

应用指南AN-112

TinySwitch-5产品系列

设计指南

简介

TinySwitch™-5系列IC是高度集成的单片离线式开关器件，适用于输出功率范围为10W至约190W的电源。TinySwitch-5系列中的器件可以在通用输入电压范围(85VAC - 265VAC)内提供120W的输出功率，在高压输入(230VAC)下提供175W的输出功率，在400VDC的PFC输入级工作时提供190W的输出功率。TinySwitch-5器件采用3种高功率IC封装 - eSOP-12B、eDIP-12B和eSIP-7C。其应用场景包括家电和消费电子产品的辅助电源、待机电源和偏置供电电源。TinySwitch-5 IC还可用于电表、智能电网、工业电源和电动工具。

TinySwitch-5器件同时集成了高压(725V)功率MOSFET开关和控制器，后者提供可变频率、可变峰值电流控制方式，确保在整个负载范围内实现极高的变换效率。基于TinySwitch-5的设计可以在DCM和CCM工作模式之间平滑切换。在开关频率中增加抖动以降低EMI。由漏极引脚提供内部启动电流，无需使用外部启动元件。集成的软启动可最大限度减少通电时的元件应力。初级电流限流点可从外部设定（无需额外元件），提高了设计灵活性。输入保护包括输入欠压(UV)检测（可防止上电期间出现输出扰动）和输入过压(OV)关断（加强对输入浪涌和错误接线的保护）。此外，在发生过载和输出短路时，自动重启会将输出功率限制在3%以下。过温保护在热过载期间中断开关。高过温关断阈值非常适合环境温度较高的应用，而大滞回值则可保护PCB和周边元件在故障条件下免受过高平均温度的影响。

TinySwitch-5 IC系列适用于需要高平均功率效率的应用。TinySwitch-5采用Power Integrations的EcoSmart™技术，使设计能够在待机时以300mW输入功率(230VAC)提供210mW以上的输出功率，在空载工作时功耗低于30mW。因此，该产品系列适用于必须符合美国能源部DoE 6、加州能源委员会(CEC)和欧盟行为准则(CoC)等能效标准的应用。

反激式电源的设计是一个反复迭代的过程，需要考虑和调整多个变量，以优化设计。本文档中介绍的设计方法包括：利用Power Integrations设计软件(PI Expert™)的快速入门指南、简化的详细设计步骤、应用设计要点和建议、快速设计校验以及应用范例。根据快速入门指南，工程师可以快速设计和选择变压器。详细设计步骤可指导工程师从一组给定的系统要求出发，使用最合适的TinySwitch-5器件完成电源设计。其中还包括查找表格，并利用PI Expert软件套件中功能强大的PIXIs设计工具。设计要点和建议部分为工程师提供了重要的设计优化思路和指导。快速设计校验提供了在进行全面电路评估之前要执行的一系列建议测试。最后，应用范例部分介绍了一款采用TinySwitch-5器件的实际参考设计，同时还分析了它的工作情况并分享了相关性能数据。

特性	TinySwitch-III	TinySwitch-4	TinySwitch-5
BVDSS, 击穿电压	700V	725V	725V
满载开关频率	132kHz	132kHz	30kHz至150kHz
软启动	不适用	不适用	是
输入欠压保护	是	是	是
输入过压保护	不适用	不适用	是
输入电压补偿OCP	不适用	是	不适用
表面贴装	是	是	是
直插式安装	不适用	不适用	是
封装	DIP-8C SO-8C	DIP-8C SO-8C eSOP-12B	eSIP-7C eDIP-12B eSOP-12B
通用输入最大输出功率	28.5W	28.5W	120W

表 1. TinySwitch系列器件的特性比较

基本电路结构

熟悉电源设计和Power Integrations设计软件的读者可以选择跳过详细设计方法，使用以下信息快速设计变压器并为第一个工程样机选择元件。

对于此设计方法，只要将如下所述的信息输入PIXIs表格，其它参数就会由PIXIs表格根据典型设计自动选取出来。方括号当中的数值表示PIXIs设计表格中的行号。

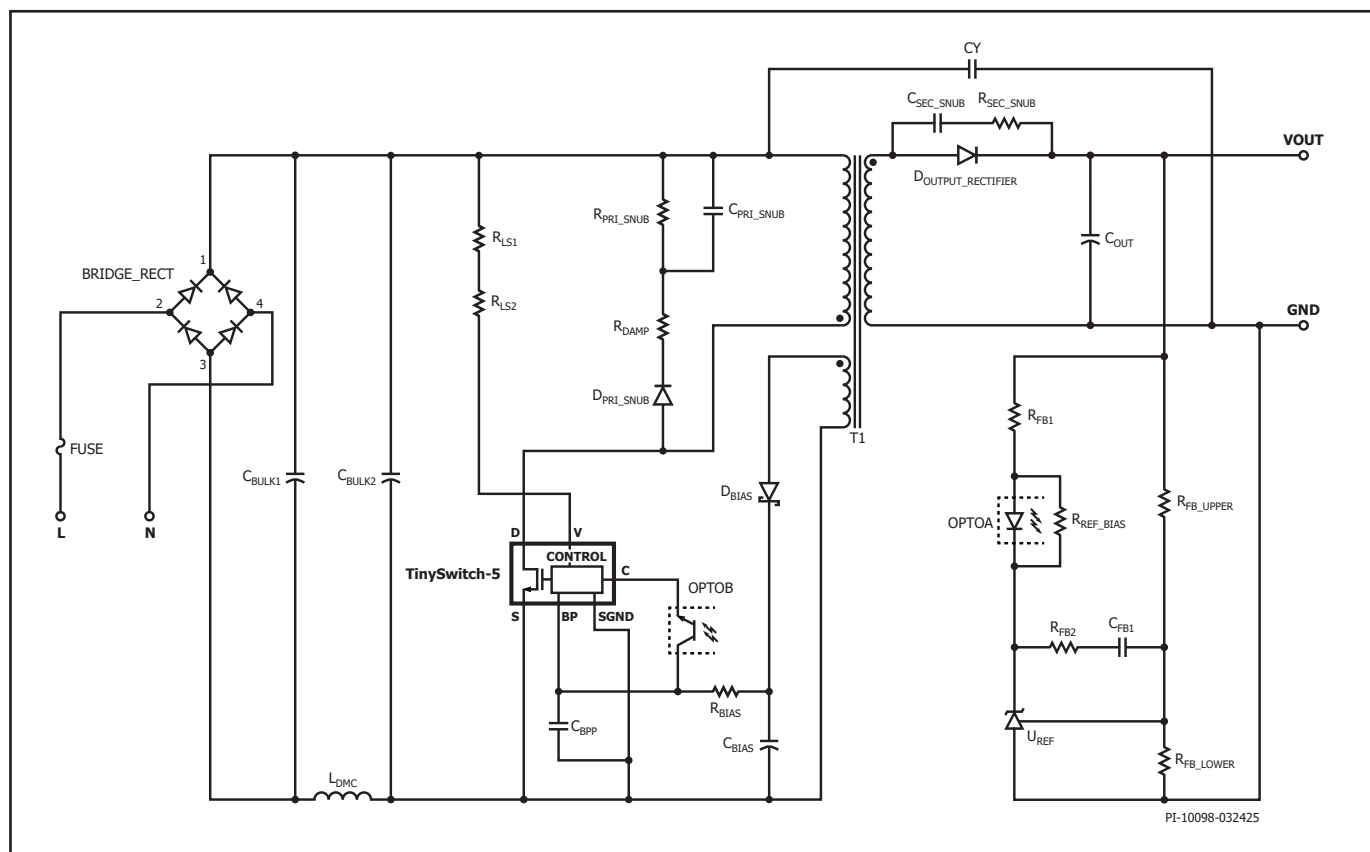


图 1. 使用具有输入欠压锁定和输入过压关断功能的TinySwitch-5器件的典型电源基本原理图

范围

本应用指南旨在帮助工程师使用TinySwitch-5系列器件设计AC-DC隔离反激式电源或充电器。工程师可以利用本文所述的指导方法快速选择所需的关键元件并完成合适的变压器设计。为方便起见，本文直接引用了PIXIs Designer设计表格，该设计表格为PI Expert™设计软件套件的一部分，可在线获取（可从<https://piexpertonline.power.com/site/login>免费下载）。TinySwitch-5反激式电源的基本电路结构如图1所示，本应用指南也使用该电路作为参考电路，对其中的元件设计加以讨论。

除了本应用指南之外，还提供TinySwitch-5设计范例参考(DER)和参考设计套件(RDK)（其中包括工程原型样板及器件样品），可作为一个工作电源范例使用。有关下载PI Expert、获取RDK和本文档更新的更多信息，请访问www.power.com。

- 录入INPUT_TYPE [B3]。选择输入是交流电还是直流电
- 录入AC/DC输入电压范围和工频，VIN_MIN [B4]，VIN_MAX [B5]，LINEFREQ [B7]
- 录入输入滤波电容容量，CAP_INPUT [B8]
 - 对于通用输入电压(85-265VAC)或单电压(100/115VAC)，输入取值2-3μF/W。在成本增加和电容尺寸可接受的情况下，建议采用更大的输入电容容量，以提高效率。对于不需要满足维持时间要求的设计，可以选取更激进的值 - 2μF/W。
 - 对于230VAC或单电压(185-265VAC)输入取值1μF/W输入。
 - 如果该单元格为空白，则输入电容容量将是低压输入和通用输入电压的输出功率的2倍，以及高压输入的输出功率的1倍（以微法拉为单位）。
- 录入额定输出电压，VOUT [B9]
- 录入连续输出电流，IOUT [B10]
- 录入效率预估值，EFFICIENCY [B12]
 - 对于通用输入电压范围(85-265VAC)或单电压100/115VAC (85-132VAC)设计取值0.87；对于高压输入230VAC (185-265VAC)设计取值0.89。完成首件工程样机后在最低交流输入电压(VIN_MIN)、最大负载条件下测量其效率，再相应地调整表格中估计的效率取值。

- 选择电源壳体, ENCLOSURE [B14]
- 选择器件封装选项, PACKAGE_DEVICE [B19]
- 选择电流限流模式, ILIMIT_MODE [B20]
 - 有两个电流限流点配置可用 – STANDARD (标准) 或 REDUCED (降低)。
- 直接录入或从下拉菜单中选择TinySwitch-5器件型号[B21]
 - 从表1中根据输出功率和输入电压范围选择合适的器件。
- 录入满载下所需的最大开关频率 (30 kHz 至 130 kHz), FSWITCHING_MAX [B35]

- 录入磁芯类型 (如果需要), 或从下拉菜单中选择磁芯类型, [B63]
 - 如果未录入任何磁芯型号[B63], 设计表格会自动选择合适的磁芯
 - 对于自定义磁芯, 录入CORE CODE (磁芯物料号) [B64], 在[B65]到[B72]中录入磁芯参数
- 录入次级绕组圈数[B88]

如果有任何警告显示, 请按照设计表格D栏中的以下说明更改设计。

- 根据“变压器结构”选项页面中的建议构建变压器
- 选择其他元件。
- 制作原型并根据需要反复调整设计。根据测量的实际结果, 输入到设计表格中, 对最初假设的参数 (比如效率、最低输入电压 V_{MIN}) 进行验证。请注意, 该工具为第一个工程样机提供的效率预估值非常保守。

输出功率对照表¹

型号 ³	PCB散热方式 ¹			型号 ³	金属散热片 ¹		
	400VDC	230VAC ±15%	85-265VAC		400VDC	230VAC ±15%	85-265VAC
	峰值或敞开式 ^{2,3}	峰值或敞开式 ^{2,3}	峰值或敞开式 ^{2,3}		峰值或敞开式 ^{2,3}	峰值或敞开式 ^{2,3}	峰值或敞开式 ^{2,3}
TNY5071K	25W	22W	15W				
TNY5071V	25W	22W	15W				
TNY5072K	35W	32W	20W				
TNY5072V	35W	32W	20W				
TNY5073K	50W	45W	30W				
TNY5073V	50W	45W	25W				
TNY5074K	60W	55W	35W				
TNY5074V	60W	55W	30W				
TNY5075K	75W	70W	45W				
TNY5075V	75W	70W	40W				
				TNY5075E	120W	105W	70W
				TNY5076E	170W	155W	105W
				TNY5077E	190W	175W	120W

表 2. TinySwitch-5器件输出功率对照表

备注:

- 表1表示基于以下假设条件的最大实际连续输出功率:
 - 12V输出。
 - 肖特基或高效率输出二极管。
 - 130V的反射输出电压(VOR)和85%的效率。
 - 在85-265VAC输入时的最小直流母线电压为100VDC, 230VAC时的最小直流母线电压则为300VDC。
 - 足够的散热使器件温度保持在 $\leq 110^{\circ}\text{C}$ 。
 - 功率对照表中所示的V封装器件的功率水平假设具有 19.4cm^2 (610g/m^2)的铺铜散热区域。
 - 敞开式设计在 $+50^{\circ}\text{C}$ 环境温度下工作时的最大连续输出功率。
- 最小峰值功率。
- 封装: E: eSIP-7C; V: eDIP-12B; K: eSOP-12B。

详细设计步骤

下面的设计步骤使用了PI Expert设计软件（可从Power Integrations网站免费下载），它可以自动执行完成TinySwitch-5 IC反激式电源设计所需的关键计算。PI Expert可让设计人员避开典型的高度反复的电源设计过程。本节在适当的地方还提供了速查表和经过实证的设计指南，以简化设计过程。

调整设计以消除警告。如果有任何参数超出建议值的范围，右边相应的建议列内会给出消除此告警的指导方法。当所有警告都清除时，PI Expert提供的输出变压器设计参数和制造信息就可用来绕制变压器样品。

第1步 – 应用变量

录入：**INPUT_TYPE**、**VIN_MIN**、**VIN_MAX**、**LINEFREQ**、**CAP_INPUT**、**VOUT**、**IOUT**、**EFFICIENCY**、**FACTOR_Z**和**ENCLOSURE**

输入类型

使用交流输入电压时选择交流(AC)，使用PFC输入时选择直流(DC)。

最小和最大输入电压， V_{MIN} 、 V_{MAX} (VAC或VDC)

