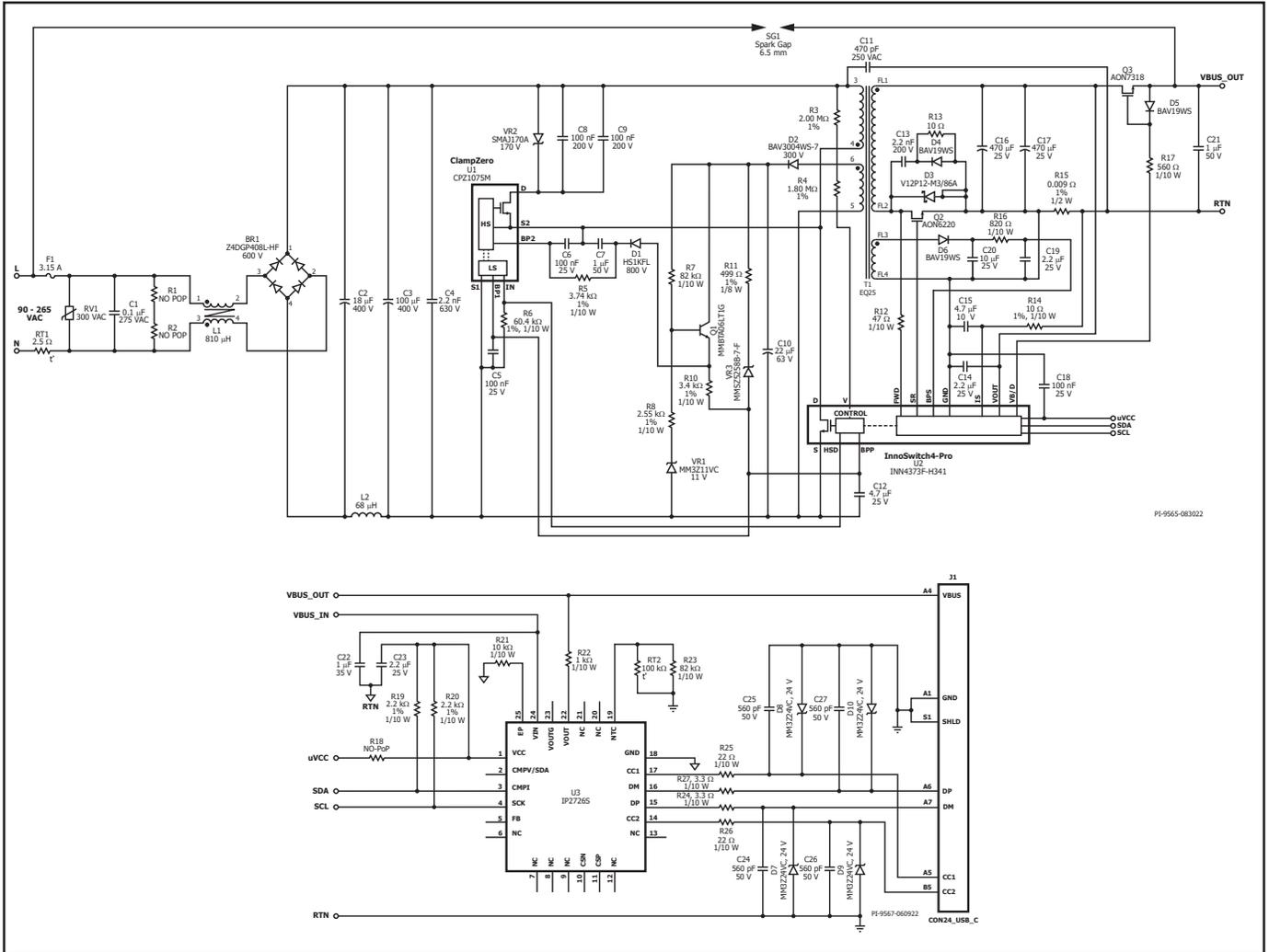


图23. 使用INN4373F-H341 InnoSwitch4-Pro的65W USB PD电源的电路原理图

图23所示为输出为5V/3A、9V/3A、15V/3A和20V/3.25A的65W数控电源的电路图，该电源使用INN4373F-H341 IC设计而成。功率级由英集芯(Injoinic)的IP2726S IC控制。该USB PD电源符合DOE 6级和IEC CoC v5标准。

输入保险丝F1可隔离电路并提供元件故障保护。共模扼流圈L1与Y电容C11一起提供共模噪声滤波，而电感L2与电容C2和C3形成n型滤波器，与C1一起用于差模EMI滤波。浪涌热敏电阻RT1可在电源连接至AC输入时限制浪涌电流。MOV RV1用于雷击保护。整流桥BR1对AC输入电压进行整流，并提供全波整流DC。

变压器初级的一端连接到整流DC母线；另一端连接到InnoSwitch4-Pro IC的漏极端子。电阻R3和R4为欠压和过压情况提供输入电压检测保护。

ClampZero IC的体二极管与电容C8和C9形成初级钳位，可在U2内部开关关断瞬间限制U2的峰值漏极电压。存储在变压器漏感中的能量将转移

到电容C8和C9。根据所使用的电容值，部分励磁电感储能也会转移到C8和C9。VR2用于保护InnoSwitch4-Pro在异常情况下免受过高漏极电压的影响。高压陶瓷电容C4用于去耦大电压，减少高频开关电流的环路面积。

当次级侧通过内部FluxLink发出指令时，InnoSwitch4-Pro会生成HSD（上管驱动）信号来导通ClampZero器件。当ClampZero IC (U1)导通以实现InnoSwitch4-Pro初级开关的软关断时，钳位电容C8和C9对变压器的漏感（CCM模式工作）或变压器的漏感和励磁电感（DCM模式工作）进行充电。

在ClampZero开关(U1)关断和InnoSwitch4-Pro初级导通之间提供一个小延迟，以实现零电压开关。该延迟在低输入电压下可通过电阻R6值进行设定（参见第5页），或在高输入电压下通过固定的500ns延迟进行设定。可设定延迟和固定延迟之间的转换基于InnoSwitch4-Pro的V引脚上的输入电压信息。

IC U2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C12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C10进行滤波。线性稳压器电路由BJT Q1、R7、R8和齐纳稳压管VR1组成，确保有足够的电流通过R10流入InnoSwitch4-Pro的BPP引脚和ClampZero IC的BP1引脚。通过向BPP和BP1引脚注入足够的电流，U2的内部电流源不需要为C12充电，并且在空载条件下和正常工作功耗降至最低。

电容C5用于在IC U1的BP1引脚上提供本地去耦。电容C6为BP2引脚提供去耦。二极管D1和电容C7形成自举电路，为上管BP2引脚提供偏置。电阻R5限制流入BP2引脚的电流。提供外部偏置可防止上管内部电流源导通，并最大限度地减少多余能量损失。

齐纳稳压管VR3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VR3击穿，这会导致过多的电流流入InnoSwitch4-Pro IC的BPP引脚。如果进入BPP引脚的电流超过 I_{SD} 阈值，InnoSwitch4-Pro控制器将锁存关断，防止输出电压进一步升高。触发输出过压保护时，电阻R11限制注入BPP引脚的电流。

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

InnoSwitch4-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同步整流管FET (SR FET) Q2整流，并由电容C16和C17滤波。开关期间产生的高频振荡通过RCD缓冲器（R13、C13和D4）衰减，否则高频振荡会产生辐射EMI问题。二极管D4可减少电阻R13的耗散。肖特基二极管D3可将ClampZero开关开通期间发生的损耗降至最低。

Q2的栅极由IC U2内的次级侧控制器根据（经电阻R12）馈入IC的FWD引脚的次级绕组电压进行导通控制。

在连续导通模式下，SR FET就在次级侧通过FluxLink向初级侧下达新开关周期请求指令之前关断。在断续导通模式下，功率SR FET会在自身的电压降幅值约低于阈值 $V_{SR(TH)}$ 时关断。由次级来控制初级侧的功率开关可避免两个开关可能发生的交越导通，提供极为可靠的同步整流工作。

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。在该设计中，使用次级偏置绕组电路进一步提高系统效率。偏置绕组电压由二极管D6整流并由电容C20滤波。电阻R16限制流向U2的BPS引脚的电流。连接至InnoSwitch4-Pro IC的BPS引脚的电容C19可提供内部电路去耦。

输出电流检测是通过监测电阻R15两端的电压降来完成的。由此产生的电流测量经电阻R14和电容C15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32mV，用以减少损耗。一旦超过输出电流阈值，InnoSwitch4-Pro将根据其配置作出响应，通过使用可变频率和可变初级开关峰值电流控制方案来维持固定输出电流，或者关断电源。

在恒流(CC)工作期间，当输出电压低于5V时，InnoSwitch4-Pro IC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R12和内部稳压器对次级旁路引脚去耦电容C19充电。这样就能将输出电流调节维持在最小UV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。

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InnoSwitch4-Pro IC的VOUT引脚监测。与电流调节类似，输出电压也与通过InnoSwitch4-Pro IC和USB-PD控制器IC的集成次级控制器设置的内部电压阈值进行比较，并通过可变频率和可变初级开关峰值电流限制控制方案实现输出电压调整。电容C14用作VOUT引脚的去耦电容。

N沟道MOSFET 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。MOSFET Q3由InnoSwitch4-Pro IC上的VB/D引脚控制。二极管D5连接在Q3的源极端子和栅极端子之间，电阻R17由Q3的栅极端子连接至VB/D引脚，以在Q3关断时为母线电压提供放电通路。输出端使用电容C21，起到ESD保护和降低输出电压纹波的作用。

英集芯的IP2726S (U3)是USB Type-C和PD控制器。InnoSwitch4-Pro IC U2的输出直接通过反激输出电压VBUS_IN为IP2726S器件供电。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。

