

应用指南AN-88

TinySwitch-LT产品系列

设计指南

简介

TinySwitch™-LT产品系列是高度集成的单片离线式开关IC，设计用于支持各种应用，宽范围输入(85 - 265VAC)时输出功率高达28.5W，高压输入(176 - 265VAC)时输出功率高达36.5W。典型应用包括个人电脑待机及辅助电源、智能家居和楼宇自动化以及家电偏置电源。该产品的一些创新特点，包括导通时间延长、锁定的输出过压关断、可选的限流点以及过温关断大大简化了设计，缩短了工程设计时间，降低了系统成本，同时提供了完善的系统级别的保护。

IC在一个器件当中集成了一个高压(650V)功率MOSFET开关及一个开/关控制器。简单的开关控制方式不需要补偿环路，并且在极轻的负载条件下也能提供恒定的效率。由漏极引脚提供内部启动电流，无需使用外部启动元件。其他特性包括可选限流点可提高设计灵活性、开关频率抖动可降低EMI。安全和可靠性特性包括自动重启限制了电源在过载、输出短路及环路开环情况下器件和整电路电路的损耗，锁存的输出过压关断可以保护负载，具有滞回特性的过温保护特性在电源温度过高时使其停止工作。导通时间延长特性提高了低输入电压情况下的功率输出能力并改善了电源的掉电维持时间特性。

EcoSmart™技术使得设计在不使用偏置绕组的情况下能够轻松实现<150mW的空载功耗。能够在整个负载范围内维持效率恒定，这使得满足ENERGY STAR®、加州能源委员会(CEC)等能效标准能变得非常简单。

反激式电源的设计是一个高度反复的过程，需要考虑和调整多个变量，以优化设计。本文档介绍的设计方法包括四个部分：利用Power Integrations设计软件的快速入门指南、简化的详细设计步骤、应用范例和深入信息部分。快速入门指南可以帮助工程师快速设计变压器并选择元件。详细设计步骤是一种设计方法，它在实现层面上指导工程师从一组给定的系统要求出发，使用TinySwitch-LT器件完成所需的反激式电源。这还包括查找表格和一个简单的设计表格程序，该程序也来自PI Expert™软件。此外，该部分还讨论了设计建议、设计指南和注意事项，如元件选择、PCB布局设计等。同时还简要介绍了器件的特点和功能。应用范例介绍了一款使用TinySwitch-LT器件的实际参考设计，说明了其工作方式、性能数据和波形。深入信息部分提供了设计方法的关键背景信息，如计算方程、设计指南和最佳做法。三者之间提供了交叉引用，读者可以在任何特定阶段在概念、实现和优化三个层次之间切换，以便深入理解和进一步优化。

与其他TinySwitch产品系列（TinySwitch-III和TinySwitch-4）相比，有一些不同之处。不过，TinySwitch系列器件的设计方法大同小异，但工程师必须了解其中的差异。表1显示了TinySwitch产品的特性比较。设计人员还应注意，PI Expert的设计表格程序PIXIs在这三种器件之间也有所不同。

特性	TinySwitch-LT	TinySwitch-III	TinySwitch-4
BV_{DSS} ，击穿电压	650V	700V	725V
输入欠压保护	不适用	是	是
输入电压补偿OCP	不适用	不适用	是
I_{LUV} ，EN/UV引脚输入过压阈值	不适用	25µA ± 10%	25µA ± 5%
V_{BP/M(RESET)} ，BP/M引脚上电复位阈值电压	典型值2.6V	典型值2.6V	典型值3.0V
表面贴装	是	是	是
封装	DIP-8C SO-8C	DIP-8C SMD-8C	SO-8 DIP-8C/SMD-8C eSOP-12

表 1. TinySwitch系列器件的特性比较

基本电路结构

图1中的电路显示了使用TinySwitch-LT设计的反激式电源的基本结构。使用TinySwitch-LT，反激式电源设计得到极大简化，需要从外部解决的设计变更也更少，从而为所有应用提供一种通用的电路结构。例如，不同的输出功率只是要求电路中的某些元件具有不同的数值，但电路结构不会改变。基本结构之外的具体应用问题（例如恒流或恒功率输出）不在本文档的讨论范围之内。