从表4当中确定输入电压范围，以符合特定的地区要求。

工频， f_L

对于通用输入电压或单电压100VAC输入取值60Hz；对于单电压115VAC输入取值60Hz。对于单电压230VAC输入取值50Hz。这些值表示典型的工频，而不是最小频率。对于大多数应用，这都预留了足够的设计裕量。在绝对最差工作条件下或根据电源规格可以将这些数值降低6%（使用47Hz或56Hz）。

总输入电容容量， C_{AP_INPUT} (μF)

参照表3录入总输入电容容量。电容容量用于计算大电容的最小直流电压。推荐至少采用2μF/W的值，始终使直流母线电压高于90V，但3μF/W可提供更多典型裕量。应测量直流母线上的纹波，以确认所选变压器初级绕组电感是否合适。

额定交流输入电压(VAC)	每瓦特输出功率应使用的总输入电容容量(μF/W)
100/115	>2
通用	>2
230	>1

表 3. 不同的输入电压范围建议的总输入电容容量

2	APPLICATION VARIABLES	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
3	INPUT_TYPE	AC	AC	AC		输入类型
4	VIN_MIN	85	85	85	V	最小直流输入电压
5	VIN_MAX	265	265	265	V	最大交流输入电压
6	VIN_RANGE		85-265VAC	85-265VAC		交流输入电压的范围
7	LINEFREQ		60	60	Hz	交流输入电压频率
8	CAP_INPUT	82.0	82.0	82.0	μF	输入电容
9	VOUT	12.00	12.00	12.00	V	板上输出电压
10	IOUT	3.000	3.000	3.000	A	输出电流
11	POUT		36.00	36.00	W	输出功率
12	EFFICIENCY	0.86	0.86	0.86		变换器在整流最小输入交流电压的波谷开关时，满载下的AC-DC估计效率
13	FACTOR_Z		0.50	0.50		Z因子估计值

图 2. TinySwitch-5设计表格中的应用变量部分。请注意允许用户指定值的灰色单元格。

地区	额定输入电压(VAC)	最小输入电压(VAC)	最大输入电压(VAC)	额定工频(Hz)
日本	110、230	85	265	50/60
美国、加拿大	110、230	90	265	60
澳大利亚、中国、欧盟国家、 印度、韩国、马来西亚、俄罗斯	230	90	265	50
欧洲、亚洲和美洲其他国家和地区； 世界其他国家和地区	115、120、127 220、230 240	90 185 185	155 265 265	50/60 50/60 50

表 4. 不同地理区域典型输入电压条件指南

额定输出电压, V_{OUT} (V)

录入满载下电源主输出的额定输出电压。通常对于多路输出电源，反馈电路都是连接到主输出上。

电源输出电流, I_{OUT} (A)

这是电源的最大连续负载电流。如果电源具有多路输出，请录入输出电流，使 V_{OUT} 和 I_{OUT} 的乘积与预期总输出功率相匹配。

输出功率, P_{OUT} (W)

这是一个计算值，会自动调整。

电源效率, (η)

录入整个电源的预估效率，这是在峰值负载及最差的输入及输出电压（最低输入电压）条件下由输出端测得的效率。如果没有其他数据，则取值0.86。一旦完成了工程样机，接着应输入实际测量的电源效率，并根据需要进一步调整变压器的设计。

电源损耗分配因子, $FACTOR_Z$

此参数表示电源初级侧及次级侧损耗所占的比例。 Z 因子与效率值一起决定功率环必须处理的实际功率。此参数是必要参数，因为功率环（通过变压器传输）不会处理在输入级（EMI滤波器、输入整流桥等）的损耗，因此尽管输入级的损耗降低了效率，但不会影响变压器的设计。

$$Z = \frac{\text{次级损耗}}{\text{总损耗}}$$

如果设计没有峰值功率要求，则建议该参数取值0.5。如果设计有峰值功率要求，则取值0.65。数值越大，表明峰值功率设计的次级侧损耗通常越大。

第2步 – 初级控制器的选择

录入：器件电流限流模式ILIMIT和通用器件物料号DEVICE_GENERIC

18	PRIMARY CONTROLLER SELECTION	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
19	DEVICE_SERIES	AC		TNY5075		通用器件物料号
20	ILIMIT_MODE	85		STANDARD	V	器件限流模式
21	PACKAGE_DEVICE	265		eSOP	V	器件封装
22	DEVICE_CODE			TNY5075K		实际器件代码
23	POUT_MAX			45	W	器件基于温升性能的功率能力
24	RDSON_100DEG			3.10	Ω	在100°下的初级开关导通时间漏极阻抗
25	ILIMIT_MIN			1.104	A	初级开关的最小限流点
26	ILIMIT_TYP			1.200	A	初级开关的典型限流点
27	ILIMIT_MAX			1.296	A	初级开关的最大限流点
28	VDRAIN_BREAK			725	V	器件击穿电压
29	VDRAIN_ON_PRSW			1.37	V	初级开关导通时间漏极电压
30	VDRAIN_OFF_PRSW			523.4	V	关断期间初级开关的峰值漏极电压。假设漏感尖峰电压为50V

图 3. TinySwitch-5产品系列设计表格中的初级控制器选择

通用器件物料号，DEVICE_SERIES

根据输入类型、输入电压范围和最大输出功率自动选择默认选项。

要手动选择器件型号，请参考TinySwitch-5功率对照表（表2），根据输入类型和输出功率选择一个器件。如果要求的连续功率超过了功率对照表（表2）中给定的数值，则应选择相邻更大的器件。如果连续输出功率接近功率对照表中所列的最大功率数值，则需要根据实际工程样机的实测温升性能来确定是否需要选择更大型号的器件。

器件电流限流模式，ILIMIT_MODE

BP引脚电容的值决定了该器件的电流限流点设置。TinySwitch-5允许在两个级别之间选择内部电流限流点，即标准限流点和降低限流点。可以通过在设计表格中录入STANDARD（标准）或REDUCED（降低）来选择。

选择正确的电流限流点取决于热环境、电路板面积大小或者是否使用了外部散热片，以及平均输出功率值。

选择REDUCED（降低）即采用最低的电流限流点，器件的功耗也最低，也能最大限度地减少散热需求。

选择STANDARD（标准）即采用最高的电流限流点，因而给定器件提供的输出功率也最大。

对于大多数应用应选择STANDARD（标准），因为这可以达到平衡热耗散和系统效率的目的。

IC封装，PACKAGE_DEVICE

设计人员可以选择偏好的IC封装：eSOP、eDIP或eSIP。TinySwitch-5提供回流(eSOP)或波峰(eDIP或eSIP)焊接工艺选项。如果功率较高，建议使用eSIP，因为它支持更简单的散热片安装选项。

导通时间漏极电压，VDRAIN_ON_PRSW (V)

此参数根据RDSON_100DEG和初级有效值电流计算得出。

漏极峰值电压，VDRAIN_OFF_PRSW (V)

此参数是器件在关断期间的假定漏极电压。如果此参数超过650V（电压降额90%），将显示警告。计算假设漏感尖峰为50V。

$$V_{\text{DRAIN}} < (V_{\text{IN_MAX}} \times 1.414) + V_{\text{OR}} + V_{\text{LK_PRI}}$$

$V_{\text{LK_PRI}}$ 是MOSFET关断时变压器的漏感产生的电压。

显示数据手册的其他电气参数：POUT_MAX、RDSON_100DEG、ILIMIT_MIN、ILIMIT_TYP、ILIMIT_MAX、VDRAIN_BREAKDOWN。

第3步 – 最差情况下的电气参数

录入: FSWITCHING_MAX、VOR及LPRIMARY_TOL或VMIN

34	WORST CASE ELECTRICAL PARAMETERS	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
35	FSWITCHING_MAX	86100		86100	Hz	在满载及整流最小输入交流电压波谷时的最大开关频率。
36	VOR	120.0		120.0	V	次级开关关断时反映到初级的次级电压
37	VMIN			89.19	V	满载时最小输入交流电压的波谷
38	KP			0.58		衡量连续/断续工作模式
39	MODE_OPERATION			CCM		工作模式
40	DUTYCYCLE			0.577		初级开关占空比
41	TIME_ON			12.31	μs	初级开关导通时间
42	TIME_OFF			4.91	μs	在85VAC、36W和86100Hz时的初级开关关断时间。
43	LPRIMARY_MIN			921.5	μH	最小初级电感
44	LPRIMARY_TYP			970.0	μH	典型初级电感
45	LPRIMARY_TOL			5.0	%	初级电感公差
46	LPRIMARY_MAX			1018.5	μH	最大初级电感
47						
48	PRIMARY CURRENT					
49	IPEAK_PRIMARY			1.218	A	初级开关峰值电流
50	IPEDESTAL_PRIMARY			0.457	A	初级开关电流基值
51	IAVG_PRIMARY			0.443	A	初级开关平均电流
52	IRIPPLE_PRIMARY			0.900	A	初级开关纹波电流
53	IRMS_PRIMARY			0.616	A	初级开关有效值电流
54						
55	SECONDARY CURRENT					
56	IPEAK_SECONDARY			12.177	A	次级绕组峰值电流
57	IPEDESTAL_SECONDARY			4.573	A	次级绕组电流基值
58	IRMS_SECONDARY			5.269	A	次级绕组有效值电流

图 4. TinySwitch-5设计表格中的最差情况下的电气参数部分 (含灰色单元格)

开关频率, FSWITCHING_MAX (Hz)

此参数是在满载及最小输入电压下的开关频率。TinySwitch-5器件的最大开关频率为150kHz。在正常工作情况下,满载时的开关频率应低于数据手册中的最大开关频率。

可设定开关频率范围为30kHz至142kHz。提高频率以减小变压器尺寸是可行的,但设计人员需要考虑初级电感量、峰值电流和器件公差,以便在最小整流交流输入电压下提供所需的能量。我们建议将最大工作频率设为142kHz,以确保具有足够的元件公差裕量并发挥有效的抖频功能。

反射输出电压, VOR (V)

反射电压为输出二极管导通-期间次级绕组电压以变压器变比的比例反射到初级绕组上而形成的电压。缺省值为120V。可调整VOR以实现不违反设计规则的设计。

为达到设计优化的目的,应考虑如下因素:

- 较高VOR允许在最低电压VMIN时获得更高的输出功率,这会降低输入电容值和提高给定器件的输出功率。

- 较高的VOR会降低输出二极管上的电压应力,在某些情况下可以使用额定电压较低的器件,从而提高效率。
- 较高的VOR会增加漏感,从而降低电源效率。
- 较高的VOR会增大次级侧的峰值电流及有效值电流,从而增加次级侧铜损耗和二极管损耗,进而降低效率。

应当注意的是,此指南也有例外,特别是输出电流极大时,应减小VOR以实现最高效率。输出电压更高(高于15V)时,应利用更高的VOR,使输出二极管的反向峰值电压(PIV)维持在可接受的水平。

选择最佳的VOR取决于具体应用,并且需要综合考虑上述各因素。

最小整流输入电压, VMIN

全功率时整流最小输入交流电压的波谷根据输入电容(CAP_INPUT)进行计算。

工作模式, KP

KP是用来衡量是断续开关模式还是连续开关模式的参数。KP>1表示处于断续工作模式(DCM), KP<1表示处于连续工作模式(CCM)。

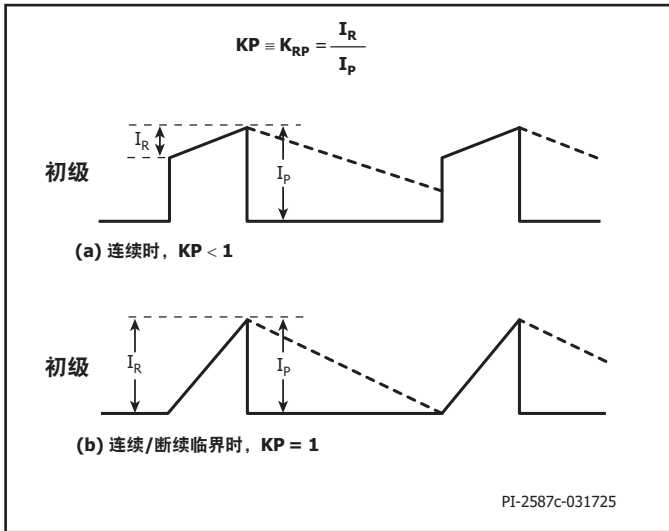


图 5. 连续导通模式电流波形, KP≤1。

纹波电流与峰值电流的比率, KP

KP为纹波电流与峰值初级电流的比率(见图5)。

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

KP值>1。此时, KP是初级开关关断时间与次级二极管导通时间的比率。

$$K \equiv K_{DP} = \frac{(1-D) \times T}{t}$$

$$= \frac{V_{OR} \times (1-D_{MAX})}{(V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX}}$$