IP2726S IC使用SCL和SDA线路通过I²C接口与InnoSwitch4-Pro IC进行通信，在其中设置多个命令寄存器，例如CV、CC、VKP、OVA和UVA参数。这些参数分别对应InnoSwitch4-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。IP2726S IC同样使用I²C接口从遥测寄存器中读取InnoSwitch4-Pro IC的状态。

电容C18用作U2的 μ VCC引脚上的去耦电容。电阻R19和R20分别用作SDA和SCL的上拉电阻。

电容C22用作U3的VIN引脚上的去耦电容，电容C23用作U3的VCC引脚上的去耦电容。电阻R25、R26以及C25、C26、D8和D9用于保护CC1和CC2线路免受ESD浪涌的影响。

设计要点

输出功率对照表

输出功率对照表（表1）列出了在以下条件下能获得的最大实际持续输出功率：

- 85VAC输入时，90V以上的最小DC输入电压，亦或当230VAC输入或115VAC输入并使用倍压整流时，220V或以上的最小DC电压。对于AC输入的设计应调整输入电容的额定电压，以满足这些电压要求。
- 效率的假定取决于功率水平。最小型号器件功率水平是假定效率>87%的情况下，最大器件的效率假定>92%。
- 变压器初级电感公差为±5%。
- 所选择的反射输出电压(VOR)可使通用输入电压设计在最小输入电压下的 $K_p = 0.7$ ，高输入电压设计的 $K_p = 1$ （大号器件在热受限环境下的效率应>92%）。
- 适配器的最大传导损耗限制在0.6W，敞开式设计则限制在0.8W。
- 峰值及开放式应用的输出功率是通过选择升高电流限流点实现的，对于适配器应用中所列出的输出功率是采用标准的电流限流点得到的。
- 将器件贴装在电路板上，源极焊接在足够的铺铜区域上，并且/或者使用一个散热片将源极引脚温度控制在110°C或之下。
- 敞开式设计的环境温度为50°C，密闭式适配器应用的环境温度为40°C。
- 当 K_p 值小于1时， K_p 是初级电流脉动部分与峰值部分的比率。为防止由于开关周期的提前误关断所导致的输出功率能力下降的情况出现，建议 K_p 值要满足 ≥ 0.25 。这样将避免在开关开通时初始电流尖峰(I_{INr})触发到器件限流点。

初级侧过压保护

InnoSwitch4-Pro IC内部的保护电路可以实现初级侧输出过压保护，该电路由流入初级旁路引脚的阈值电流 I_{SO} 触发。保护响应取决于器件的特性代码，即锁存关断或自动重启。初级旁路引脚电容除起到内部滤波的作用，还作为外部滤波器，提高噪声抗扰性。为使旁路电容达到有效的高频滤波，应将电容尽量放置在距器件源极和初级旁路引脚最近的地方。

初级检测OVP功能的实现方式是，将串联起来的稳压管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。

选择齐纳稳压管和电阻时，必须确保BPP在目标OVP电平下吸收的电流超过BPP关断阈值电流 I_{SO} 。齐纳稳压管在正常工作稳态和瞬态条件下不得导通，因此在这些条件下钳位电压必须高于偏置电容电压和BPP电压之差。为了实现更可靠的设计，所选的电阻值还必须确保在OVP稳压管发生短路时，提供给BPP引脚的电流应低于100mA的绝对最大额定值。

降低空载功耗

InnoSwitch4-Pro IC可以在自供电模式中启动，这会从旁路引脚电容（通过内部电流源充电）吸收能量。此外，内部电流源还在启动时对ClampZero器件的BP1引脚去耦电容进行充电。然而，一旦InnoSwitch4-Pro IC开始开关，需要使用偏置绕组向初级旁路引脚提供供电电流。变压器上的辅助（偏置）绕组可起到这种作用。使用偏置绕组向初级旁路引脚供电后，可实现空载功耗低于30mW的电源。一旦电源开始开关，ClampZero器件的上管BP2引脚去耦电容就会从ClampZero器件的内部电流源获取能量。对图23所示的电阻R8进行调整，即可实现最低空载输入功率。

次级侧过压保护

InnoSwitch4-Pro IC内部的保护电路可以实现次级侧输出过压保护，该电路由流入次级旁路引脚的超过 $I_{BPS(SD)}$ 阈值的输入电流触发。保护响应（锁存关断或自动重启）取决于器件的特性代码。通过将稳压管由输出连接至次级旁路引脚可以实现直接输出检测过压保护功能。所需稳压管的稳压值为 $1.25 \times V_{OUT}$ 减去4.5V（次级旁路引脚电压）。所需过压保护稳压管串联一个低值电阻，可以限制流入次级旁路引脚的最大电流。

元件的选择

InnoSwitch4-Pro初级侧电路的元件

BPP电容

连接InnoSwitch4-Pro IC初级旁路引脚和GND引脚的电容可以为初级侧控制器提供去耦，还可选择限流点。可以使用0.47 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贴片式多层陶瓷电容，因为它能使电容靠近IC放置。它们的小尺寸也非常适合紧凑型电源的应用。推荐使用额定值至少为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下的电容量下降不会超过20%。请勿使用Y5U或Z5U/0603多层陶瓷电容(MLCC)，因为此类贴片陶瓷电容的电压和温度系数特性非常差。

偏置绕组和外部偏置电路

由开关的漏极引脚连接至InnoSwitch4-Pro初级侧控制器初级旁路引脚的内部稳压电流源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BP1和BP2提供所需的电流，该电流由InnoSwitch4-Pro和ClampZero的 I_{S1} 和 I_{S2} 参数决定。应选取合适的偏置绕组圈数，以便在空载条件下及在电源的最低额定输出电压下在偏置绕组能够产生最小7V至8V的输出电压。如果电压低于此值，空载输入功率将增大。

在USB PD应用中，输出电压的范围非常宽。例如，45W适配器需要支持5V、9V和15V输出电压，100W适配器需要支持从5V至20V的范围内选择输出电压。如此宽的输出电压变化会导致初级偏置绕组电压出现明显的变化。

通常需要使用线性稳压电路来控制注入InnoSwitch4-Pro初级旁路引脚的电流。

在230VAC输入电压时，外部电路提供的偏置电流应设置为InnoSwitch4-Pro的最大 I_{S1} + ClampZero的最大 $I_{S1(1)}$ ，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。

输入欠压及过压保护

由输入欠压/过压引脚连接至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4M Ω 电阻值。

InnoSwitch4-Pro具有可锁存关断电源的初级检测过压保护功能。电源锁存关断后，只有在输入欠压/过压引脚电流减小至零时才会复位。电源一旦锁存关断，甚至是在输入供电关断后，电源将需要较长的时间复位InnoSwitch4-Pro控制器，因为存储在DC母线的能量将继续为控制器提供电流。使用如图24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InnoSwitch4-QR IC输入电压监测引脚的电流并复位InnoSwitch4-QR控制器。

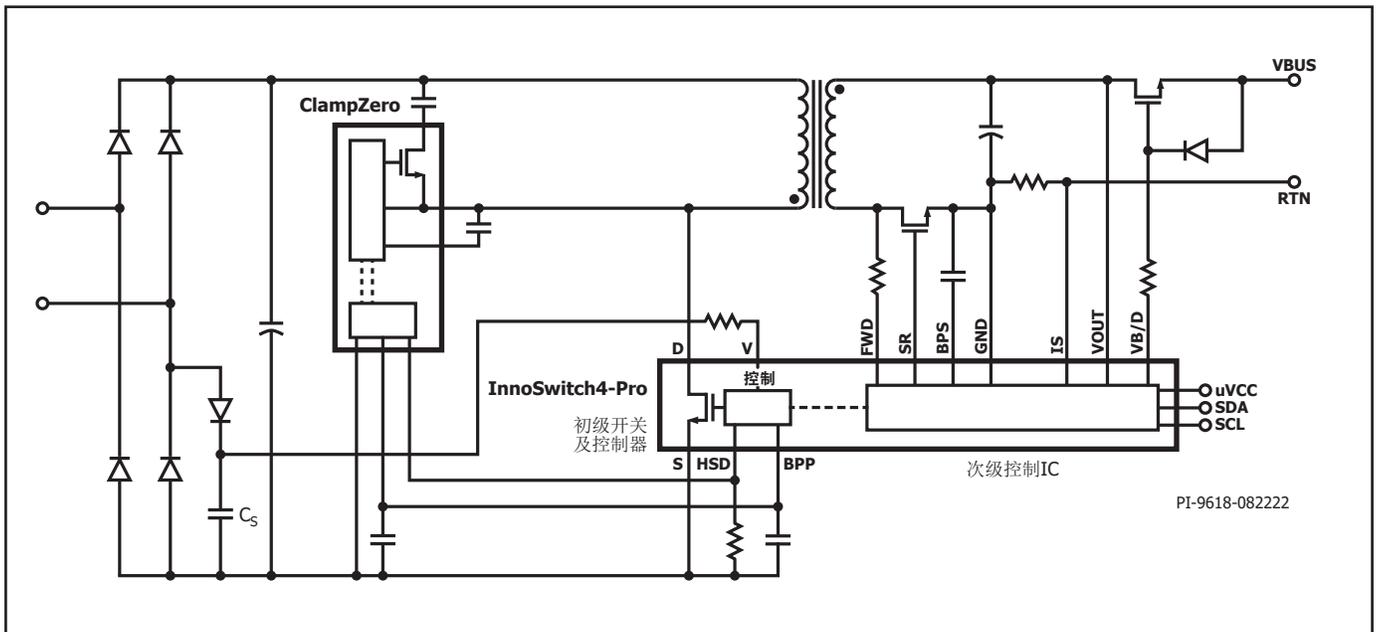


图24. 快速AC复位电路配置

初级侧钳位

ClampZero IC用于在InnoSwitch4-Pro初级开关开通时提供软开关，如图23所示。钳位电容C8和C9在初级开关关断时存储漏感能量，并在ClampZero器件开通时将存储的漏感能量输送到次级，同时在CCM工作模式下反向对漏感充电，而在DCM工作模式下反向对漏感和励磁电感充电。这可以防止在初级开关逐周期关断期间漏极处出现过大的电压尖峰。VR2跨接于钳位电容，仅在ClampZero IC因任何电路故障而停止开关时提供备用保护。