除了本应用指南之外，您还会发现TinySwitch-III和TinySwitch-4设计范例（DER，其中包括工程原型样板、工程报告及器件样品）非常有用，可作为一个工作电源范例使用。TinySwitch-III和TinySwitch-4的参考设计样品和设计工具包、设计过程和建议同样适用于TinySwitch-LT系列器件，反之亦然，但工程师应充分了解并注意不同系列器件之间的差异，如最大漏极电压额定值、特性和器件公差。有关PI Expert下载、如何获取DER和RDK以及本文档更新内容的更多详细信息，请访问www.power.com。

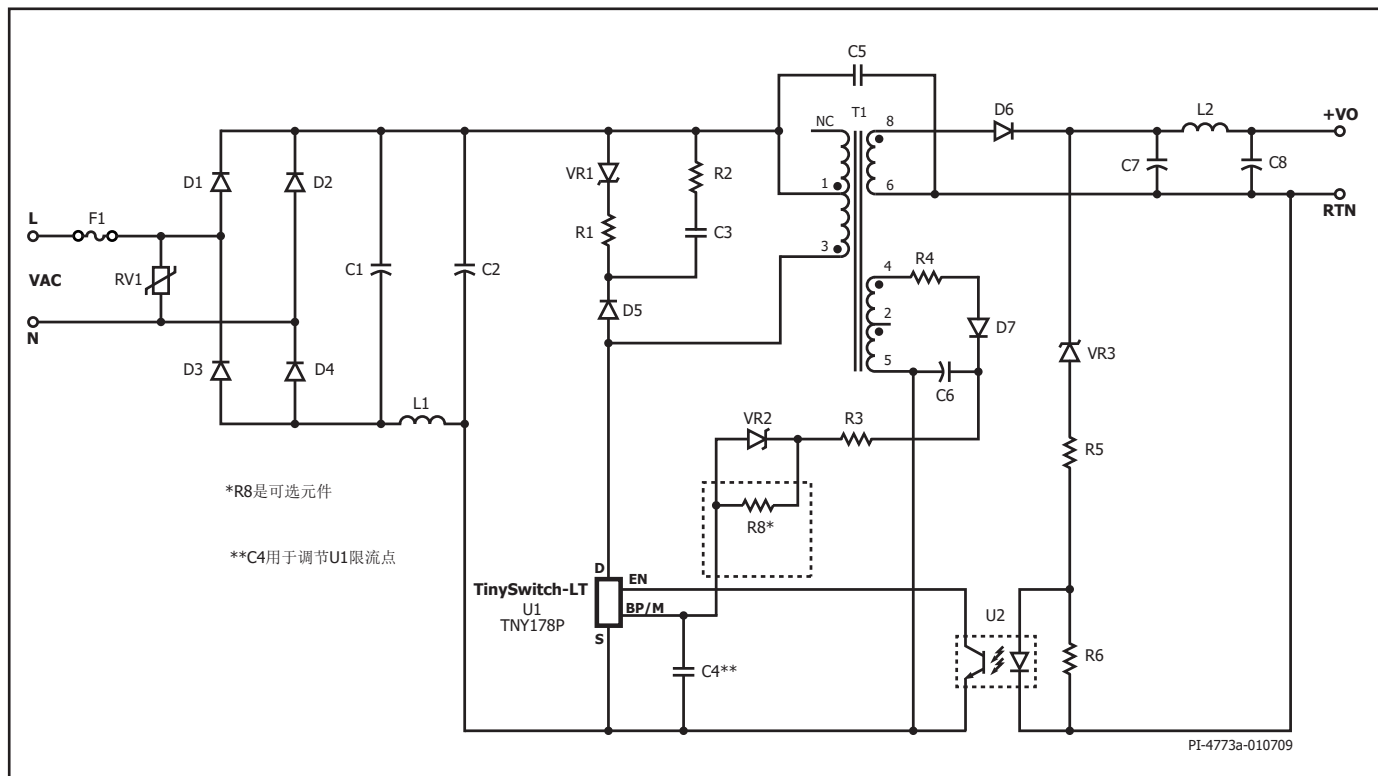


图 1. 使用TinySwitch-LT（具有PI专有的输出过压检测功能）的典型反激式电源的电路原理图

范围

本应用指南旨在帮助工程师使用TinySwitch-LT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，本文直接参考了PIXIs Designer设计表格，该设计表格为PI Expert设计软件套件的一部分（网址请见：<https://piexpertonline.power.com/site/login>）。