KP值应大于0.4。如果KP值低于0.4, 相应的建议会在该单元格中给出。

经验表明, KP值介于0.8到1.0之间可确保处于DCM或临界导通模式(CRM)(这符合大部分设计的要求), 从而能提高效率。

设计表格将根据所选的设计参数来计算电源设计的峰值初级电流值、初级有效值电流、初级纹波电流值、平均初级电流值及最大占空比。

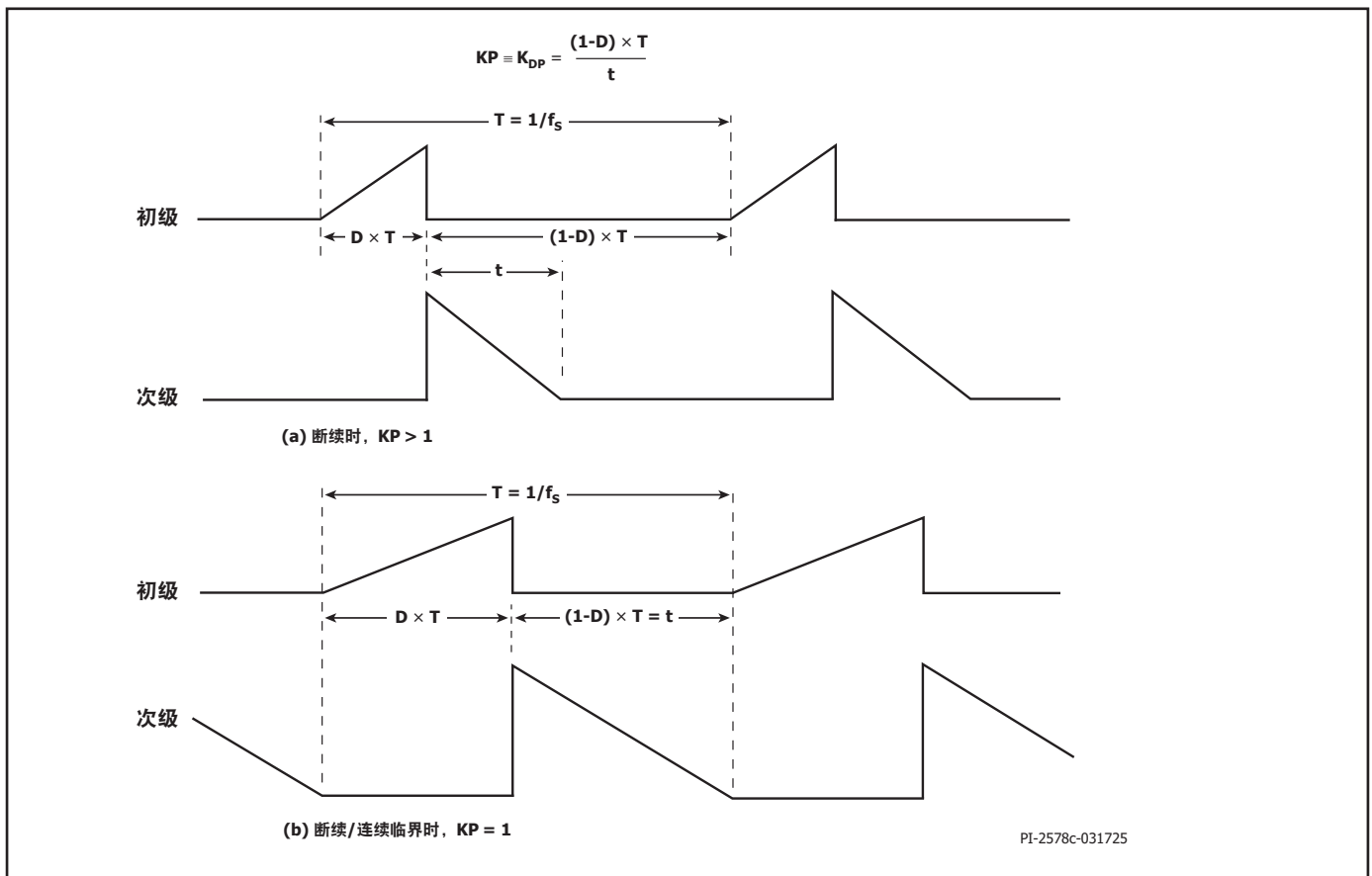


图 6. 断续模式电流波形, KP≥1。

典型初级电感量, LPRIMARY_TYP (μH)

此参数是典型的变压器初级电感目标值。

初级电感量公差, LPRIMARY_TOL (%)

此参数为假定的初级电感量公差。缺省值为10%。但是如果变压器供应商可以提供其制作变压器的电感量精度, 则在灰色的单元格内输入相应的信息覆盖缺省值。LPRIMARY_MIN和LPRIMARY_MAX将根据LPRIMARY_TOL进行计算。

最小初级电感量, LPRIMARY_MIN (μH)

可能的最小初级电感量。LPRIMARY_MIN根据LPRIMARY_TOL进行计算。

最大初级电感量, LPRIMARY_MAX (μH)

可能的最大初级电感量。LPRIMARY_MAX根据LPRIMARY_TOL进行计算。

初级电流

IPEAK_PRIMARY – 峰值初级电流

IPEDESTAL_PRIMARY – CCM模式中的初级MOSFET电流基值

IAVG_PRIMARY – 初级MOSFET平均电流 IRIIPPLE_PRIMARY – 初级MOSFET纹波电流

IRMS_PRIMARY – 初级MOSFET有效值电流

次级电流

IPEAK_SECONDARY – 峰值次级电流 IPEDESTAL_SECONDARY – 次级绕组电流基值

IRMS_SECONDARY – 次级绕组有效值电流

第4步 – 变压器结构参数

录入: **CORE**、**AE**、**LE**、**AL**、**VE**、**BOBBIN**、**AW**、**BW**、**MARGIN**

根据最大输出功率选择磁芯和骨架。

61	TRANSFORMER CONTRUCTION PARAMETERS	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
62	CORE SELECTION					
63	CORE SELECTION					
64	CORE	EF25		EF25		磁芯物料号
65	CORE CODE			PC40EF25-Z		磁芯截面积
66	AE			51.80	mm ²	磁芯的磁路长度
67	LE			57.80	mm	无气隙磁芯等效电感量
68	AL			2000	nH/turns ²	磁芯体积
69	VE			2990.0	mm ³	骨架
70	BOBBIN			EF25 - 1 (P5-S5)		骨架窗口面积
71	AW			61.00	mm ²	骨架宽度
72	BW			15.60	mm	初级电感公差
73	MARGIN			0.0	mm	安全挡墙宽度（初级至次级爬电距离的一半）
74						
75	PRIMARY WINDING					
76	NPRIMARY			70		初级圈数
77	BPEAK			3796	Gauss	峰值磁通密度
78	BMAX			3380	Gauss	最大磁通密度
79	BAC			1224	Gauss	交流磁通密度（0.5 x 峰峰值）
80	ALG			198	nH/turns ²	典型的带气隙磁芯等效电感量
81	LG			0.296	mm	磁芯气隙长度
82						
83	PRIMARY BIAS WINDING					
84	NBIAS_PRIMARY			8	turns	初级偏置绕组圈数
85						
86	SECONDARY WINDING					
87	NSECONDARY			7	turns	次级绕组圈数
88						
89	SECONDARY BIAS WINDING					
90	NBIAS_SECONDARY			NA	turns	次级偏置绕组圈数

图 7. TinySwitch-5产品系列PIXIs设计表格中的变压器磁芯和结构变量部分

磁芯类型, **CORE**

设计人员必须选择要使用的磁芯。可从下拉列表中选择不同的磁芯类型和尺寸。如果用户偏好的磁芯不可用，可使用灰色单元格

（AE、LE、AL、VE、AW、骨架及BW）直接从生产厂商的数据手册中输入磁芯和骨架参数。

输出功率 (130kHz) 通用输入	磁芯	物料号	AE	LE	AL	VE
			(mm ²)	(mm)	(nH/T ²)	(mm ³)
0W – 10W	EE10	EE10	11.9	27	1000	321
0W – 10W	EE13	PC47EE13-Z	17.1	30.2	1130	517
0W – 10W	EE16	PC47EE16-Z	19.0	34.5	1140	656
10W – 20W	EE19	PC47EE19-Z	23.0	39.4	1250	906
10W – 20W	EE22	PC47EE22-Z	41.0	39.6	2180	1620
20W – 30W	EE25	PC47EE25/19-Z	40.0	48.7	2316	1950
20W – 30W	EI22	PC47EI22-Z	42	39.3	2400	1650
30W – 45W	EF25	PC47EF25-Z	51.8	57.8	2000	2990
30W – 45W	EPC30	PC47EPC30-Z	55.6	75.3	1570	4190
45W – 60W	EFD25	EFD25/13/9-3C94	58	57	2200	3300
45W – 60W	E30	E30/15/7-3C94	60	67	1900	4000
60W – 75W	EFD30	EFD30/15/9-3C94	69	68	2100	4700
60W – 75W	ETD29	PC47ETD29-Z	73.6	70.6	2500	5200
75W – 90W	EFD30	EFD30/15/9-3C94	69	68	2100	4700
75W – 90W	ETD29	PC47ETD29-Z	73.6	70.6	2500	5200
90W – 105W	EQ25	EQ25-3C94	100	41.4	4800	4145
90W – 105W	EQ30	EQ30-3C94	108	46	5400	4970
105W – 120W	EE30	PC47EE30-Z	109	57.7	4690	6290
105W – 120W	PQ26	PC47PQ26/25Z-12	118	55.5	5250	6530

表 5. 常用的磁芯以及这些磁芯可用于典型设计的输出功率水平

安全边距, MARGIN (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, 需要输入变压器骨架两侧增加一定宽度的安全边距(挡墙宽度)。一般情况下, 对于通用(85–265VAC)电压输入, 总的边距宽度应为6.2mm, 因此在设计表格中要输入3.1mm。对于垂直式的骨架, 骨架两侧的安全边距可以不是对称的, 即使在实际制作变压器时只有一边有绝缘间距, 但如果总的边距宽度为6.2mm, 还是要输入3.1mm。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。通常情况下, 对于每个磁芯往往有多种骨架与其相配, 而每种骨架有不同的外形尺寸。请参照骨架的数据手册和适用标准, 以确定所需的安全边距宽度。

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。如果在设计表格中输入安全边距后, 初级绕组的层数要求在3层以上, 那么建议选择尺寸更大些的磁芯, 或者考虑使用三层绝缘线、安全边距为零的设计。

初级层数, L

初级绕组的层数应在1层到3层之间, 以符合初级电流密度限制(CMA)的最低层数为佳。 ≥ 200 圆密耳/安培的值可用作大部分设计的起始值, 但根据温升要求可能需要采用更高的值。大于三层的设计也是可行的, 但要考虑到漏感的增加及绕线窗口高度的限制。

在漏感钳位损耗非常高的设计应用中, 可采用分层式初级绕组结构。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。然而, 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。

初级绕组圈数, NPRIMARY

该参数是根据VOR和次级绕组圈数计算出的变压器主绕组圈数。

峰值磁通密度, BPEAK (Gauss)

为了限制最大限流点和150kHz工频下出现的峰值磁通密度, 建议峰值磁通密度取值3800高斯。在输出短路情况下输出电压很低, 在MOSFET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。一旦选择了具有内置保护特性的TinySwitch-5器件, 其峰值限流点也就固定了。对应3800高斯的磁通密度具有足够的裕量, 保证在输出短路情况下磁芯不会饱和。

最大磁通密度, BMAX (Gauss)

轻载工作时, 变压器会产生音频噪声, 特别是在使用长磁芯的情况下。为抑制噪声, 应将变压器的最大磁芯磁通密度设计在低于3000高斯(300mT)之下。采用此方法并使用标准的变压器生产浸漆工艺就可以基本上消除音频噪声。在设计确认前, 要使用生产线上的变压器样品仔细进行噪声性能测试。

交流磁通密度, BAC (Gauss)

BAC值可用于磁芯损耗计算。

开气隙后的磁芯等效电感量, ALG: (nH/N²)

用于确定CORE GAP [LG]。

初级偏置绕组圈数, NBIAS_PRIMARY

根据所需的次级绕组圈数NSECONDARY和初级偏置绕组电压VBIAS_PRIMARY计算得出。

次级绕组圈数, NSECONDARY

如果此单元格为空, 设计表格的缺省值为最少的次级圈数, 此圈数可以保证最大工作磁通BPEAK低于建议的最大值3800高斯(380mT)。一般来讲, 没有必要在灰色单元格内输入其他值, 除非需要更低的工作磁通密度。

次级偏置绕组圈数, NBIAS_SECONDARY

根据所需的次级绕组圈数NSECONDARY和次级偏置绕组电压VBIAS_SECONDARY计算得出。

第5步 – 初级元件的选择

录入: BROWN-IN VOLTAGE, VBIAS, VF_BIAS

要求的输入欠压电压缓升, BROWN-IN REQUIRED

此参数是电源在超过电压缓升阈值(I_{UV+})时立即导通的交流/直流输入电压。典型值是比最小输入交流电压(V_{IN_MIN})低20%。可将缓升电压更改为特定电压[C96]。

输入欠压/过压检测电阻, RLS

设计表格将根据缓升电压计算此电阻值。如图1中的 $R_{LS1} + R_{LS2}$ 所示, 它们通常连接在大电容处。 R_{LS1} 与 R_{LS2} 的典型值均为4.02M Ω 。因此总电阻(RLS)为8.04M Ω , RLS约等于交流输入的 $[(V_{BROWN-IN} \times 1.414) - 2.5] / I_{UV+}$, 直流输入的 $[V_{BROWN-IN} - 2.5] / I_{UV+}$ 。

BROWN-IN ACTUAL

根据RLS电阻和 I_{UV+} 的计算值来计算电压缓升交流或直流输入电压。

BROWN-OUT ACTUAL

根据RLS电阻和 I_{UV-} 的计算值来计算电压跌落交流或直流输入电压。

输入过压, OVERVOLTAGE_LINE

此参数是交流或直流输入电压, 一旦超过过压阈值电流(I_{OV+}), 电源将立即停止开关。达到输入过压恢复阈值(I_{OV-})时将重新使能开关。输入过压电压约等于:

交流输入的 $[(I_{OV+} \times RLS) + 2.5] / 1.414$

直流输入的 $[(I_{OV+} \times RLS) + 2.5]$

初级偏置电压, VBIAS_PRIMARY

此参数是主输出处于满载时的偏置电压。假设缺省值为12V。电压可以被设定为不同的值(例如, 偏置绕组输出也用作非隔离初级侧辅助输出的应用)。电压较高时通常会增大空载输入功率。不建议取低于10V的值, 因为在轻载时可能没有足够的电压为旁路引脚供电, 从而增大空载输入功率。

偏置二极管正向电压降, VF_BIAS_PRIMARY

缺省值为0.7V, 但可进行更改以匹配偏置绕组整流所用的二极管(D_{BIAS})类型。

反向电压初级偏置, VREVERSE_BIASDIODE_PRIMARY

初级偏置二极管上的反向电压计算值。不考虑寄生电压振铃。

偏置供电电容, CBIAS_PRIMARY

推荐使用47 μ F、25V低ESR电解电容作为偏置绕组整流滤波电容 C_{BIAS} 。这也将降低空载和待机输入功耗。

BP引脚电容, CBP

电容值由要求的 $ILIMIT_MODE$ 决定。标准限流点取值0.47 μ F, 或者升高限流点取值4.7 μ F。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, 因为它们可以放置在非常靠近IC的位置。推荐使用额定电压 $\geq 10V$ 、0805或更大型号的陶瓷电容X7R(或性能更佳电容)。