建议选择适当的钳位电容值，使 C_{CLAMP} 和 L_{LKG} 谐振周期的 ~ 0.25 倍等于HSD脉冲宽度。根据设计，可以使用10nF至100nF范围内的电容。推荐使用额定值至少为200V (1206)或更大型号的X7R介质电容。

$$\text{HSD 脉宽} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{LKG} C_{CLAMP}}$$

InnoSwitch4-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 μ F、10V/X7R或X5R/0805多层陶瓷电容对InnoSwitch4-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4.5V，使用过高的BPS电容值会导致启动时输出电压过冲。低于1.5 μ F的电容值也不可取，它会导致无法预测的工作情况。电容必须靠近IC引脚放置。建议使用至少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）。因此，不建议使用6.3V/0603/X5U或Z5U类型的MLCC。陶瓷电容的型号名称（例如，来自不同制造商或不同产品系列的X7R、X5R）没有相同的电压系数。建议查看相应的电容数据手册，确保所选电容在4.5V下的容量下降不会超过20%。

为取得最佳效果，应采用X5R或X7R介质的电容。

电源的输出电压为5V或更高时，次级侧控制器的供电电流由IC的输出电压(VOUT)引脚提供，因为该引脚的电压高于次级旁路引脚电压。启动时以及电源的输出电压低于5V时，次级侧控制器的供电电流来自连接至正激引脚的内部电流源。

如果电源在输出电压额定值的上限范围内工作，从VOUT获取次级偏置供电将产生显著损耗，因为它将使用内部线性稳压器。可以从具有合适的整流器和滤波器的变压器提供偏置绕组，以在最高输出电压下向BPS

引脚提供所需的电流。该偏置电源可能无法提供较低输出电压下所需的电流，因为它随输出变化并且应大于 V_{BPS} (4.5V)。

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。高达300 Ω 的较高电阻值可用于调整同步整流门极驱动占空比并限制负电流注入。建议添加一个与电阻并联的并联快速恢复二极管，以便在启动期间以及输出电压调整至5V以下时，有足够的电流为BPP电容充电。二极管阳极连接到变压器绕组，而阴极连接到正激引脚。图25、26、27及28所示为不可接受和可接受的正激引脚电压波形的示例。VD是同步整流管两端的正向电压降。

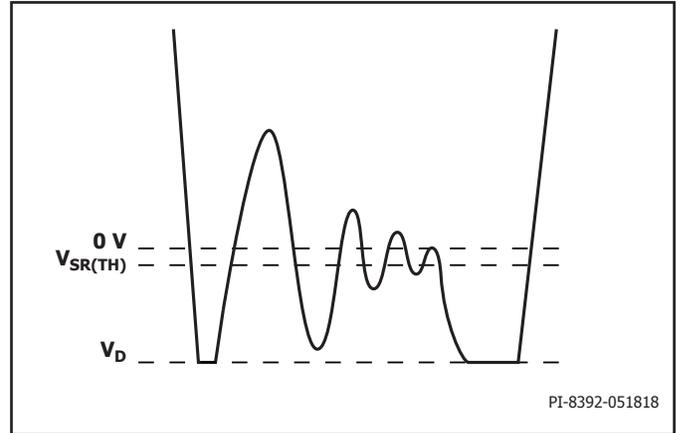


图25. 握手后反激周期中SR开关导通期间不可接受的正激引脚电压波形

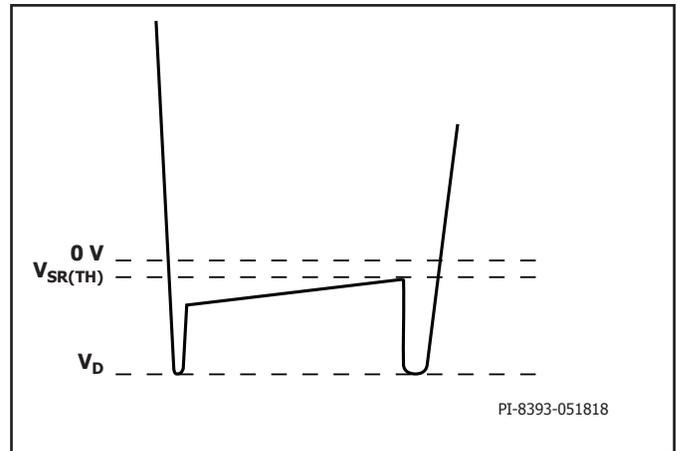


图26. 握手后反激周期中SR开关导通期间可接受的正激引脚电压波形

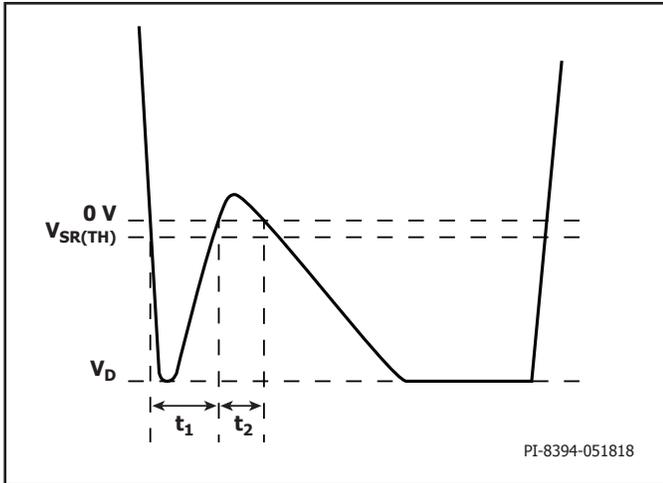


图27. 握手前反激周期中体二极管导通期间不可接受的正激引脚电压波形

注:

如果 $t_1 + t_2 = 1.5\mu s \pm 50ns$, 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。

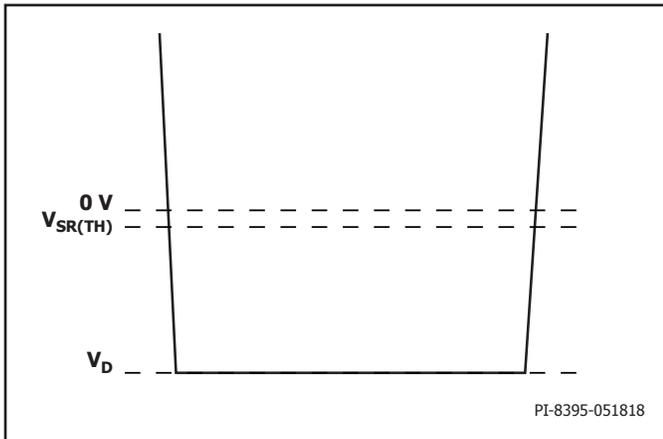


图28. 握手前反激周期中体二极管导通期间可接受的正激引脚电压波形

同步整流管FET

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InnoSwitch4-Pro IC的同步整流管驱动引脚(不应在SR FET栅极电路连接任何额外的电阻)。当SR FET的VDS达到关断阈值时, SR FET就会关断。

下表提供了针对不同设计的SR FET $R_{DS(ON)}$ 选择的建议。

输出	FET $R_{DS(ON)}$
20V/3A	7mΩ
20V/5A	4.5mΩ
20V/6.75A	3mΩ

表7. 针对不同设计推荐的SR FET $R_{DS(ON)}$

SR FET驱动器使用次级旁路引脚作为供电端, 该电压的典型值为4.5V。因此不太适合使用高开通阈值电压的MOSFET; 开通阈值电压在1.5V至2.5V之间的MOSFET较为适合, 但是也可以使用开通阈值电压(绝对最大值)高达4V的开关, 只要其数据手册规定了在4.5V门极电压下整个温度范围的 $R_{DS(ON)}$ 数值即可。

建议在SR FET并联使用肖特基二极管。由于SR FET栅极在ClampZero开关开通期间关断, 因此在此期间(通常约为500ns)将有能量传输至次级。此外, 反激周期开始与SR FET导通之间稍微有一点延迟。在此期间, SR FET的体二极管传导电流。如果使用外部并联肖特基二极管, 该电流大部分都流经肖特基二极管。InnoSwitch4-Pro IC检测到反激周期结束时, SR FET $R_{DS(ON)}$ 两端电压达到0V, 反激周期的剩余部分期间电流将换向至SR FET的体二极管或外部并联肖特基二极管。需要将肖特基二极管与SR FET并联, 以减少钳位FET关断期间SR FET上的应力。在进行额定输出电流 > 2A的设计时, 增加肖特基二极管, 预计效率可提高0.20%或更高。

肖特基二极管和SR FET的电压额定值应至少为预期峰值反向电压(PIV)的1.4倍, 具体取决于变压器所采用的圈数比。额定值60V的FET和二二极管适用于大多数 $V_{OR} < 60V$ 的5V设计, 额定值120V的FET和二二极管适用于20V输出的设计。

输出绕组的漏感与SR FET电容(C_{OSS})之间的相互作用会在绕组的电压反向(由于初级开关导通)时电压波形出现振荡。这种振荡可通过使用连接于SR FET两端的RC缓冲器进行抑制。缓冲电阻阻值范围介于10Ω至47Ω之间(较高的电阻值会导致比较明显的效率下降)。大部分设计当中均可采用220pF至2.2nF的电容量。开关二极管可与缓冲电阻并联, 以最大限度地降低其耗散。

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200μF至300μF的铝聚合物电容即可。其他影响电容选择的因素是输出纹波。确保电容电压额定值高于最高输出电压且留有足够的裕量。

输出过载保护

电源可提供的最大功率由设定的VKP与满量程电流限值的乘积获得。输出电压低于设定的VKP阈值时, InnoSwitch4-Pro IC将在达到设定的限流点时对输出电流进行限制。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VKP阈值, InnoSwitch4-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VKP与满量程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2.2μF的陶瓷电容。