快速入门

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（随后的这部分内容），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。

- 录入交流输入电压范围VACMIN [B3]、VACMAX [B4]和最小工频fL [B5]
 - 缺省值: VACMIN = 85VAC; VACMAX = 265VAC; fL = 50Hz
- 录入额定输出电压VO [B6]
- 录入连续输出电流IO [B7]
- 录入预估效率η [B9]
 - 对于通用输入电压范围(85-265VAC)或单电压100/115VAC (85-132VAC)设计取值0.8; 对于单电压230VAC (185-265VAC)设计取值0.85。完成首件工程样机后在最低交流输入电压(VACMIN)、峰值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。
- 输入损耗分配因子Z [B10]
 - 典型应用取值0.5。完成首件工程样板评估后相应地调整该值。
- 输入整流桥导通时间估算值tC [B11]
 - 导通时间tC通常设置为3ms, 可以通过直接测量进行验证。
- 录入输入滤波电容容量CIN [B12]
 - 对于通用输入电压(85-265VAC)或单电压(100/115VAC)输入取值2-3μF/W输入。
 - 对于单电压230VAC (185-265VAC)输入取值1μF/W。如果此单元格为空, PIXIs设计表格将会计算70VDC (通用输入) 或150VDC (单电压230VAC) 最小输入电压(VMIN)的电容容量值。通常, 这会产生最佳的输入滤波电容值。
- 从下拉菜单中选择TinySwitch-LT或直接录入[B15]
 - 从表2中根据输出功率、输入电压及应用选择合适的器件。
- 选择限流模式[B17]的配置
 - 有三个电流限流点配置可用 – REDUCED (降低)、STANDARD (标准) 或INCREASED (升高)。
- 录入所需的反射输出电压, VOR [B23]
 - 设计表格中给出的默认值为120V。如果需要更改该值, VOR合适的起始值是设置在90V – 110V的范围内。注: VOR必须小于135V。
- 录入TinySwitch-LT导通状态漏源极电压, VDS [B24]
 - 给出的默认值为10V。如果MOSFET数据手册中没有给出可用值, 则导通状态下VDS的典型设置为10V。
- 录入输出绕组二极管正向电压降, VD [B25]
 - VD通常设置为0.7V。
- 录入所需的偏置绕组电压, VB [B31]
 - 通常情况下, 设计表格中给出的默认值为22V, 在设置OVP时可优化性能。
- 录入偏置绕组二极管正向电压降, VDB [B32]
 - 通常设置为0.7V。
- 录入磁芯类型 (如果需要), 从下拉菜单中选择磁芯类型[B38]。
 - 如果未录入任何磁芯类型[B38], 设计表格会自动选择合适的磁芯
 - AE [B41]、LE [B42]、AL [B43]、BW [B44]将根据所选的磁芯类型自动填充。
 - 对于自定义磁芯, 在[B41]到[B44]中输入磁芯参数
- 录入所需的安全挡墙宽度, M [B45]
 - 假设次级绕组将使用三层绝缘线, 设计表格中的默认安全挡墙为0mm。
 - 如果次级绕组未使用三层绝缘线, 则应输入的安全挡墙M值为3.1mm, 是所需安全挡墙6.2mm的一半。这是通用输入(85 – 265VAC)的典型挡墙。

- 录入初级绕组的层数 (如果需要), L [B46]
 - 设计表格中填充的默认初级绕组层数为3。
- 录入次级绕组圈数, NS [B47]
 - 如果灰色单元格留空, 设计表格将自动计算次级绕组的圈数。
- 录入最小直流输入电压, VMIN [B51]
 - 如果电源主输入的要求来自直流电源, 请录入最小直流输入电压要求。
 - 如果灰色单元留空, 则设计表格会根据最小交流输入电压要求、输出功率、效率和整流桥导通时间自动计算反射值。
- 录入最大直流输入电压, VMAX [B52]
 - 如果电源主输入的要求来自直流电源, 请录入最大直流输入电压要求。
 - 如果灰色单元格留空, 设计表格则根据最大交流输入电压要求自动计算反射值。
- 录入初级电感量公差, LP_TOLERANCE [B63]
 - 给出的默认值为10%。如果供应商没有提供数据, 10%的典型设置可确保变压器的可制造性。
- 录入最大的初级绕组线径 (包括绝缘层), OD [B71]
 - 建议值基于给定/计算的初级电流。如果需要, 可更改其他参数的值, 确保不会产生警告。