99	PRIMARY COMPONENT SELECTION	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
100	Line undervoltage					
96	BROWN-IN REQUIRED	76.00		76.00	V	要求的AC RMS/DC输入电压缓升阈值
97	RLS			8.04	V	将两个4.02M Ω 电阻连接到V引脚, 以获得所需的UV/OV阈值
98	BROWN-IN ACTUAL			62.2V - 77.2V		实际AC RMS/DC电压缓升范围
99	BROWN-OUT ACTUAL			53.7V - 66.6V	W	实际AC RMS/DC电压跌落范围
100					Ω	
101	LINE OVERVOLTAGE				A	
102	OVERVOLTAGE_LINE			284.1 V - 353.9 V	A	实际AC RMS/DC输入过压范围
103					A	
104	PRIMARY BIAS DIODE				V	
105	VBIAS_PRIMARY	12.0		12.0	V	整流初级偏置电压
106	VF_BIAS_PRIMARY			0.70	V	偏置绕组二极管正向电压降
107	VREVERSE_BIASDIODE_PRIMARY			56.38		偏置二极管反向电压(不考虑寄生电压振荡)
108	CBIAS_PRIMARY			47		偏置绕组整流电容
109	CBP			0.47		BP引脚电容

图 8. TinySwitch-5 PIXIs设计表格中的初级元件部分

第6步 – 次级元件

113	PRIMARY COMPONENTS	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
114	VREF_REG	2.50		2.50	V	反馈的参考电压
115	RFB_UPPER			38.30	k Ω	上方反馈电阻（连接到第一个输出电压）
116	RFB_LOWER			10.00	k Ω	下方反馈电阻
117						
118	SECONDARY BIAS DIODE					
119	USE_SECONDARY_BIAS	NO		NO		设计采用次级偏置绕组
120	VBIAS_SECONDARY			NA	V	整流次级偏置电压
121	VF_BIAS_SECONDARY			NA	V	偏置绕组二极管正向电压降
122	VREVERSE_BIASDIODE_SECONDARY			NA	V	偏置二极管反向电压（不考虑寄生电压振荡）
123	CBIAS_SECONDARY			NA	μ F	偏置绕组整流电容

图 9. TinySwitch-5 产品系列PIXIs设计表格中的次级元件部分

录入：VREF_REG和RFB_UPPER

反馈参考电压，VREF_REG

此参数是反馈电路的参考电压。VREF_REG用于计算上方和下方反馈电阻值。

上方反馈电阻，RFB_UPPER

RFB_UPPER电阻根据VOUT和反馈参考电压(VREF_REG)进行计算。如果有指定值用于RFB_LOWER电阻，该值将发生变化。

下方反馈电阻，RFB_LOWER

RFB_LOWER电阻值是用户定义的参数。如果留空，将使用缺省值10k Ω 。

使能次级偏置，USE_SECONDARY_BIAS

当输出电压过高，无法直接为次级反馈电路提供偏置时，就需要次级偏置电源。如果需要次级偏置电源，请从下拉列表中选择“是”。此字段的缺省设置为“否”。

次级偏置电压，VBIAS_SECONDARY

此参数是主输出处于满载时的次级偏置电压。假设缺省值为12V。电压可以设置为不同的值。

次级偏置二极管正向电压降，VF_BIAS_SECONDARY

缺省值为0.7V，但可进行更改以匹配次级偏置绕组整流所用的二极管类型。

反向电压次级偏置，VREVERSE_BIASDIODE_SECONDARY

次级偏置二极管上的反向电压计算值。不考虑寄生电压振铃。

次级偏置供电电容，CBIAS_SECONDARY

推荐使用47 μ F、低ESR电解电容作为偏置绕组整流滤波电容CBIAS_SECONDARY。

126	MULTIPLE OUTPUT PARAMETERS	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
127	OUTPUT 1					输出1电压
128	VOUT1			12.00	V	输出1电流
129	IOUT1			3.00	A	输出1功率
130	POUT1			36.00	W	输出1二极管的正向电压降
131	VD1			0.70	V	输出1的圈数
132	NS1			7.00	turns	输出1次级电流的瞬时峰值
133	ISPEAK1			12.18	A	输出1次级电流的有效值
134	ISRMS1			5.269	A	输出1次级波形的电流纹波
135	ISRIIPPLE1			4.331	A	输出1二极管上计算得出的峰值反向电压应力
136	PIV1_CALCULATED			59.04	V	输出1的推荐二极管。
137	OUTPUT_RECTIFIER1	AUTO		MBR1060		输出1二极管的峰值反向电压额定值
138	PIV1_RATING			60.00	V	输出1二极管的反向恢复时间
139	TRR1			0.00	ns	输出1二极管的最大正向连续电流
140	IFM1			10.00	A	输出1的最大二极管功率损耗
141	PLOSS_DIODE1			2.23	W	

图 10. TinySwitch-5设计表格中的次级元件部分

第7步 – 多路输出参数

此部分允许用户最多设计三个次级输出（不包括偏置供电）并选择合适的次级整流二极管。如果多路输出的总功率超过**POUT**单元格中指定的功率，设计表格将提供警告。

对于单路输出设计，单元格**VOUT1**、**IOUT1**和**POUT1**将是在第1步中录入的主要输出参数。

每个输出在下拉菜单中都为次级整流管提供了一系列典型的二极管类型。根据所选的次级整流二极管，设计表格中将显示二极管正向电压降**VD1 (V)**、额定二极管反向电压**PIV1_RATING (V)**、二极管反向恢复时间**TRR1 (ns)**和二极管最大正向连续电流**IFM1 (A)**。

设计表格还会计算每路次级输出的关键电气参数：

输出1的圈数，NS1

计算出的每路输出的圈数。

瞬时次级峰值电流，IPEAK1 (A)

用于选择次级整流二极管。

次级输出有效值电流，ISRM1 (A)

用于设置次级绕组线径。

次级电流波纹，IRIPPLE1 (A)

用于选择输出滤波电容。

二极管反向电压计算值，PIV1 (V)

用于选择次级整流二极管的二极管反向电压应力计算值。

次级整流二极管功率损耗计算值，PLOSS_DIODE1 (W)

用于器件选择和温度管理的次级整流二极管功率损耗计算值。

143	OUTPUT 2	INPUT	INFO	OUTPUT	UNITS	设计标题
144	VOUT2			0.00	V	输出2电压
145	IOUT2			0.000	A	输出2电流
146	POUT2			0.00	W	输出2功率
147	VD2			N/A	V	输出2二极管的正向电压降
148	NS2			N/A	turns	输出2的圈数
149	ISPEAK2			N/A	A	输出1次级电流的瞬时峰值
150	ISRMS2			N/A	A	输出2次级电流的有效值（均根方值）
151	ISRIPPLE2			N/A	A	输出2次级波形的电流纹波
152	PIV2			N/A	V	输出2二极管上计算得出的峰值反向电压应力
153	OUTPUT_RECTIFIER2	AUTO		N/A		输出2的推荐二极管。
154	PIV2_RATING			N/A	V	输出2二极管的峰值反向电压额定值
155	TRR2			N/A	ns	输出2二极管的反向恢复时间
156	IFM2			N/A	A	输出2二极管的最大正向连续电流
157	PLOSS_DIODE2			N/A	W	输出2的最大二极管功率损耗
158						
159	OUTPUT 3					
160	VOUT3			0.00	V	输出3电压
161	IOUT3			0.000	A	输出3电流
162	POUT3			0.00	W	输出3功率
163	VD3			N/A	V	输出3二极管的正向电压降
164	NS3			N/A	turns	输出3的圈数
165	ISPEAK3			N/A	A	输出1次级电流的瞬时峰值
166	ISRMS3			N/A	A	输出3次级电流的有效值（均根方值）
167	ISRIPPLE3			N/A	A	输出3次级波形的电流纹波
168	PIV3			N/A	V	输出3二极管上计算得出的峰值反向电压应力
169	OUTPUT_RECTIFIER3	AUTO		N/A		输出3的推荐二极管。
170	PIV3_RATING			N/A	V	输出3二极管的峰值反向电压额定值
171	TRR3			N/A	ns	输出3二极管的反向恢复时间
172	IFM3			N/A	A	输出3二极管的最大正向连续电流
173	PLOSS_DIODE3			N/A	W	输出2的最大二极管功率损耗
174						
175	PO_TOTAL			36.00	W	所有输出的总功率
176	NEGATIVE OUTPUT	N/A		N/A		如果存在负输出，请录入输出编号。例如，如果VO2是负输出，选择2

图 11. TinySwitch-5 PIXIs设计表格中的多路输出参数部分

第8步 – 关键外围元件的选择

图12中的电路图显示了实际的单路输出TinySwitch-5电源设计所需的关键外围元件。这些元件的选择标准如下：

旁路引脚电容(C_{BP})

连接TinySwitch-5 IC旁路(BP)引脚和SG引脚的电容可以为初级侧控制器提供去耦，也能选择电流限流点。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，但在双面板上通常优先使用贴片式多层陶瓷电容，因为它能靠近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X5R或X7R介质电容，以确保满足最小电容容量要求。请注意，陶瓷电容的型号名称（例如，来自不同生产厂商和不同产品系列的X7R和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下的容量下降不会超过20%。避免使用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非常差。

输入电压检测电阻 (R_{LS1} 和 R_{LS2})

从V引脚连接到直流母线的电阻可检测输入电压，提供欠压及过压保护。对于典型的通用输入电压应用，推荐使用8.04M Ω 合计电阻值。对于高压输入，建议串联使用两个0.25W贴片式1206电阻或引线电阻，每个电阻的阻值为4.02M Ω 。

将V引脚连接至源极可禁止输入电压检测功能。不建议让V引脚悬空。

一般公式：

$$I_{UV+} = (V_{IN} + V_{PIN-Voltage}) / (R_{LS1} + R_{LS2})$$

$$I_{UV-} = (V_{IN} + V_{PIN-Voltage}) / (R_{LS1} + R_{LS2})$$

$$I_{OV+} = (V_{IN} + V_{PIN-Voltage}) / (R_{LS1} + R_{LS2})$$

$$I_{OV-} = (V_{IN} + V_{PIN-Voltage}) / (R_{LS1} + R_{LS2})$$

其中：

I_{UV+} ：V引脚电压缓升阈值

I_{UV-} ：V引脚电压跌落阈值

I_{OV+} ：V引脚输入过压阈值

I_{OV-} ：V引脚输入过压恢复阈值

$V_{PIN-Voltage}$ ：V引脚电压 = 2.5V

$R_{LS1} + R_{LS2}$ ：输入电压检测电阻

V_{IN} ：对于直流输入， $V_{IN} = VDC_INPUT$

对于交流输入， $V_{IN} = VAC \times 1.414$

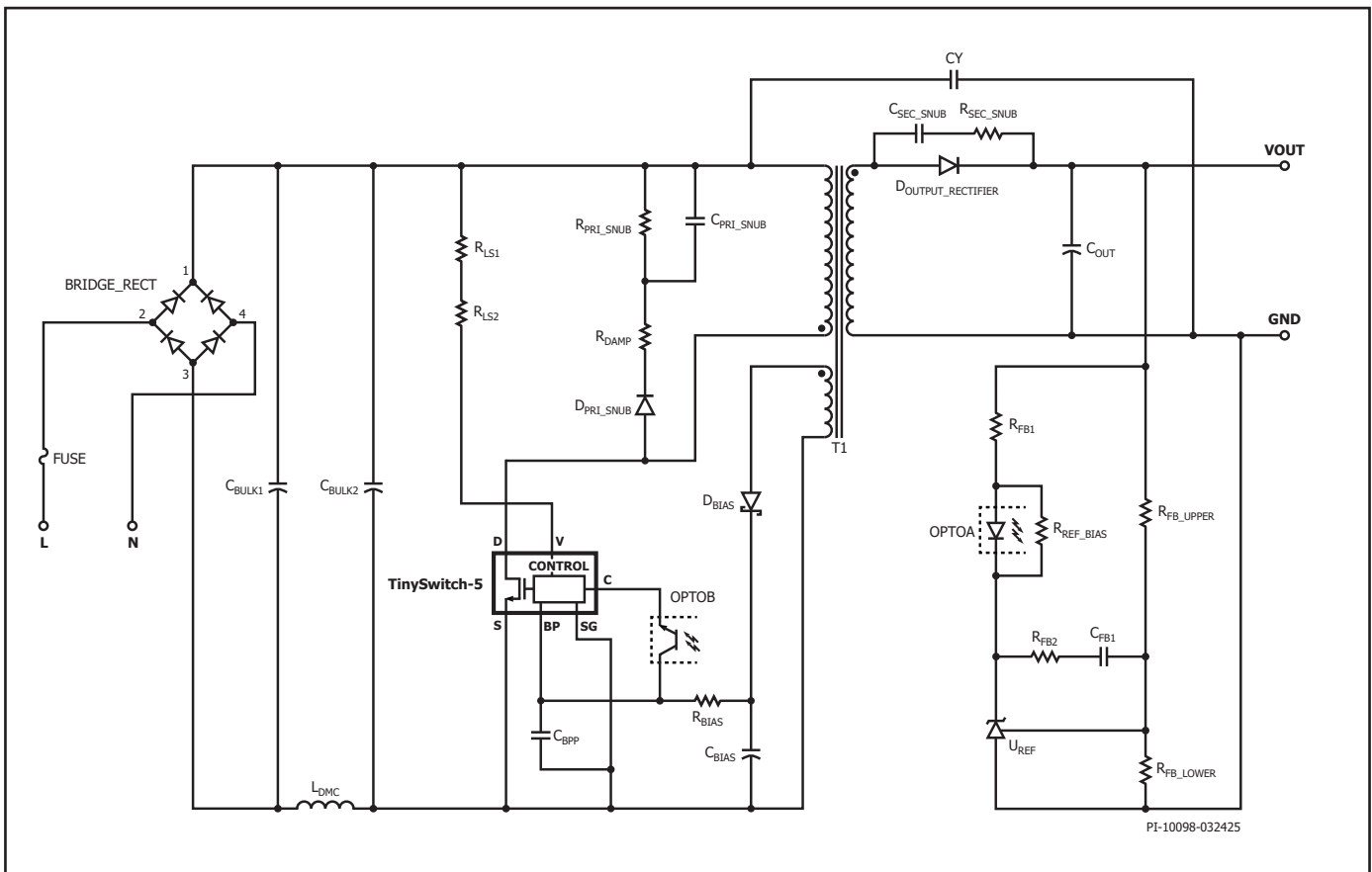


图 12. 典型的TinySwitch-5反激式电源

初级绕组的初级钳位网络

(D_{PRI_SNUB} , R_{DAMP} , R_{PRI_SNUB} , C_{PRI_SNUB})