SDA和SCL引脚的上拉电阻

建议在SDA和SCL引脚与μVCC引脚之间各连接一个4.7kΩ的上拉电阻，以实现400kHz频率的通信。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20pF，到V_{IL}阈值的电压升高时间与SCL时钟频率的函数如表6所示。

VOUT引脚上的去耦电容

建议在靠近VOUT引脚的地方放置一个1-2.2μF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InnoSwitch4-Pro IC的引脚，以实现精确的电流测量和CC调整。

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。该电容必须尽可能靠近电源的输出端子或Type-C连接器。

母线开关

建议采用低R_{DS(ON)}的N沟道FET母线开关，以降低高负载电流对效率的影响。FET不必是逻辑级FET。VB/D通常可以提供比VOUT高7V的电压，因此可以充分增强栅极阈值为4V的FET。

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，同时考虑到50mA的VB/D引脚内部电流放电限值I_{B(DS)}。建议对20V设计使用560Ω的电阻值，以满足USB PD放电时间规范。建议在母线开关源极到栅极引脚上串联一个通用二极管，以实现单向电流。

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InnoSwitch4-Pro IC。对于独立应用，外部控制器可以从InnoSwitch4-Pro IC的μVCC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29了解InnoSwitch4-Pro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。

IS至GND引脚电容

建议在InnoSwitch4-Pro IC的IS和GND引脚之间使用1μF或更高的陶瓷电容，以实现精确的恒流调整。

初级钳位电路

有源钳位用于实现初级开关的ZVS导通，并在关断时限制漏极引脚上的峰值电压。ClampZero IC与钳位电容一起使用来实现这一点。为了降低EMI，请尽量减少由钳位元件至变压器和InnoSwitch4-Pro的环路。

散热注意事项

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

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

Y电容

应将Y电容直接放置在初级输入滤波电容正极和变压器次级的正输出或返回极端子之间。这样走线可使高幅共模浪涌电流远离IC。请注意，如果在输入端使用了n型（C、L及C）EMI滤波器，那么滤波器内的电感应放置在输入滤波电容的负极之间。

输出SR FET

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

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电压降。

μVCC、SDA和SCL引脚

至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(>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。在此配置中，6.2mm放电间隙通常足以满足众多适用安全标准的爬电距离和电气间隙要求。该距离小于初级与次级之间的电气间隙，因为放电间隙之间所施加的电压不超过AC输入的峰值。

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InnoSwitch4-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。钳位电路元件应远离初级旁路引脚，走线长度应尽量短。

由输入整流滤波器电容、初级绕组和IC初级侧开关形成的环路的面积应尽可能的小。

布板示例

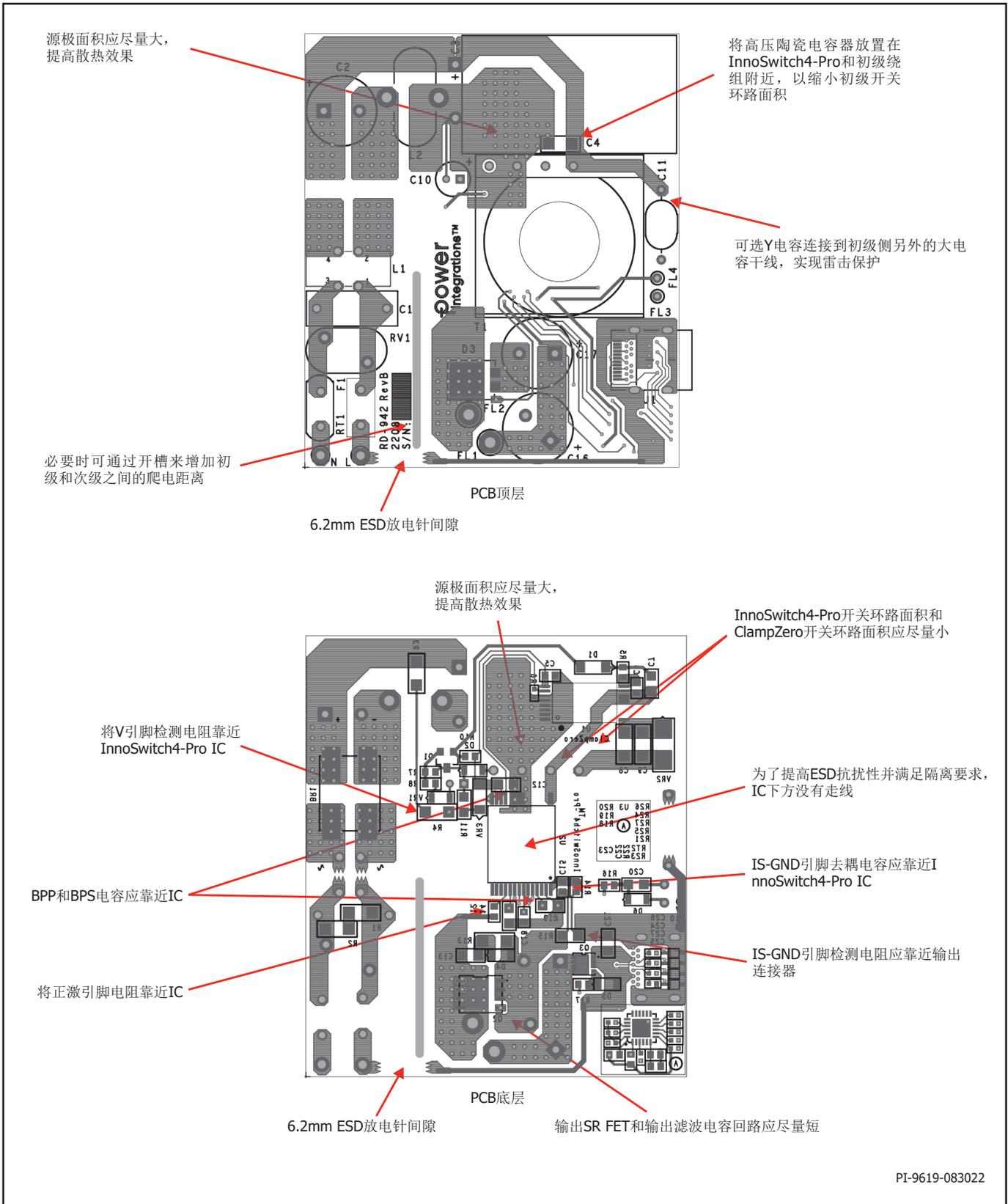


图29. PCB布板建议

降低EMI的建议

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

变压器设计建议

变压器设计必须确保电源可在最低输入电压下提供额定功率。整流后DC母线上的最低电压取决于所采用滤波电容的电容值。推荐至少采用2μF/W的值，始终使DC母线电压高于70V，但3μF/W可提供更多的裕量。应测量DC母线间的纹波，以确认变压器初级绕组电感选择的设计计算。PI Expert Online (<https://piexpertonline.power.com/>)可用于轻松创建基于InnoSwitch4-Pro的设计。

开关频率(f_{sw})

InnoSwitch4-Pro的独特特性是，设计人员可以将满载开关频率设置在50kHz至130kHz的范围内。如果使用较小的变压器，满载开关频率可以设置在130kHz。设置满载开关频率时，必须考虑初级电感和峰值电流公差，确保平均开关频率不超过140kHz，因为达到此值会触发自动重启过载保护。

表8提供了基于器件型号的开关频率选择指南。这些值是基于内部高压开关和变压器尺寸权衡考虑总器件损耗的结果。

器件	推荐满载开关频率
INN4373F	90-110kHz
INN4375F	70-90kHz
INN4377F	60-80kHz

表8. 不同器件的推荐开关频率*

*大型号器件具有较低的 $R_{DS(ON)}$ 和较高的 I_{LIM} ，适用于高功率应用(>75W)。根据IEC标准，这些设计必须满足谐波电流要求，因此需要使用功率因数校正前端电路。对于这些设计，假设DC-DC部分的输入电压在380-400VDC范围内。

反射输出电压, V_{OR} (V)

该参数描述了输出二极管/同步整流管导通期间次级绕组电压对初级开关漏极电压的影响，反射输出电压是以变压器变比的比例反射到初级绕组上形成的。为充分利用ZVS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，在最小输入电压下应满足 $K_p = 0.7$ ，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，应考虑如下因素：

1. 较高的 V_{OR} 允许在最低电压 V_{MIN} 时获得更高的输出功率，这会降低输入电容值和提高给定InnoSwitch4-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同步整流管开关的电压应力。
3. 较高的 V_{OR} 会增加漏感，从而降低电源效率。
4. 较高的 V_{OR} 会增大次级侧的峰值电流及有效值电流，从而增加次级侧的铜损和二极管损耗。

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

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

表9. 有利于实现最佳性能的推荐 V_{OR}

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30）。

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

K_p 值大于1表示断续模式（参见图31）。此时， K_p 是初级开关关断时间与次级整流管导通时间的比值。

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

推荐对大部分InnoSwitch4-Pro设计采用在最低预期DC母线电压下0.7的 K_p 值。由于InnoSwitch4-Pro提供ZVS优势，因此 K_p 值<1可降低初级有效值电流，从而降低初级侧开关损耗并提高变压器效率。

对于要求具有宽输出电压范围的典型USB PD和快速充电设计， K_p 将随着输出电压的变化发生明显变化。 K_p 将在输出电压升高时增大，在输出电压降低时减小。PIXIs设计表格可有效优化 K_p 、初级绕组电感、变压器圈数比和工作频率的选择，同时确保提供合适的设计裕量。

磁芯类型

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

安全边距, M (mm)

对于要求在初级和次级之间进行安全隔离但不使用三层绝缘线的设计, 变压器骨架两侧的安全边距宽度非常重要。对于通用输入电压设计, 总的边距宽度通常为6.2mm - 绕组每侧为3.1mm。对于垂直骨架, 骨架两端的安全边距可以不是对称的。但如果总的边距宽度应为6.2mm, 那么实际边距将仅设在骨架一侧。对于使用三层绝缘线的设计, 为了满足所要求的爬电距离, 还是有必要增加一个小的安全边距。对于每个磁

芯往往有多种骨架与其相配, 而每种骨架其不同的外形尺寸。请参照骨架的数据手册或寻求指导以确定所需的安全边距宽度。由于安全边距减少了绕组绕制的可利用面积, 因此对于尺寸较小的磁芯绕制面积将不成比例地减小。

对于使用InnoSwitch4-Pro IC的紧凑型电源设计, 建议应使用三层绝缘线。

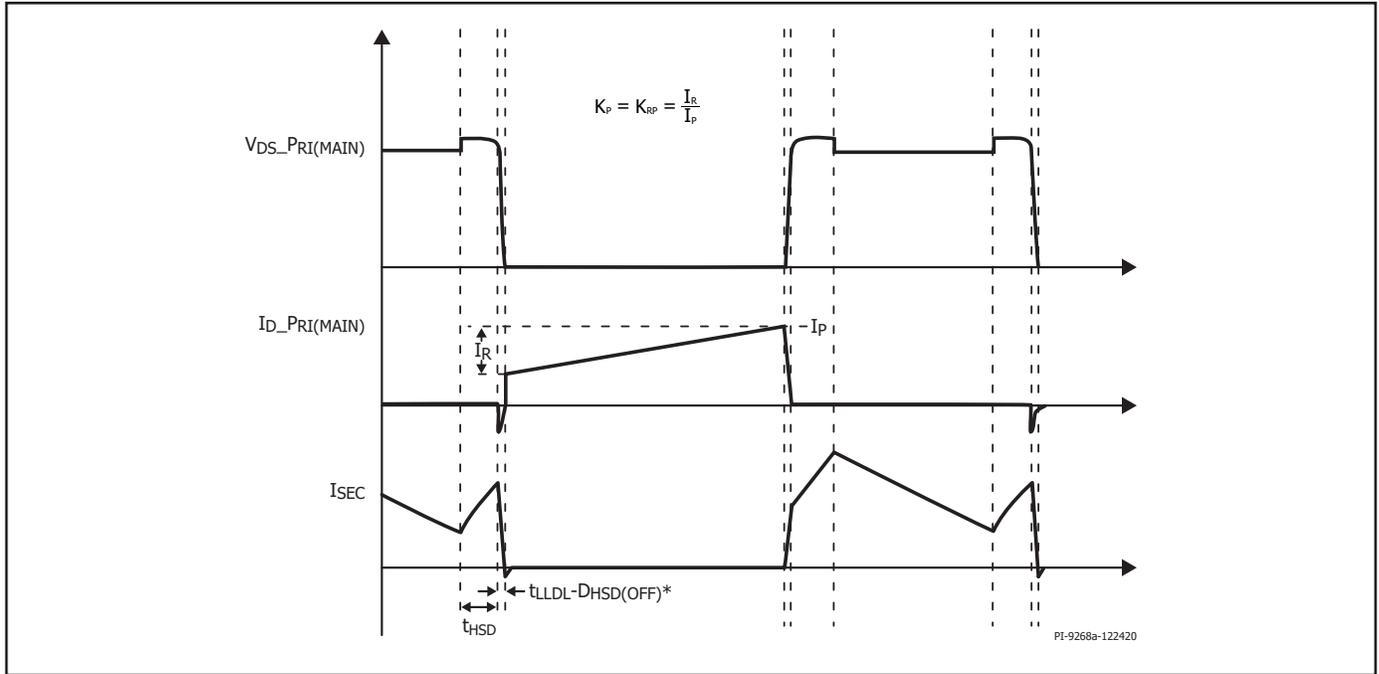


图30. 在低输入电压下的连续导通模式电流波形, $K_p < 1$ 。* $D_{HSD(Off)}$ 是从HSD低电平到ClampZero关断之间的延迟, 请参阅ClampZero数据手册。

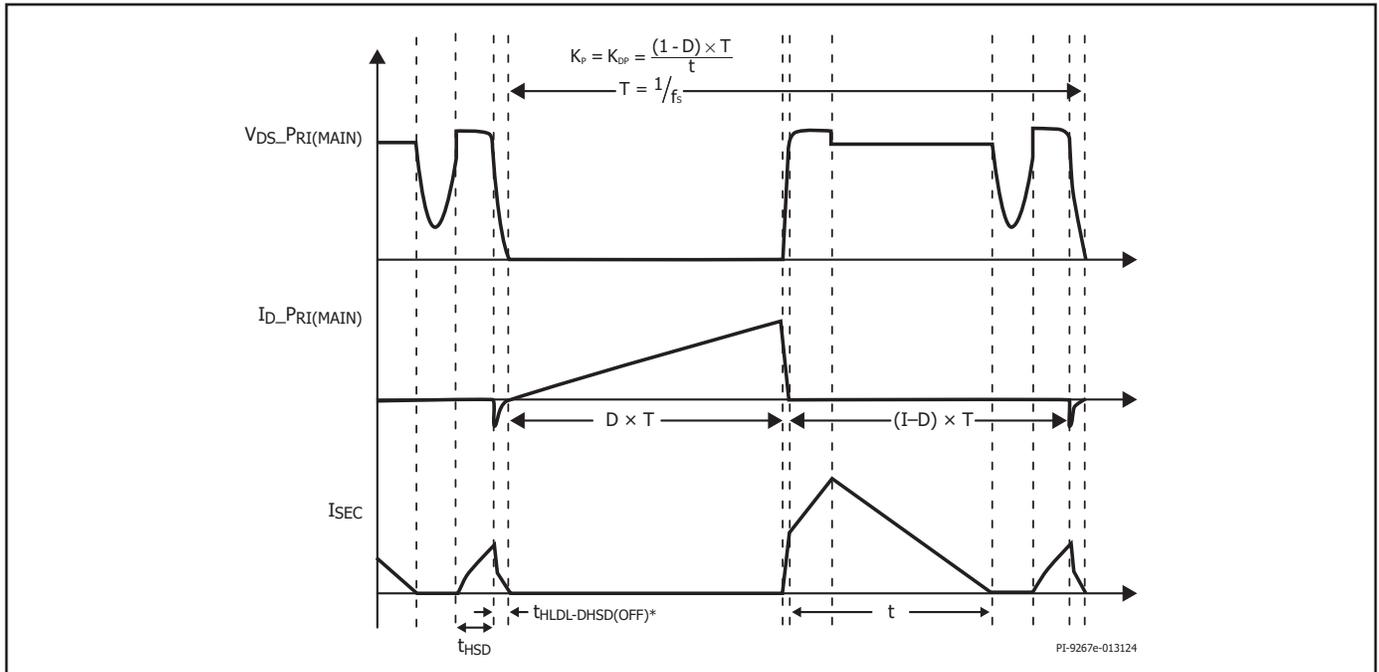


图31. 在高输入电压下的断续模式电流波形, $K_p > 1$ 。* $D_{HSD(Off)}$ 是从HSD低电平到ClampZero关断之间的延迟, 请参阅ClampZero数据手册。

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。 ≥ 200 Cmils/Amp的值可用作大部分设计的起始值。根据温升要求不同可采用更高的数值。对于通用输入设计, 需要至少2%的漏感才能在CCM工作模式下实现ZVS。但是, 对于仅DCM设计, 建议尽量降低漏感。大于三层的设计也是可行的, 但要考虑到漏感的增加及绕线窗口高度的限制。分层式初级绕组结构可能对仅DCM设计有帮助。此方法是将初级绕组绕在次级绕组(和偏置绕组)的两侧, 以“三明治”的方式绕制。这种方式通常对小功率设计不利, 因为这通常会增大共模噪声, 并增加输入滤波成本。

最大工作磁通密度, B_M (高斯)

为了限制启动和输出短路时的峰值磁通密度, 建议峰值器件限流点下(频率180kHz)的最大磁通密度为3800高斯。在启动及输出短路情况下输出电压很低, 在开关关断期间, 变压器的磁通复位不足, 使得变压器的磁通密度会累积到超过正常工作时的水平。而一旦选择了具有内置保护特性的InnoSwitch4-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VOR, 即可计算变压器初级电感量。PIXIs设计表格可用来辅助变压器设计。

快速设计校验

对于任何使用InnoSwitch4-Pro的电源, 都应经过全面测试以确保在最差条件下元件限值没有超过规定范围。

作为最低要求, 强烈建议进行如下测试:

1. 最大漏极电压-在正常工作和启动时, 检查确认InnoSwitch4-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, 观察启动时的漏极电流波形, 检验是否出现变压器饱和的征兆和过大的前沿电流尖峰。在稳态工作下重复测试, 确认前沿电流尖峰在 $t_{LEB(MIN)}$ 结束时低于 $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在任何条件下, 初级开关的最大漏极电流应低于规定的绝对最大额定值。
3. 温升检查 - 在规定的最大输出功率、最小输入电压及最高环境温度情况下, 检查InnoSwitch4-Pro IC、变压器、输出SR FET及输出电容的温度没有超标。应有足够的温度裕量以保证InnoSwitch4-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。建议在低压输入及最大输出功率的情况下, InnoSwitch4-Pro
4. 源极引脚的最高温度不高于110°C, 这样就可以适应上述参数的变化。

使用PowiGaN器件时的设计注意事项

对于反激变换器设计，IC漏极引脚的典型电压波形如图32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。初级开关的峰值漏极电压为 V_{BUS} 与 V_{OR} 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。

为充分利用ZVS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，在最小输入电压下应满足 $K_p = 0.7$ 而对于输入电压仅限于高压输入的设计应满足 $K_p \geq 1$ 。