R2CD钳位是功率反激式低功率反激式电源中最常用的钳位。对于更大功率的设计，可以使用稳压管钳位或者R2CD外加稳压管钳位来提高效率。建议在最差条件（最大输入电压、最大过载功率或输出短路）下将峰值漏极电压降至BVDSS的90%（取决于降额要求）。在图12中，钳位二极管 D_{PRI_SNUB} 必须为标准恢复玻璃钝化二极管或者反向恢复时间不超过500ns的快速恢复二极管。使用标准恢复玻璃钝化二极管可从每个开关周期回收部分钳位能量，并有助于提高平均效率。每次当TinySwitch-5 IC中的MOSFET关断时，二极管就会瞬间导通，来自的漏抗的能量传输至钳位电容 C_{PRI_SNUB} 。串联路径中的电阻 R_{DAMP} 提供衰减，可防止因漏感与MOSFET开关及输出电容 C_{OSS} 之间的谐振而产生的过度振荡。电阻 R_{PRI_SNUB} 可泄放存储在电容 C_{PRI_SNUB} 中的能量。使用TinySwitch-5 IC系列不同器件的电源，其初级峰值电流、漏感及漏感能量也会有所不同。必须针对每个设计优化电容 C_{PRI_SNUB} 以及电阻 R_{PRI_SNUB} 和 R_{DAMP} 。一般而言，建议尽量减小电容 C_{PRI_SNUB} 的值，并尽量增大电阻 R_{PRI_SNUB} 和 R_{DAMP} 的值，同时仍能在最差条件下符合BVDSS限值的90%。 R_{DAMP} 值应足够大才能在所需的时间内减小振铃，但也不能过大，因为这样会使漏极电压超过 BV_{DS} 的

90%（或其他指定限值）。采用Z5U等介质材料的陶瓷电容用作钳位电路中的 C_{PRI_SNUB} 时，可能会产生音频噪声，因此通常推荐使用聚酯薄膜型电容或以X7R为介质材料、额定电压1kV的1206型陶瓷电容。

初级钳位电路优化时的设计要点

- 假设漏感(L_{LK})小于初级电感量(L_p)的3%，是计算初级钳位参数的起始值。建议采取的下一步措施是测量变压器原型中漏感的实际值，并根据需要修改钳位和磁性元件的设计。
- 电阻 R_{DAMP} 必须足够大，以防止由漏感和MOSFET开关输出电容(COSS)导致的过度振荡。
- 减小缓冲电阻 R_{DAMP} 的值以降低功率损耗，同时监测以下情况：
 - EMI性能
 - TinySwitch IC中功率MOSFET的电压裕量
- 尽量减少漏感，将每个绕组层完全填满。
- 通过优化反射电压(VOR)，进一步降低钳位损耗。
- 尽量减小绕组间电容 - 适当时在每个初级绕组之间增加几层胶带。
- 优化布局和变压器结构，确保初级缓冲器和初级绕组之间形成紧密耦合的环路。

常见初级钳位配置

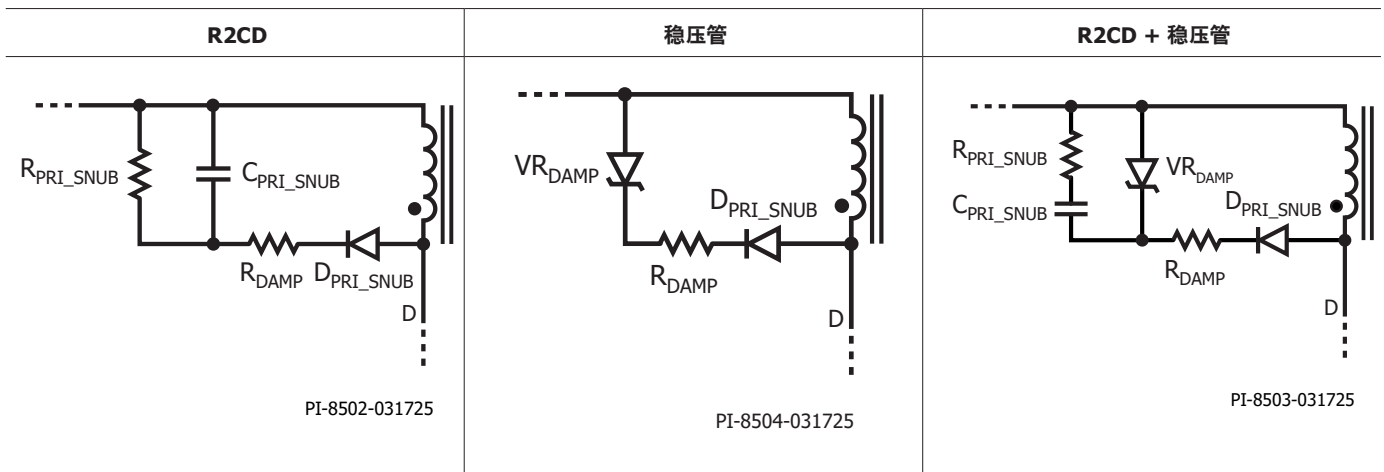


图 13. 推荐的初级钳位配置

初级钳位电路

优势	R2CD	稳压管	R2CD + 稳压管
元件成本	低	中	高
空载输入功率	高	低	中
轻载效率	低	高	中
EMI抑制	高	低	中

表 6. 不同初级钳位电路的各自优势

偏置绕组和外部偏置供电电路

 $(D_{BIAS}, C_{BIAS}, R_{BIAS})$

为实现启动，内部初级旁路稳压器从TinySwitch-5 IC的漏极引脚连接到旁路引脚，为电容 C_{BIAS} 充电。应提供一个偏置电源，包括变压器上的偏置绕组，为合适的整流管、限流电阻和滤波电容供电（在图12中分别显示为 D_{BIAS} 、 R_{BIAS} 、 C_{BIAS} ）。它必须能够向旁路和C引脚提供 $\geq 1.5\text{mA}$ 的电流。

建议满载时偏置电压为12V。偏置电压较高时会增大空载输入功率。建议 D_{BIAS} 采用超快速二极管或肖特基二极管，以降低空载功耗和提高待机效率。应选取合适的偏置绕组圈数，以便在最低负载条件下及在最低额定输出电压下在偏置绕组能够产生10V的输出电压。如果电压低于此值，空载输入功率将增大。

外围电路提供的偏置电流应设置为高于258 μA 的 I_{S1} ，以便在230VAC输入电压下实现最低的空载功耗。这可以通过调整 R_{BIAS} 电阻的值来实现。为了降低高频辐射EMI的幅值，我们推荐使用具有低结电容的玻璃钝化标准恢复整流二极管，以避免快速或超快速二极管所具备的快速恢复特性。

对于偏置电容 C_{BIAS} ，采用低ESR、额定电压为25V的47 μF 铝电解电容有助于降低空载输入功率，提高待机效率。不建议在此位置使用贴片式陶瓷电容，因为其机械结构所产生的压电效应可导致音频噪声。

为实现最小空载输入功率和高满载功率效率，应选择电阻 R_{BIAS} ，以使流经该电阻的电流大于所需旁路引脚电流。

正常工作频率下的旁路引脚供电电流可通过下面所示的公式进行计算：

$$I_{SSW} = \frac{F_{SW}}{150\text{ kHz}} \times (I_{S1} - I_{S2}) + I_{S1}$$

其中，

I_{SSW} ：工作开关频率下的旁路引脚供电电流

F_{SW} ：工作开关频率(kHz)

I_{S1} ：无开关时的旁路引脚的供电电流（参见数据手册）

I_{S2} ：132kHz下旁路引脚的供电电流（参见数据手册）

如果偏置电流大于旁路引脚的供电电流，BP电压由内部钳位至5.3V。如果BP电压约为5.0V，则表示流经 R_{BIAS} 的电流小于旁路引脚供电电流，并且充电电流正从漏极引脚拉出，使旁路引脚的电压在启动之外始终保持保持在5.0V以上。

R_{BIAS} 最大值的计算方法：

$$R_{BIAS} = [V_{BIAS(NO-LOAD)} - V_{BP}] / I_{SSW};$$

$$V_{BP} = 5.3\text{ V}$$

次级整流二极管($D_{OUTPUT_RECTIFIER}$)

输出二极管的选择通常根据实际应用的峰值反向电压、输出电流和热条件来确定。TinySwitch-5器件的初级开关电压额定值较高(725V)，只要

变压器圈数比恰当，在高达15V的输出电压上可使用80V肖特基二极管，以提高电源效率。选择输出整流二极管时的注意事项：

3. 确保二极管的反向电压额定值(V_R)至少为峰值反向电压(PIV)的1.25倍。
4. 选择额定电流(I_D)至少为输出电流(I_{OUT})两倍的二极管。

输出滤波电容(C_{OUT})

低ESR电解电容是限制输出电压纹波的关键参数。选择电容时需要考虑的其他参数包括有效值纹波电流额定值和直流工作电压。实际电容值是次要的。

选择输出电容时的注意事项：

1. 确保电容纹波在105°C、100kHz时的规定值大于预期纹波电流(ISRIPPLE)。
2. 使用低ESR（等效串联电阻）电解电容，以尽量降低输出纹波电压。
3. 电容 $V_{RIPPLE} = \text{ISRIPPLE} \times \text{EER额定值} \geq \text{输出电压(VOUT)}$ 的1.25倍。

输出后级滤波元件 (L_{PF} 和 C_{PF})

可以添加一个后级滤波器 (L_{PF} 和 C_{PF}) 来减小高频开关噪声和纹波。

添加后级滤波器时的注意事项：

1. 电感(L_{PF})的感量值应在1 μH 至3.3 μH 范围内，并且电流额定值大于峰值输出电流。
2. 电容(C_{PF})的电容值应在100 μF 至330 μF 范围内，额定电压应至少为输出电压(VOUT)的1.25倍。
3. 如果使用了后级滤波器，应确保输出电压检测电阻和光耦器连接到后级滤波电感的前面。请参见图14。

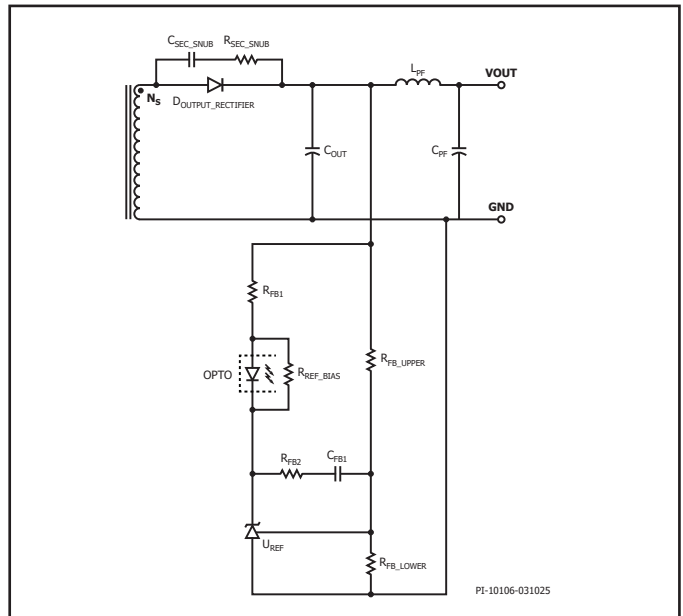


图 14. 具有后级滤波器 (L_{PF} 和 C_{PF}) 的次级输出

反馈引脚分压器网络 (R_{FB_UPPER} , R_{FB_LOWER})

应在电源输出端和反馈电路之间连接一个合适的电阻分压器。 R_{FB_LOWER} 两端的电压将等于反馈电路的参考电压。

反馈电路

参考IC (UREF)通常为TL431，用于设置通过电阻分压器 R_{FB_UPPER} 和 R_{FB_LOWER} 设定的输出电压。电阻 R_{REF_BIAS} 提供用于稳压的最小阴极电流，对于TL431CDB2R来说，额定值为1mA。每种参考IC类型都有不同的用于稳压的最小阴极电流，因此建议设计人员从相应生产厂商的数据手册中确认最小电流要求。如果使用最小阴极电流较低的IC，则空载输入功率和轻载效率将得到改善。在输出负载瞬态期间， R_{FB1} 设置直流增益并限制反馈电压。电容 R_{FB2} 和 C_{FB1} 可调整 U_{REF} 高频增益的作用，使其忽略输出纹波电压。交流反馈由光耦直接提供。建议使用具有高CTR的光耦器，以降低空载输入功率和提高待机效率。

应用设计要点

输出功率对照表

输出功率对照表（表2）列出了在以下条件下能获得的最大实际持续输出功率：

1. 85VAC输入时，最小DC输入电压为100V或更高，而当230VAC输入时最小DC输入电压为300V或更高。
2. 效率预估取决于输入电压范围。对于通用输入电压或低压输入，预估效率>85%；高压输入则效率>89%。预估效率基于输入范围内的最低电压。
3. 变压器初级电感量公差为±10%。
4. 反射输出电压(VOR)设置为在最小输入电压下保持 $KP > 0.4$ ，以提供最大功率。在额定高输入电压下，建议将KP设计在1到1.1之间，以提高效率。
5. 低正向电压降(V_F)肖特基输出二极管
6. 器件通过源极引脚焊接到PCB板足够大的铺铜区域和/或散热片上，以便在要求的最高环境温度下将器件温度保持在110°C或以下。
7. 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。
8. TinySwitch-5的独特特性是，设计人员可以通过调整变压器设计将满载开关频率设置在25kHz至142kHz的范围内。降低器件温度的一个有效方法是将变压器设计为以较低的开关频率工作，66kHz是合适的起始值。如果需要更小尺寸的变压器，工作开关频率可以增加高达130kHz。