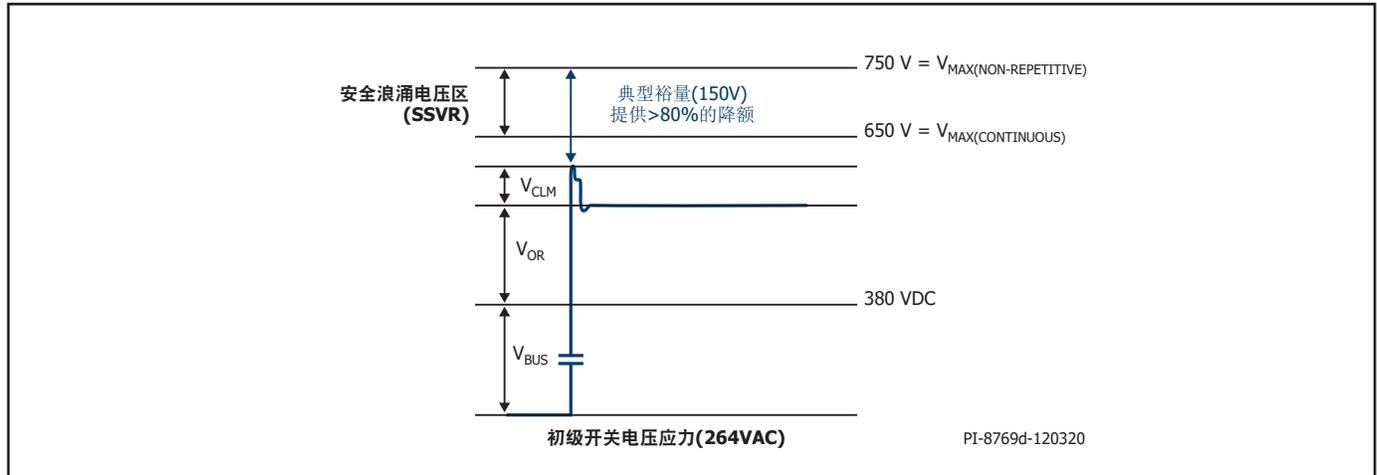


图32. 264VAC输入电压的峰值漏极电压

绝对最大额定值^{1,2}

漏极引脚电压 ⁶	-0.3V到750V	备注:
漏极引脚峰值电流: PowiGaN器件INN4374F	6.5A 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。
PowiGaN器件INN4x74F	10A 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。
PowiGaN器件INN4x75F	14A ⁷	3. 通常由内部电路限制。
PowiGaN器件INN4x76F	19A ⁷	4. 在距壳体1/16英寸处测量, 持续时间5秒。
PowiGaN器件INN4x77F	26A ⁷	5. 仅在5V输出时, μVCC 引脚可以提供40mA的最大电流, 持续0.5秒。
BPP/BPS引脚电压	-0.3V到6V	6. PowiGaN器件:
BPP/BPS引脚电流	100mA	最大漏极电压(非重复脉冲); 用于降额计算
HSD引脚电压: PowiGaN器件INN437xF	-0.3V到6V	最大连续漏极电压.....
PowiGaN器件INN447xF	-0.3V到6V	最大连续漏极电压..... -0.3V到650V
SCL/SDA/ μVCC 引脚电压	-0.3V到6V	7. 有关最大允许电压和电流的对应关系, 请参见图37。
μVCC 引脚电流 ⁵	12mA	8. 小于500 μs 的绝对最大电压为3V。
FWD引脚电压	-1.5V到150V	
SR引脚电压	-0.3V到6V	
V引脚电压	-0.3V到650V	
VOUT引脚电压	-0.3V到27V	
VB/D引脚电流	50mA	
VB/D引脚电压	-0.3V到35V	
IS引脚电压	-0.3V至0.3V ⁸	
贮存温度	-65到150°C	
工作结温 ³	-40至150°C	
环境温度	-40至105°C	
引线温度 ⁴	260°C	

热阻

热阻: INN4x73F	备注:	
(θ_{JA})	71°C/W ² , 66°C/W ³	1. 壳体温度在塑封体顶部测量。
(θ_{JC})	25°C/W ¹	2. 焊在0.36平方英寸(232mm ²)、2盎司(610g/m ²)铜箔区域。
INN4x75F		3. 焊在1.0平方英寸(645mm ²)、2盎司(610g/m ²)铜箔区域。
(θ_{JA})	70°C/W ² , 64°C/W ³	
(θ_{JC})	21°C/W ¹	
INN4x77F		
(θ_{JA})	55°C/W ² , 51°C/W ³	
(θ_{JC})	16°C/W ¹	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
控制功能							
启动开关频率	f_{SW}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		25	27	kHz	
调制频率	f_{M}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ $f_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$		1.25		kHz	
最大导通时间	$t_{\text{ON(MAX)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	13	16.5		μs	
最小初级反馈阻断计时器	t_{BLOCK}				$t_{\text{OFF(MIN)}}$	μs	
BPP供电电流	I_{S1}	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ (开关管停止开关) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$		300	425	μA	
	I_{S2}	$V_{\text{BPP}} = V_{\text{BPP}} + 0.1\text{V}$ (器件开关频率180kHz) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4373F		2.1	2.7	mA
			INN4374F		3.2	3.7	
			INN4375F		3.2	3.7	
			INN4376F		4.29	5.15	
			INN4377F		4.3	5.16	
			INN4474F		2.95	3.54	
			INN4475F		2.96	3.55	
			INN4476F		4.2	5.04	
			INN4477F		4.29	5.15	
			INN4574F		3.2	3.7	
			INN4575F		3.2	3.7	
			INN4576F		4.29	5.15	
			INN4577F		4.3	5.16	
			INN4674F		2.95	3.54	
INN4675F		2.96	3.55				
INN4676F		4.2	5.04				
INN4677F		4.29	5.15				
BPP引脚充电电流	I_{CH1}	$V_{\text{BP}} = 0\text{V}, T_j = 25^{\circ}\text{C}$		-1.35		mA	
	I_{CH2}	$V_{\text{BP}} = 4\text{V}, T_j = 25^{\circ}\text{C}$		-4.65			
BPP引脚电压	V_{BPP}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	4.8	5.00	5.16	V	
BPP引脚电压滞回	$V_{\text{BPP(H)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.5		V	
BPP分流电压	V_{SHUNT}	$I_{\text{BPP}} = 2\text{mA}$ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	5.16	5.36	5.7	V	
UV/OV引脚电压缓升阈值	$I_{\text{UV+}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	23.1	25.2	27.5	μA	
UV/OV引脚电压跌落阈值	$I_{\text{UV-}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	20.5	23.0	25	μA	
电压跌落延迟时间	$t_{\text{UV-}}$			35		ms	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
控制功能 (续上)							
UV/OV引脚输入过压阈值	I_{OV+}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	106	115	118	μA	
UV/OV引脚输入过压滞回	$I_{OV(H)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		8		μA	
UV/OV引脚输入过压恢复阈值	I_{OV-}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	100	107		μA	
输入电压故障保护							
电压引脚输入过压抗尖峰脉冲滤波	t_{OV+}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释B		3		μs	
电路保护							
标准电流限流点(BPP) 电容 = 0.47 μF 见注释D	I_{LIMIT} (器件开关 频率 100kHz)	di/dt = 400mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4373F	1581	1700	1819	mA
		di/dt = 475mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4374F	1953	2100	2247	
		di/dt = 500mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4375F	2139	2300	2461	
		di/dt = 660mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4376F	2697	2900	3103	
		di/dt = 770mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4377F	3162	3400	3638	
		di/dt = 1200mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4474F	3348	3600	3852	
		di/dt = 1300mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4475F	3534	3800	4066	
		di/dt = 1600mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4476F	3906	4200	4494	
		di/dt = 1700mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4477F	4278	4600	4922	
		di/dt = 475mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4574F	1953	2100	2247	
		di/dt = 500mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4575F	2139	2300	2461	
		di/dt = 660mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4576F	2697	2900	3103	
		di/dt = 770mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4577F	3162	3400	3638	
		di/dt = 1200mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4674F	3348	3600	3852	
		di/dt = 1300mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4675F	3534	3800	4066	
		di/dt = 1600mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4676F	3906	4200	4494	
di/dt = 1700mA/ μs $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	INN4677F	4278	4600	4922			

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
电路保护 (续上)							
升高电流限流点(BPP) 电容 = 4.7μF 见注释D	$I_{\text{LIMIT}+1}$ (器 件开关频率 100kHz)	di/dt = 400mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4373F	1748	1900	2052	mA
		di/dt = 475mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4374F	2162	2350	2538	
		di/dt = 500mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4375F	2374	2580	2786	
		di/dt = 660mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4376F	2990	3250	3510	
		di/dt = 770mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4377F	3505	3810	4115	
		di/dt = 1200mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4474F	3708	4030	4352	
		di/dt = 1300mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4475F	3919	4260	4601	
		di/dt = 1600mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4476F	4324	4700	5076	
		di/dt = 1700mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4477F	4738	5150	5562	
		di/dt = 475mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4574F	2162	2350	2538	
		di/dt = 500mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4575F	2374	2580	2786	
		di/dt = 660mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4576F	2990	3250	3510	
		di/dt = 770mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4577F	3505	3810	4115	
		di/dt = 1200mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4674F	3708	4030	4352	
		di/dt = 1300mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4675F	3919	4260	4601	
		di/dt = 1600mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4676F	4324	4700	5076	
		di/dt = 1700mA/ μs $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN4677F	4738	5150	5562	
过载检测频率	f_{OVL}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	130	140	151	kHz	
旁路引脚故障关断阈值电流	I_{SD}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	6.0	7.5		mA	
自动重新启动导通时间	t_{AR}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		82		ms	
自动重新启动触发跳频时间	$t_{\text{AR(SK)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释A		1.3		秒	
自动重新启动关断时间	$t_{\text{AR(OFF)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		2.00		秒	
短自动重新启动关断时间	$t_{\text{AR(OFF)SH}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.20		秒	
HSD导通时间	t_{HSD}	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	INN437xF	440	500	560	ns
			INN447xF				

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	INN4373F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.52	0.68	Ω
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.78	1.02	
		INN4374F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62	
		INN4375F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54	
		INN4376F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.18	0.28	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.27	0.37	
		INN4377F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.145	0.21	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.23	0.29	
		INN4474F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62	
		INN4475F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54	
		INN4476F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.18	0.28	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.27	0.37	
		INN4477F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.145	0.21	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.23	0.29	
		INN4574F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62	
		INN4575F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54	
		INN4576F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.18	0.28	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.27	0.37	
		INN4577F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.145	0.21	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.23	0.29	
		INN4674F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.35	0.44	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.49	0.62	
INN4675F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.29	0.39			
	$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.41	0.54			
INN4676F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.18	0.28			
	$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.27	0.37			
INN4677F $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.145	0.21			
	$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.23	0.29			
关断状态漏极漏电流	I_{DSS1}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1V$, $V_{DS} = 80\%$ 峰值漏极电压 $T_J = 125^{\circ}\text{C}$			200	μA	
	I_{DSS2}	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1V$, $V_{DS} = 325V$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		15			
漏极供电电压		见注释B	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 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 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}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	164	180		kHz
最小关断时间	$t_{\text{OFF(MIN)}}$	见注释H		1.9	2.05	μs
BPS 引脚锁存指令关断 阈值电流	$I_{\text{BPS(SD)}}$		6	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	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}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.52		%
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	$I_{\text{SV(TH)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 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	ϕ_{CD}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 默认值 = 0V	0		600	mV
CDC 公差	$\text{TOL}_{\phi_{\text{CD}}}$	$\text{CDC} \geq 100\text{mV}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-35		+35	mV
CDC 设定步长	$\Delta\phi_{\text{CD}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		50		mV
输出过压设定范围	V_{OVA}	默认值 = 6.2V	3.3		25	V
输出过压公差	TOL_{OVA}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-3		+3	%
输出过压设定步长	ΔV_{OVA}			100		mV
输出欠压设定范围	V_{UVA}	默认值 = 3.6V	2.7		24	V
输出欠压公差	TOL_{UVA}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-3		+3	%

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级 (续上)						
输出欠压设定步长	ΔV_{UVA}			100		mV
输出欠压计时器设定选项	t_{UVL}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释B、E	设定选项1		8	ms
			设定选项2		16	
			设定选项3		32	
			默认设定选项4		64	
恒定输出功率电压初始阈值设定范围	V_{KP}	默认值 = 24V	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步长	ΔV_{KP}			100		mV
恒压模式计时器设定选项	t_{CVO}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 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	
看门狗计时器	t_{WDT}	默认设定选项1 见注释B		0.5	秒	
		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	7		V
VB/D引脚内部电流放电	$I_{B/D(DS)}$		50			mA
次级过温滞回	$T_{SEC(HYS)}$	设定选项1 见注释B		40	°C	
		设定选项2 见注释B		60		
VOUT引脚泄放电路电流	$I_{VO_{BLD}}$	VOUT = 5V		270		mA
μVCC 供电电压	μVCC	$V_{OUT} = 5\text{V}$, $10\text{mA} < I_{UVCC} \leq 40\text{mA}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 请参阅绝对最大额定值表中的注释5	3.3	3.6	3.78	V
		$V_{OUT} \geq 3.9\text{V}$ $I_{UVCC} \leq 10\text{mA}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	3.42	3.6	3.78	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
次级 (续上)						
μVCC 引脚输出电阻	$R_{\mu\text{VCC}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			20	Ω
μVCC 复位阈值电压	$\mu\text{VCC}_{\text{RST}}$	见注释A		2.5	2.65	V
BPS引脚电压	V_{BPS}		4.3	4.5		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	1.45	
BPS引脚欠压阈值	$V_{\text{BPS(UVLO)TH}}$			3.8	4.0	V
BPS引脚欠压滞回	$V_{\text{BPS(UVLO)H}}$			0.7		V
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}		4.3	4.5		V
SR引脚电压阈值	$V_{\text{SR(TH)}}$			-6	-2	mV
上升时间	$t_{\text{R(SR)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{\text{LOAD}} = 2\text{nF}$ 见注释B	10-90%	50		ns
下降时间	$t_{\text{F(SR)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{\text{LOAD}} = 2\text{nF}$ 见注释B	90-10%	30		ns
输出上拉电阻	R_{PU}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{\text{BPS}} + 0.1\text{V}$ $I_{\text{SR}} = 30\text{mA}$			11.5	Ω
输出下拉电阻	R_{PD}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{\text{BPS}} + 0.2\text{V}$ $I_{\text{SR}} = 30\text{mA}$			5	Ω

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
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	535	kHz
低电平输入电压	V_{IL}		-0.5		$0.3 \times \mu\text{VCC}$	V
高电平输入电压	V_{IH}		$0.7 \times \mu\text{VCC}$		$\mu\text{VCC} + 0.5\text{V}$	V
施密特触发器输入的滞回	V_{HYS}		$0.05 \times \mu\text{VCC}$			V
低电平输出电压 (漏极或集电极开路)	V_{OL}	$\mu\text{VCC} > 2.8\text{V}$ 3mA下拉电流	0		0.4	V
低电平输出电流	I_{OL}		3			mA
由 $V_{\text{IH}(\text{MIN})}$ 至 $V_{\text{IL}(\text{MAX})}$ 的输出下降时间	t_{OF}	由10pF至400pF的母线电容	-		250	ns
SDA/SCL输入电流	I_{I}	$(0.1 \times \mu\text{VCC}) < (V_{\text{SCL}}/V_{\text{SDA}}) < (0.9 \times \mu\text{VCC})$	-1		1	μA
SDA/SCL电容容值	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}	$f_{\text{SCL}} = 400\text{kHz}$	0.6			μs
CL时钟的低频率周期	t_{LOW}	$f_{\text{SCL}} = 400\text{kHz}$	1.3			μs
串联数据设定时间	$t_{\text{SU:DAT}}$		100			ns
串联数据维持时间	$t_{\text{HD:DAT}}$		0			秒
有效日期时间	$t_{\text{VD:DAT}}$	SCL低至SDA输出有效			0.9	μs
ACK的有效日期时间	$t_{\text{VD:ACK}}$	由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_{rCL}				300	ns
I ² C上升时间 (同时包括SCL和SDA)	t_{rCL}				300	ns
I ² C开始或重复开始条件设定时间	$t_{\text{SU:STA}}$		0.6			μs
I ² C开始或重复开始条件维持时间	$t_{\text{HD:STA}}$		0.6			μs

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 到 125°C (除非另有说明)				
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}		$0.1 \times \mu\text{VCC}$			V
高电平下的噪声裕量	V_{NH}		$0.1 \times \mu\text{VCC}$			V
SCL引脚中断计时器	$t_{\text{INT(SCL)}}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		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流值, 建议使用0.47 μF /4.7 μF 标称值的电容。此外, BPP电容值的公差应与实际应用环境温度范围内要求的公差相等或更高。电容值必须介于表征法中规定的最小及最大电容值之间。

BPP引脚额定电容值	BPP电容值公差	
	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贴片MLCC电容。

- 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)。
- H. 关断时间不包括同步整流开关关断时间和初级开关导通时间, 其典型值范围为400ns - 500ns。

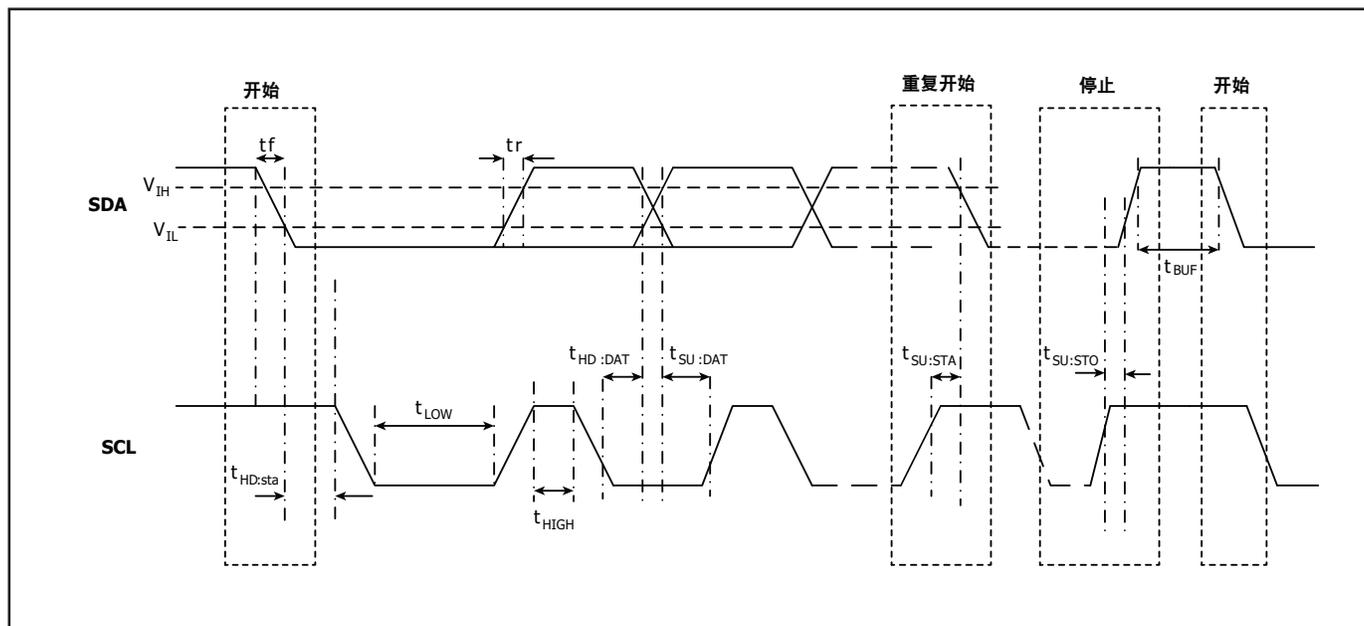
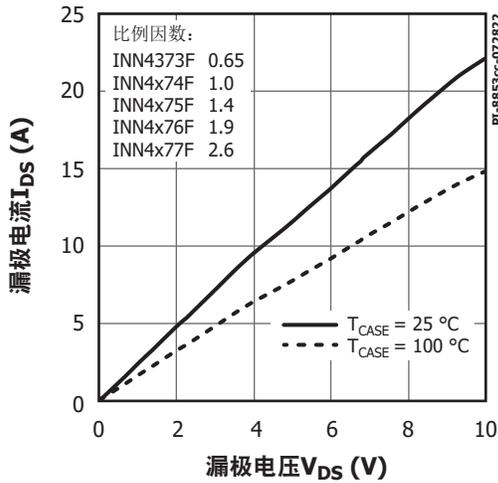
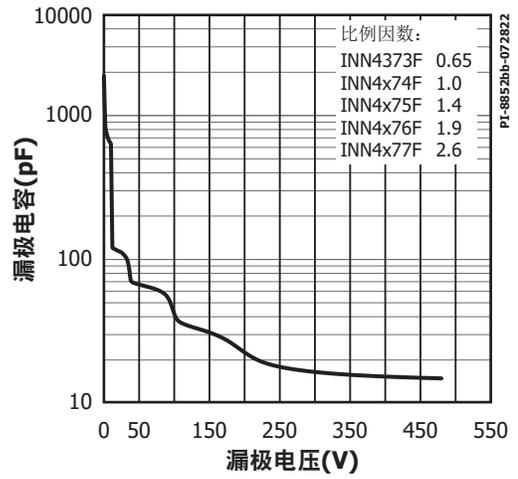