初级侧过压保护

TinySwitch-5内部的锁存电路可以实现对输出电压的过压保护。该电路由流入旁路引脚的约为8.7mA的阈值电流(I_{SD})触发。旁路引脚电容除起到内部滤波的作用，还作为外部滤波器，避免误触发。为确保旁路电容达到有效的高频滤波，应将旁路电容尽量放置在距器件SG和旁路引脚最近的地方。

此初级检测过压保护功能的实现方式是, 将串联起来的稳压管(V_{ZOVp})、电阻(R_{OVp})和阻断二极管(D_{OVp})从经整流和滤波的偏置绕组电压端连接到旁路引脚(如图15所示)。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, 建议测量整流偏置绕组电压, 最好是在最低输入电压和最高输出负载下测量。此测量电压应用于选择实现适当触发点所需的元件。

应当选择这样的稳压管：其钳位电压应为输出OVP时辅助绕组电压低6V左右。可假定阻断二极管(D_{OVP})具有1V正向电压降。推荐使用小信号标准恢复二极管来满足此需要。阻断二极管可防止在启动时反向电流对偏置电容放电。最后，应计算串联电阻的值，以使大于 I_{SD} 的电流在输出过压期间流入初级旁路引脚。

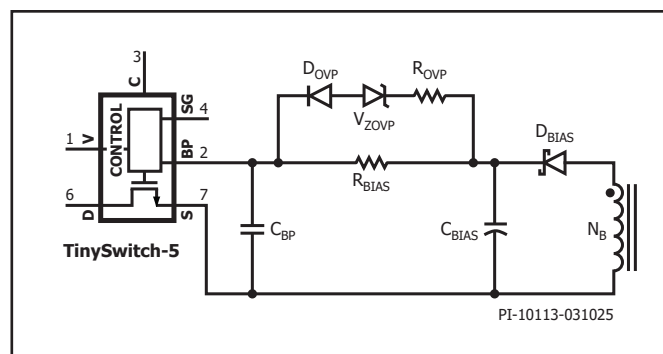


图 15. 初级侧次级OVP过压保护, 通过 V_{ZOVp} 将电流引导至BP引脚

降低空载功耗

TinySwitch-5 IC可以在自供电模式中启动，这会从旁路引脚电容吸收能量，该电容由TinySwitch-5 IC的内部电流源（连接至漏极）充电。一旦TinySwitch-5 IC开始开关，就需要偏置绕组为旁路引脚提供供电电流。这种偏置绕组供电可确保实现低空载功耗。应调整电阻 R_{BIAS} 的值，以实现最低空载输入功率。

讲进一步降低空载功耗的其他方法包括:

1. 使用低容值初级钳位电容(C_{PRI_SNUB})。
2. 采用肖特基或超快速二极管作为偏置供电整流管(D_{BIAS})。
3. 使用CTR为300-600%的高电流传输比率的光耦器(OPTO)。
4. 选择低ESR电容作为偏置供电滤波电容(C_{BIAS})。
5. 选择低ESR电容作为输入大电容(C_{BULK})和输出滤波电容(C_{OUT})。
6. 使用低值RC缓冲电容(C_{SEC_SNUB})作为次级整流管。
7. 在初级绕组层之间使用绝缘胶带，在初级与次级绕组之间使用多层胶带，以降低绕组间的电容。

电路板布局建议

本节参考图16至20。

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。 C_{BIAS} 接地应具有一条专用走线，该走线以星形方式连接到输入滤波电容接地引脚。

旁路电容和铁氧体磁珠

旁路引脚去耦电容(C_{BP})和铁氧体磁珠(L_{FB})必须放置在距离旁路和源极引脚引脚最近的地方。确保通过短走线进行连接。

关键环路面积

会产生高 dv/dt 或 di/dt 的电路环路应尽可能小。尽可能减小连接输入滤波电容、变压器初级及IC的初级环路面积。同样，减小连接次级绕组、输出整流二极管及输出滤波电容的环路区域面积。（图16和17，环路1至4）

确保没有任何环路区域位于另一个环路内，以尽量减少电路之间的串扰。

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放置并远离敏感的初级控制电路。钳位电路元件应远离旁路引脚。此电路中的走线宽度和长度应尽量最小。

功率走线路径

电流将流经电阻最小的路径。即使走线连接到电容，电流也有可能绕过电容，导致电容失效。为了获得最佳滤波和抗噪效果，建议将功率信号走线星形连接到大电容的连接焊盘上。

初级钳位电路

钳位电路用于限制MOSFET在关断时漏极引脚的峰值电压。在初级绕组上使用R2CD钳位或R2CDZ钳位均可实现。为降低EMI，应减小钳位元件、变压器和IC之间的环路区域面积。

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。如果使用了输入n型滤波器(C_{BULK1} 、 L_{DMC} 及 C_{BULK2})，那么电感应放置在输入滤波电容的负极之间。

ESD抗扰性

应在初级侧和次级侧电路之间保持足够的电气间隙，以满足ESD和耐压绝缘要求。放电间隙最好位于输出返回端和/或正极与其中一个AC输入（保险丝后）之间。在此配置中，6.4mm（或可采用5.5mm，具体取决于客户要求）放电间隙通常足以满足大多数安全标准对通用输入电源的爬电距离和电气间隙要求。为了有效抑制ESD干扰，放电间隙间距应为初级和次级部分之间提供最短距离。

共模扼流圈上的放电间隙能够为ESD或共模浪涌引起的大能量放电提供低阻抗路径。

次级整流二极管

要达到最佳的性能，连接次级绕组、次级整流二极管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。使用贴片二极管时，确保次级整流二极管的端子有足够的铺铜区域用于散热。非贴片次级二极管可能需要使用散热片。

热关断保护

源极引脚由内部连接至IC的铜制基板，是V和K封装散热的主要途径。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实现有效散热，并且不会导致EMI问题。K封装在IC底部有一个裸焊盘，应将其焊接到已连接源极的铜散热片上以进一步降低温度。

对于E封装，IC背面裸露的源极焊盘是必要的，以确保IC在连接到适当的散热片时，能在绝对最高结温限值以下安全工作。

应在电路板上提供足够的铺铜区域或使用散热片，以使IC温度地处于绝对最大限值以下。建议当电源在满额定负载、最低额定输入供电电压和最大环境温度下工作时，散热方法足以将IC温度控制在110°C以下。

TinySwitch-5通常是唯一具有过温保护功能的元件。在设计散热方式时，如果电路中其他元件的温度低于TinySwitch IC的温度，则可确保在遇到过高环境温度时保护整个电路免受热损坏。这将确保TinySwitch-5器件在环境温度升高时保护其他元件。

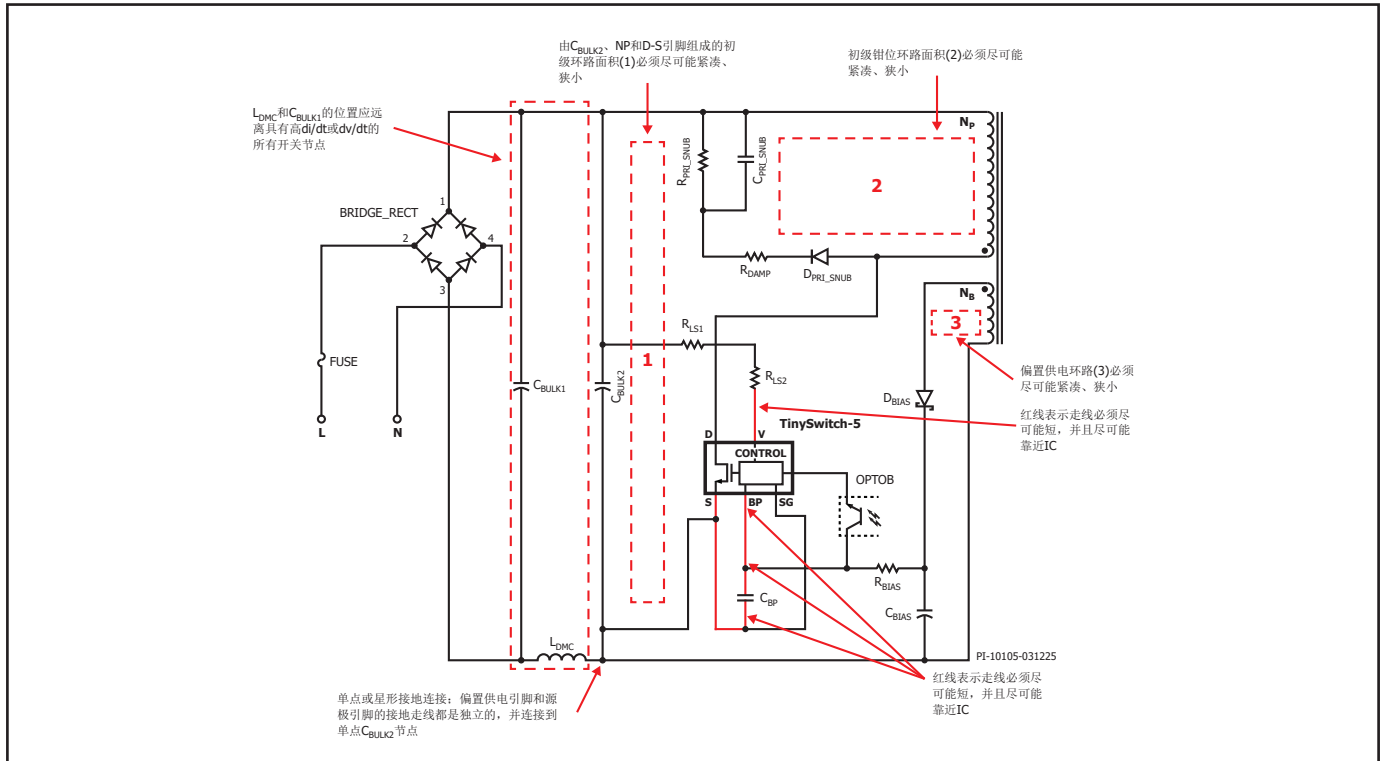


图 16. TinySwitch-5 初级侧的典型电路原理图 - 显示了关键环路面积、关键元件走线和单点或星形接地

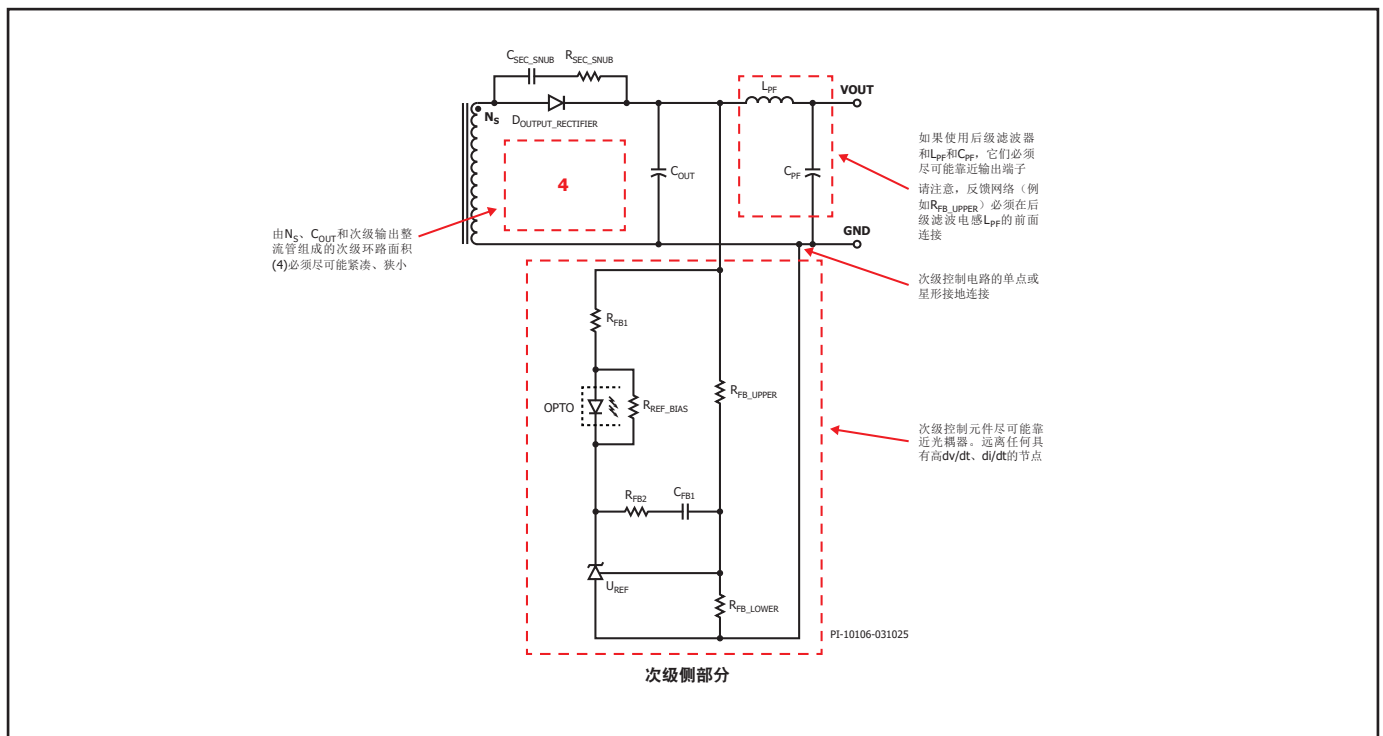


图 17. TinySwitch-5 次级侧的典型电路原理图 - 显示了关键环路面积、关键元件走线和单点或星形接地。包括可选的 LC 后级滤波器。

布局示例

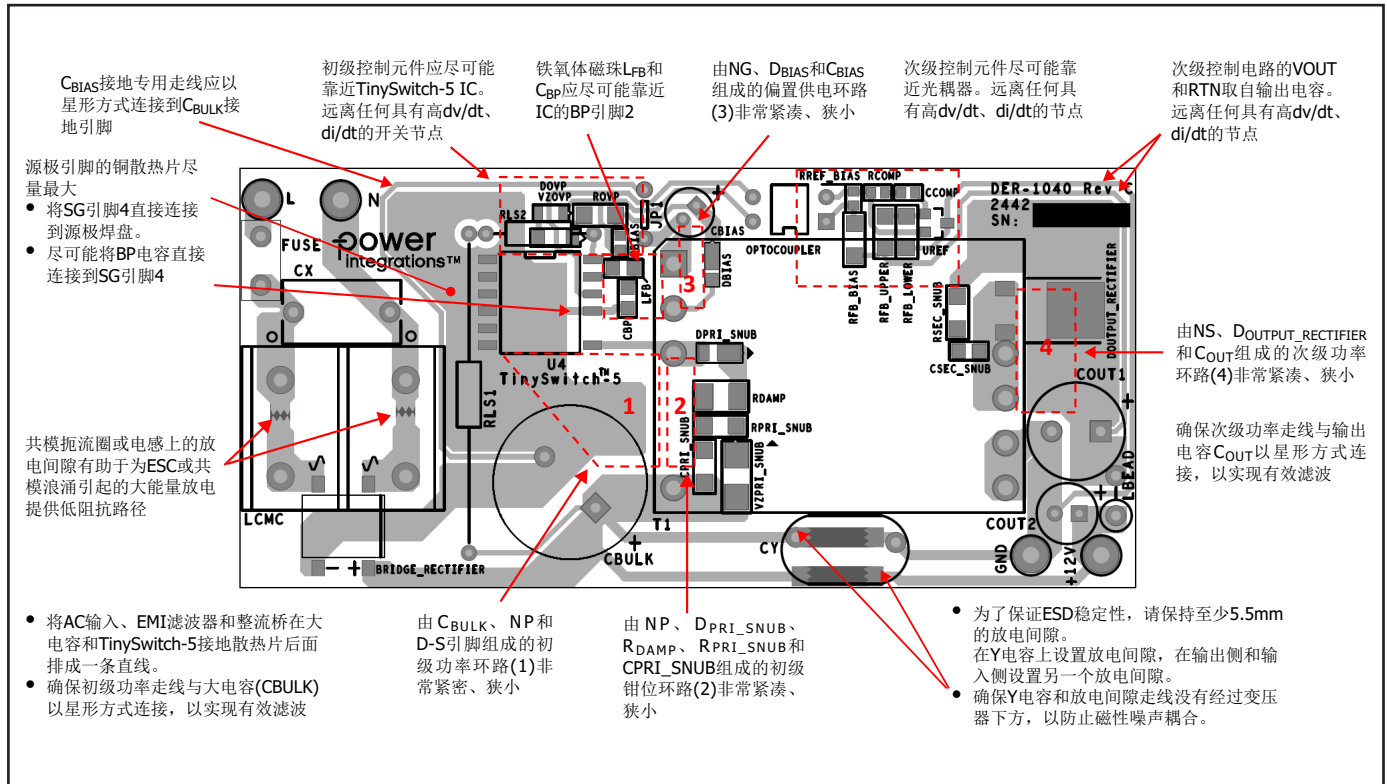


图 18. 理想布局示例的顶面与底面 – 使用TinySwitch-5 K封装时, 高 dv/dt 及 di/dt 电路的紧密环路面积、合理的元件位置及放电间隙位置

- 将AC输入、EMI滤波器和整流桥在大电容和TinySwitch-5接地散热片后面排成一条直线。
- 确保初级功率走线与大电容(C_{BULK})和去耦电容(C3)以星形方式连接,以实现有效滤波

由C_{BULK}、NP和D-S引脚组成的初级功率环路(1)非常紧凑、狭小

由NP、DPRI_SNUB、RDAMP、RPRI_SNUB和CPRI_SNUB组成的初级钳位环路(2)非常紧凑、狭小

- 为了保证ESD稳定性,请保持至少5.5mm的放电间隙。在Y电容上设置放电间隙,在输出侧和输入侧设置另一个放电间隙。
- 确保Y电容和放电间隙走线没有经过变压器下方,以防止磁性噪声耦合。

C_{BIAS}接地专用走线应以星形方式连接到C_{BULK}或去耦电容(3)的接地引脚

- 将SG引脚4直接连接到源极焊盘。
- 尽可能将BP电容直接连接到SG引脚4

初级控制元件应尽可能靠近TinySwitch-5 IC。远离任何具有高dv/dt、di/dt的开关节点

由NG、DBIAS和C_{BIAS}组成的偏置供电环路(3)非常紧凑、狭小

铁氧体磁珠L_{FB}和C_{BP}应尽可能靠近IC的BP引脚2

次级控制元件尽可能靠近光耦器。远离任何具有高dv/dt、di/dt的节点

由NS、D_{OUTPUT_RECTIFIER}和C_{OUT}组成的次级功率环路(4)非常紧凑、狭小

确保次级功率走线与输出电容C_{OUT}以星形方式连接,以实现有效滤波

次级控制电路的V_{OUT}和RTN取自输出电容。远离任何具有高dv/dt、di/dt的节点

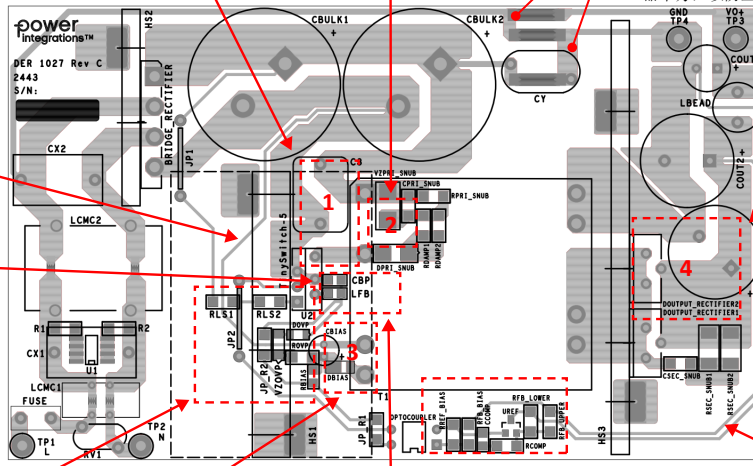


图 19. 理想布局示例的顶面与底面 – 使用TinySwitch-5 E封装时, 高dv/dt及di/dt电路的紧密环路面积、合理的元件位置及放电间隙位置

C_{BIAS}接地专用走线应以星形方式连接到C_{BULK}接地引脚

- 源极引脚的铜散热片尽量最大
- 将SG引脚4直接连接到源极焊盘。
- 尽可能将BP电容直接连接到SG引脚4

共模扼流圈或电感上的放电间隙有助于为ESC或共模浪涌引起的大能量放电提供低阻抗路径

- 将AC输入、EMI滤波器和整流桥在大电容和TinySwitch-5接地散热片后面排成一条直线。
- 确保初级功率走线与大电容(C_{BULK})以星形方式连接,以实现有效滤波

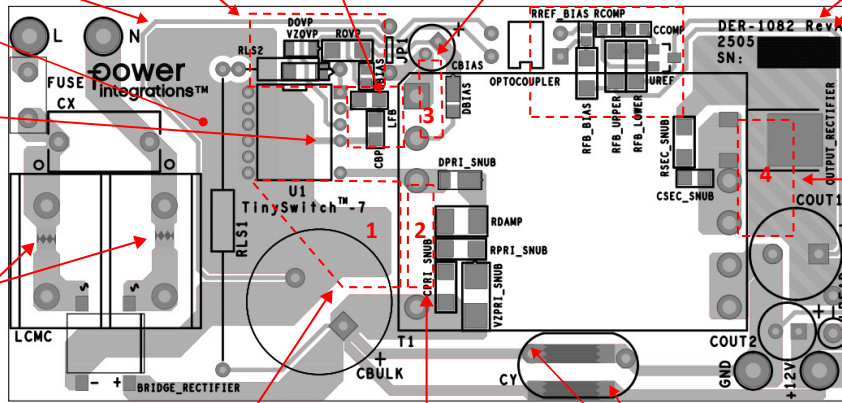
初级控制元件应尽可能靠近TinySwitch-5 IC。远离任何具有高dv/dt、di/dt的开关节点

铁氧体磁珠L_{FB}和C_{BP}应尽可能靠近IC的BP引脚2

由NG、DBIAS和C_{BIAS}组成的偏置供电环路(3)非常紧凑、狭小

次级控制元件尽可能靠近光耦器。远离任何具有高dv/dt、di/dt的节点

次级控制电路的V_{OUT}和RTN取自输出电容。远离任何具有高dv/dt、di/dt的节点



由NS、D_{OUTPUT_RECTIFIER}和C_{OUT}组成的次级功率环路(4)非常紧凑、狭小

确保次级功率走线与输出电容C_{OUT}以星形方式连接,以实现有效滤波

- 为了保证ESD稳定性,请保持至少5.5mm的放电间隙。在Y电容上设置放电间隙,在输出侧和输入侧设置另一个放电间隙。
- 确保Y电容和放电间隙走线没有经过变压器下方,以防止磁性噪声耦合。

图 20. 理想布局示例的顶面与底面 – 使用TinySwitch-5 V封装时, 高dv/dt及di/dt电路的紧密环路面积、合理的元件位置及放电间隙位置

降低EMI的建议

1. 确保元件放置位置合理，尽量减少初级和次级功率电路所形成的环路面积，以降低辐射及传导EMI。目标是确保环路面积尽量小。
2. 在初级侧的钳位二极管上并联一个小电容，有助于降低辐射EMI。
3. 与偏置绕组串联的电阻有助于降低辐射EMI。
4. 电源输入端通常需要使用共模扼流圈来衰减共模噪声。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，以实现更佳的传导及辐射EMI裕量。
5. 调整次级整流二极管的RC缓冲器元件值有助于降低高频辐射及传导EMI。
6. 可以在输入整流电路使用一个由差模电感和电容组成的n型滤波器，以降低低频差模EMI。
7. 电源输出端并联一个1μF陶瓷电容有助于降低辐射EMI。

快速设计校验

对于任何基于TinySwitch-5器件的电源设计，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：

最大漏极电压

在正常工作 and 启动时，检查确认TinySwitch-5 IC的 V_{DS} 和次级整流二极管的反向电压在最高输入电压和峰值（过载）输出功率下没有超过其各自击穿电压的90%。

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MOSFET的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，检查确认TinySwitch-5 IC、变压器、整流桥、次级整流二极管及输出电容的温度没有超标。应有足够的温度裕量以保证不会因为元件间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，TinySwitch-5 IC的最高温度不高于110°C，这样就可以适应 $R_{DS(ON)}$ 的变化。

设计支持

有关设计支持最新信息，请浏览Power Integrations的网站：
www.power.com

应用范例

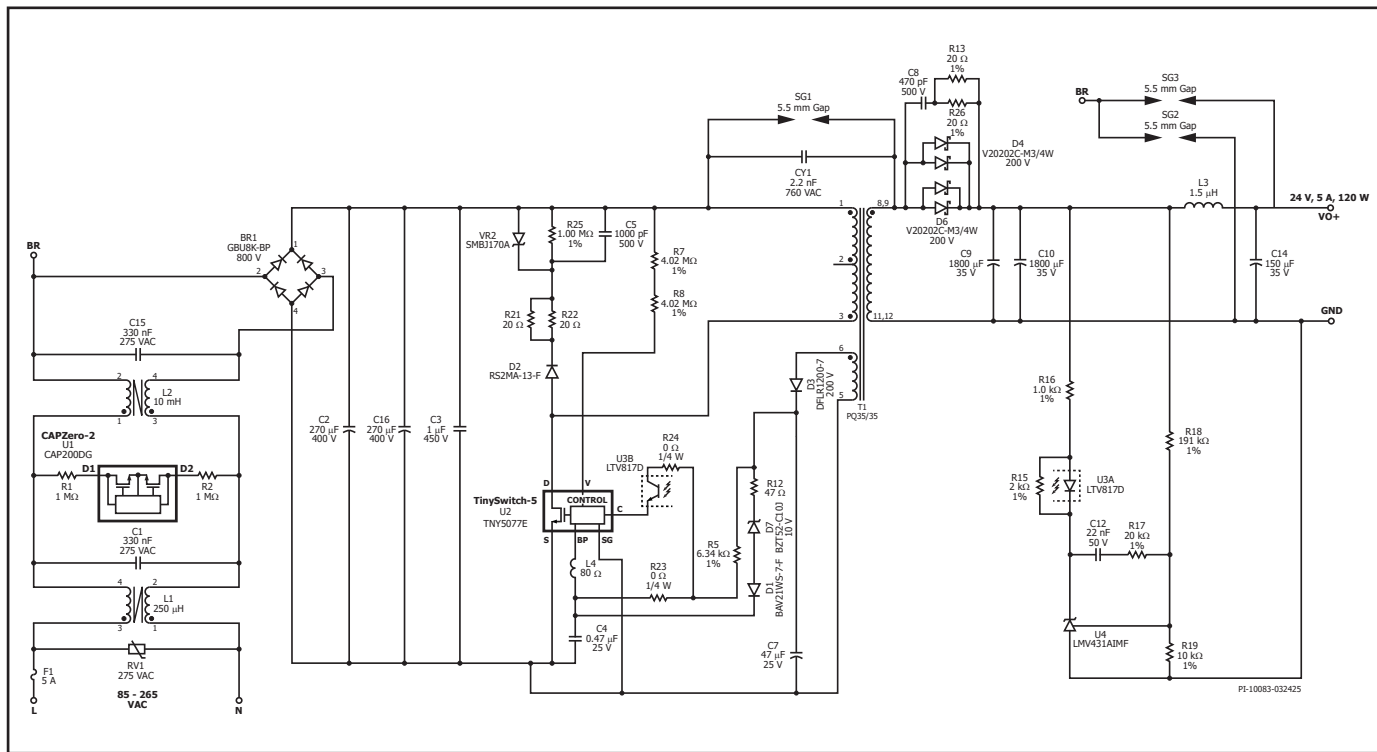


图 21. DER-1027 电路原理图 - 使用 TNY5077E 的 120 W、24 V 电源

高效率的 120W 输出电源 (TinySwitch-5)

图 21 所示为采用 TNY5077E 的通用输入、120W (24V/5A) 输出的高效率反激式电源电路。

该电源具有输入欠压锁定、输入过压保护、初级检测输出过压、输出短路保护、高满载效率 (>90%)、高平均效率 (>90%) 和低空载输入功耗 (265VAC 时 <80mW)。输出调整通过光耦器和分流稳压器 (LMV431) 来实现。