图33. I²C时序图

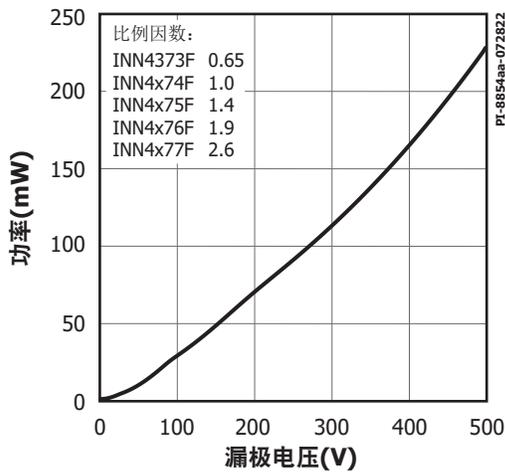
典型性能曲线



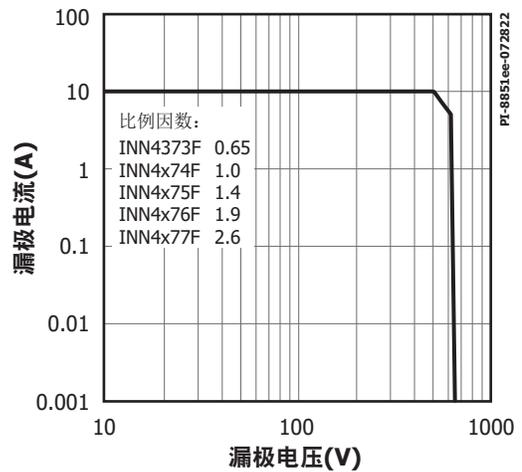
34. 输出特性



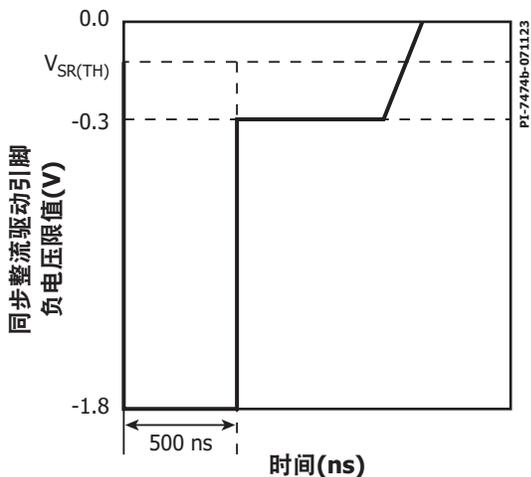
35. C_{oss} 相对于漏极电压的变化



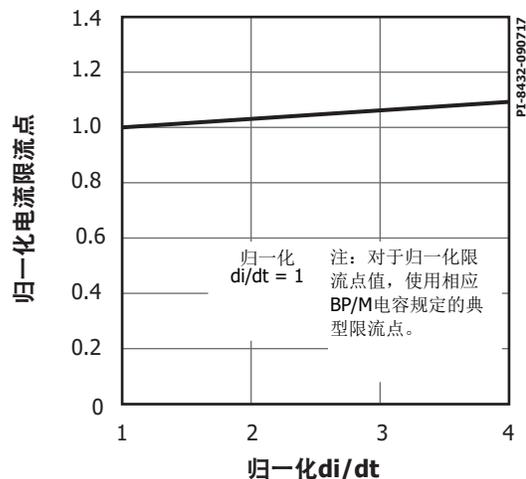
36. 漏极电容功率



37. 最大容许漏极电流相对于漏极电压的变化



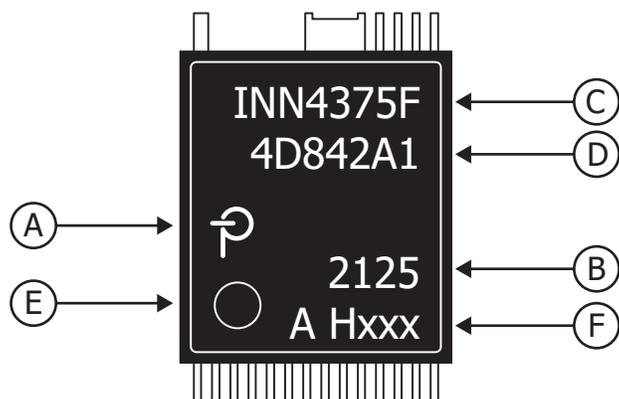
38. 同步整流管驱动引脚负电压限值



39. 标准限流点相对于di/dt的变化

封装标识

InSOP-T28D



- 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-9405-092322

安规认证规格 (安全审批待定)

参数	条件	额定值	单位
UL1577额定值			
初级侧电流额定值	由引脚(19-22)至引脚28的电流	0.6	A
初级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25^{\circ}\text{C}$ (器件安装在插座中, 此时 $T_{CASE} = 120^{\circ}\text{C}$)	1.35	W
次级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25^{\circ}\text{C}$ (器件安装在插座中)	0.125	W
封装特性			
电气间隙		11.4	mm (最小值)
爬电距离		11.4	mm (最小值)
绝缘材料内的间距(DTI)		0.4	mm (最小值)
瞬态隔离电压		6	kV (最小值)
相对漏电起痕指数(CTI)		<600	V

特性代码表

特性汇总	H341	H342
I_{LIM} 可外部设定	是	是
过温保护	滞回	滞回
输入过压/欠压保护	已使能	已使能
输入欠压计时器 (35ms或400ms)	35ms	35ms
工作模式	ACF模式开关	准谐振模式开关

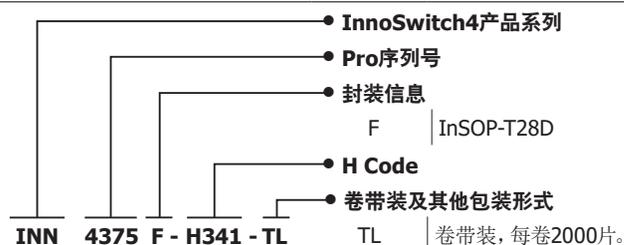
MSL信息

型号	MSL等级
INN4x7xF	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
充电器件模型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

元件订购信息



修订版本	注释	日期
C	生产发布。	09/22
D	更新命令寄存器表类型值和主动VOUT引脚泄放电路部分。	11/22
E	更新了第12页上的UVA位列说明。	03/23
F	更新了图11和封装图。在第30页正激引脚电阻部分新增了文字。更新了“绝对最大额定值”表中的备注6。更新了第1页的UL1577信息项。	07/23
G	修正了第6页的错别字，更新了图31，并在第48页添加了注释H。	01/24

有关最新产品信息，请访问：www.power.com

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

Patent Information

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations patents may be found at www.power.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at www.power.com/ip.htm.

Life Support Policy

POWER INTEGRATIONS PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF POWER INTEGRATIONS. As used herein:

1. A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

Power Integrations, the Power Integrations logo, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, HiperLCS, HiperPLC, HiperPFS, HiperTFS, InnoSwitch, Innovation in Power Conversion, InSOP, LinkSwitch, LinkZero, LYTSwitch, SENZero, TinySwitch, TOPSwitch, PI, PI Expert, PowiGaN, SCALE, SCALE-1, SCALE-2, SCALE-3 and SCALE-iDriver, are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2023, Power Integrations, Inc.

Power Integrations全球销售支持网络

全球总部

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Worldwide: +1-65-635-64480
Americas: +1-408-414-9621
e-mail: usasales@power.com

中国（上海）

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

中国（深圳）

南山区科技南八路二号豪威科技大厦
17层
深圳|中国, 518057
电话: +86-755-8672-8689
电子邮箱: chinasales@power.com

德国

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

德国（门极驱动器销售）

HellwegForum 3
59469 Ense
Germany
Tel: +49-2938-64-39990
e-mail: igbt-driver.sales@power.com

印度

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-4113-8020
e-mail: indiasales@power.com

意大利

Via Milanese 20, 3rd. Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy
Phone: +39-024-550-8701
e-mail: eurosales@power.com

日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku
Yokohama-shi,
Kanagawa 222-0033 Japan
Phone: +81-45-471-1021
e-mail: japansales@power.com

韩国

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
e-mail: koreasales@power.com

新加坡

51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
e-mail: 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