保险丝 F1 可隔离电路并提供元件故障保护。共模扼流圈 L1 和 L2 与 X 电容 C1 和 C15 一起提供 EMI 衰减。整流桥 BR1 对交流输入电压进行整流，并对 C2 和 C16 滤波电容提供全波整流直流电。电容 CY1 用于降低共模 EMI 滤波。此外，TinySwitch-5 频率调制功能可改善 EMI 性能。

泄放电阻 R1 和 R2 与 CAPZero™ IC 一起用于对输入 X 电容 C1 和 C15 中存储的能量进行放电，以满足安全放电要求。

输入欠压和过压由电阻 R7 和 R8 提供给 V 引脚的电流决定。

输入电容 C2 和 C16 足以在 85VAC 输入下维持全功率输出。经整流及滤波的输入电压加在 T1 的初级绕组上。U2 中集成的 MOSFET 驱动变压器初级的另一侧。由 D2、R22、R21、R25、C5 和 VR2 组成的 RCDZ 钳位可限制漏极峰值电压，将漏极引脚的漏感关断电压尖峰控制在安全值范围以内。

由于 TinySwitch-5 器件完全是自供电的，因此在变压器上无需辅助或偏置绕组。不过，如果增加一个偏置绕组，功耗就会降低。偏置绕组用于为 TinySwitch-5 器件供电。电阻 R5 将电流送入 BP 引脚，阻断了平时在主开关管关断时给 BP 引脚 (C4) 充电的内部高压恒流源。这使得 265VAC 时的空载功耗降低至 80mW 以下。本设计使用铁氧体磁珠 (L4) 来提高抗噪能力。

使用偏置电路实现 (电阻 R12、稳压管 D7 和阻断二极管 D1) 负载的输出过压保护，防止开环故障。当发生过压情况时，偏置电压超过稳压管 D7、D1 电压与 BP 引脚电压之和，电流开始流入 BP 引脚。当该电流超过 ISD 时，TinySwitch-5 将停止开关。自动重启将触发并持续，直到输出恢复稳压。

肖特基二极管 D4 和 D6 对 24V 输出 T1 进行整流。电阻 R13、R26 和电容 C8 可抑制由 D4 和 D6 换向引起的电压尖峰。输出电压经 C9、C10、L3 和 C14 滤波。低 ESR 电容 C9 和 C10 可最大限度地减少输出电压纹波，而后级滤波器 (L3) 和 (C14) 可进一步衰减噪声和纹波。

输出电压通过电阻分压器 R18 和 R19 进行检测。输出电压经过调整，使 LMV431 REF 引脚上的电压达到 1.24V。当阴极电压发生变化时，流经光耦器 LED 和 U2 内晶体管的电流就会相应发生变化。R12、R14 和 C15 提供稳定的工作，而电阻 R16 则确保对 U3 的最小偏置。

输出调整是通过调制关断时间（开关频率）和初级ILIM来实现的，当输出负载发生变化时，U2的输入会对关断时间和初级ILIM进行调节。在高负载下，较低的开关关断时间可确保较高的开关频率，而升高ILIM则会增加每个周期传输的能量数。当负载减少时，关断时间会增加，从而降低开关频率和ILIM，进而使每个开关周期的导通时间更短，能量传输更少。

当TinySwitch-5、整流桥和次级整流二极管器件在最高环境温度、满载、低输入电压下工作时，需要使用金属散热器将温度保持在110°C以下。

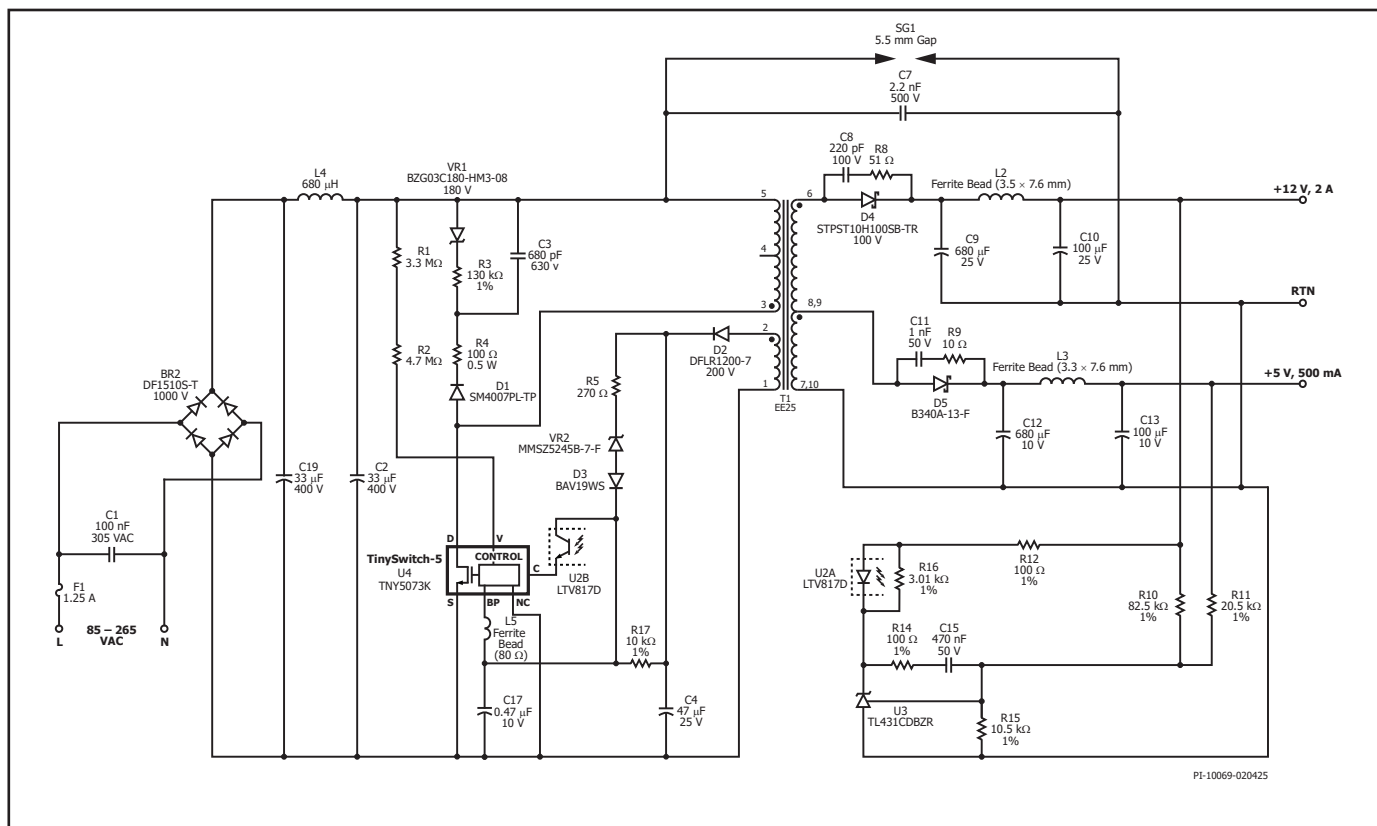


图 22. RDR-1016 电路原理图，使用 TNY5073K 的 26.5W 双路输出（12V/2A 和 5V/500mA）电源

高效率的 27W 双路输出电源 (TinySwitch-5)

图 22 所示为使用 TNY5073K 设计的输入电压 85VAC 到 265VAC 的 27W（12V/2A 和 5V/500mA）电源电路。

该电源具有输入欠压锁定、输入过压保护、初级检测输出过压、输出短路保护、高 115VAC 满载效率 (>86%)、高 230VAC 满载效率 (>87%)、高平均效率 (>85.5%) 和低空载输入功耗（230VAC 时 <50mW）。输出调整通过光耦器和分流稳压器 (TL431) 反馈来实现。

输入保险丝 F1 可防止电源中任意元件的严重故障所导致的输入电流过大。整流桥 BR2 对 AC 输入供电进行整流。电容 C2 和 C19 对整流的 AC 输入进行滤波，并与电感 L4 一起构成 n 型滤波器，对差模 EMI 进行衰减。X 电容 C1 也有助于降低共模 EMI。Y 电容 C7 连接在电源输出端与输入端之间，有助于降低共模 EMI。此外，TinySwitch-5 频率调制功能可显著降低 EMI。变压器初级的一端连接到整流 DC 母线，另一端连接到 InnoSwitch-5 IC (U4) 内开关的漏极端子。

输入欠压和过压阈值由电阻 R1 和 R2 提供给 V 引脚的电流大小决定。

由二极管 D1、电阻 R3 和 R4、电容 C3 以及稳压器 VR1 组成的低成本 RCDZ 钳位可在 U4 内的开关关断的一瞬间立即对 U4 的峰值漏源极电压进行钳位控制。钳位有助于耗散存储在变压器 T1 的漏感中的能量。

TinySwitch-5 IC 具有自启动功能，当首次 AC 上电时，它使用内部高压电源对初级旁路引脚电容 (C17) 进行充电。本设计使用推荐的铁氧体磁珠 (L5) 来提高抗噪能力。在正常工作期间，IC 的初级侧控制器从变压器 T1 的偏置绕组获得供电。该偏置绕组的输出端由二极管 D2 进行整流，并由电容 C4 进行滤波。电阻 R17 可限制提供给 TinySwitch-5 IC (U4) 的旁路引脚的电流大小。电阻 R17 将电流送入 BP 引脚，阻断了平时在主开关管关断时给 BP 引脚 (C17) 充电的内部高压恒流源。该设计可将 230VAC 时的空载功耗降至 50mW 以下。

初级检测过压保护功能的实现方式是，将串联起来的稳压管 (VR2)、限流电阻 (R5) 和阻断二极管 (D3) 从偏置电压端连接到旁路引脚。当任何输出端出现过压时，偏置绕组上升高的电压会使稳压管 (VR2) 导通，从而允许电流流入 BP 引脚。一旦电流超过电流阈值 (I_{sp})，TinySwitch-5 将立即停止开关，并开始自动重新启动，循环反复这一过程，直到输出电压回落到稳定状态。

12V 输出的输出整流由次级整流二极管 D4 提供，而 5V 输出的整流则由次级整流二极管 D5 完成。由用于 D4 的 R8 和 C8 与用于 D5 的 R9 和 C11 组成的 RC 缓冲器网络可抑制次级整流二极管上的高频振铃，这种振铃产生自变压器绕组的漏感和次级走线的电感。

具有极低 ESR 值的电容 C9 和 C12 为各自的输出提供滤波。铁氧体磁珠 L2 和 L3 与输出电容 C10 和 C13 组成低通滤波器，有助于降低 12V 和 5V 输出的输出纹波。

在反馈电路中，输出电压通过电阻分压器R10、R11和R15检测。这些电压经过调整，可在TL431 REF引脚上达到2.495V。12V输出与5V输出的反馈电流比值约为1:1，这样可确保良好的输出调整精度和交叉调整率。当阴极电压发生变化时，流经光耦器LED和U2内晶体管的电流就会相应发生变化。R12、R14和C15提供稳定的工作，而电阻R16则确保对U3的最小偏置。在空载、高输入电压条件下，将偏置绕组电压调至约10V，可进一步降低空载输入功率。

在高输入电压条件下，反馈到控制引脚上的反馈电流通常约为3mA。该电流既来自偏置绕组（C4两端的电压），也直接来自输出端，为电源输出端提供负载。为降低偏置绕组在空载条件下的损耗，调整了偏置绕组

圈数和C4的值，使C4上的最小电压约为10V。这是保持对光耦器偏置供电和维持输出稳压的最低值。

为进一步降低次级侧反馈电路的耗散，该设计使用了一个高CTR (300% – 600%)光耦器。这样将次级侧的光耦LED电流从约3mA减小到1mA以下，从而降低输出上的有效负载。此外，可以用1.24V LMV431替换标准的2.5V TL431参考电压，将该元件的供电电流要求从1mA降低到100μA。

添加了采用PCB铺铜区域形式的均热片，使TinySwitch-5和次级整流二极管在工作时的温度保持在110°C以下。

修订版本	注释	日期
A	介绍发布。	03/25

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 <https://www.power.com/company/intellectual-property-licensing/>.

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
Tel: +1-408-414-9200
Fax: +1-408-414-9765
[联系销售部门](#)

中国（上海）

普陀区大渡河路556弄2号
国浩长丰城T2北塔
6层02-03单元
上海 200062 | 中国
电话: +86-021-6354 6323
传真: +86-021-6354 6325
[联系销售部门](#)

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
邮编: 518057
电话: +86-755-8672-8689
传真: +86-755-8672-8690
[联系销售部门](#)

德国（AC-DC/LED业务销售）

Einsteiniring 37
85609 Dornach/Aschheim
Germany
Tel: +49-89-5527-39100
Fax: +49-89-1228-5374
[联系销售部门](#)

德国（门极驱动器销售）

HellwegForum 3
59469 Ense
Germany
Tel: +49-2938-64-39990
[联系销售部门](#)

印度（新德里）

#45, Top Floor
Okhla Industrial Area, Phase – III
New Delhi, India
Pin – 110020
Tel: +91-11-4055-2351/53
[联系销售部门](#)

意大利

Via Milanese 20
20099 Sesto San Giovanni (MI)
Italy
Tel: +39 02 455 08708
[联系销售部门](#)

日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku
Yokohama-shi,
Kanagawa 222-0033 Japan
Tel: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
Contact Sales

韩国

RM602, 6FL, 22
Teheran-ro 87-gil, Gangnam-gu
Seoul, 06164, Korea
Tel: + 82-2-2016-6610
Fax: + 82-2-2016-6630
[联系销售部门](#)

新加坡

51 Newton Road
#20-01/03 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Tel: +65-6358-2160
Cust. Svc: +65-6356-4480
Fax: +65-6358-2015
[联系销售部门](#)

台湾地区

5F, No. 318, Nei Hu. Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114
Tel: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
[联系销售部门](#)

英国

Radio House
St Andrews Road
Chesterton, Cambridge
CB4 1DL
Tel: +44 (0)7823 557484
[联系销售部门](#)