对于多路输出设计, 请在变压器次级设计参数 (多路输出) 下录入以下要求:

1st Output (第1路输出)

(如未使用, 默认值为单路输出设计的值)

- 录入主输出电压, VO1 [B92]
- 录入主输出直流电流, IO1 [B93]
- 录入输出二极管电压降, VD1 [B95]

2nd Output (第2路输出)

(如未使用, 则此部分留空)

- 录入第2个输出电压, VO2 [B107]
- 录入第2个输出直流电流, IO2 [B108]
- 录入第2路输出的输出二极管电压降, VD2 [B110]

3rd Output (第3路输出)

(如未使用, 则此部分留空)

- 录入第3个输出电压, VO3 [B122]
- 录入第3个输出直流电流, IO3 [B123]
- 录入第3路输出的输出二极管电压降, VD3 [B125]

负输出

- 如果存在负输出, 录入输出输出编号 (负输出[B138])。
- 示例: 如果VO2为负输出, 录入2或从下拉菜单中选择2。

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
- 选择关键元件
- 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, 对原来假设的参数 (比如效率、最低输入电压VMIN) 进行验证。请注意, 初始效率估计值非常保守。

输出功率对照表

型号 ³	230VAC ±15%		85-265VAC	
	适配器 ¹	峰值或 敞开式 ²	适配器 ¹	峰值或 敞开式 ²
TNY174P/D⁴	6W	11W	5W	8.5W
TNY175P/D⁴	8.5W	15W	6W	11.5W
TNY176P/D⁴	10W	19W	7W	15W
TNY177P⁴	13W	23.5W	8W	18W
TNY177D	11.5W	23.5W	7W	18W
TNY178P	16W	28W	10W	21.5W
TNY178D	14.5W	26W	9W	19.5W
TNY179P	18W	32W	12W	25W
TNY180P	20W	36.5W	14W	28.5W

表 2. TinySwitch-LT输出功率对照表

备注:

- 最小的连续输出功率是在典型的无风冷密闭适配器中、环境温度为+50°C的条件下测量得到的。使用一个外部散热片将提高输出功率的能力。
- 在任何设计中的最小峰值功率或在敞开式设计中的最小持续功率（参见“设计要点”）。
- 封装：P：DIP-8C；D：SO-8C。
- 请参见“设计要点”部分。

详细设计步骤

下面的设计步骤基于PI Expert设计软件（Power Integrations提供）完成，它可以自动执行完成TinySwitch反激式电源设计所需的关键计算。PI Expert可让设计人员避免高度反复的典型设计过程。本节还提供了速查表和经过实证的设计指南，可以帮助设计人员加快设计过程。

反复优化设计以消除警告。如果有任何参数超出建议值的范围，右手边相应的建议栏内会给出消除此警告的指导方法。当所有警告都清除时，变压器的输出设计参数就可用来绕制变压器样品。

第1步 – 应用变量

录入：VACMIN、VACMAX、fL、VO、IO、η、Z和CIN

最小和最大输入电压，VACMIN [B3]、VACMAX [B4]从表3当中确定输入电压范围，以符合特定的地区要求。直接录入所需的VACMIN和VACMAX（参考图2）。

工频，LINEFREQ (Hz) [B5]

对于通用输入电压或单电压100VAC输入取值50Hz；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，这都预留了足够的整体设计裕量。在绝对最差情况下或根据产品规格可以将这些数值降低6%（使用47Hz或56Hz）。表3提供了给定输入电压和特定地区要求下的工频参考。

额定输出电压，VO (V) [B6]

录入电源主输出电流的额定输出电压。通常，反馈电路都是连接到主输出上。对于具有多路输出的设计，输出功率最大的输出通常是主输出。

电源输出电流，IO (A) [B7]

录入电源的最大连续输出电流。

连续输出功率，Power (W) [B8]

该值根据输出电压和最大连续输出电流自动计算得出。

电源效率，η [B9]

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（一般为最低输入电压）条件下由输出端测得的效率。对于大部分输出功率来自于输出电压为12V或更大、次级没有电流检测电阻的电源设计，起始值可以取0.8或80%。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。

电源分配因子，Z [B10]

该因子表示电源初级和次级之间的损耗比例。Z因子和效率参数决定了功率级要处理的实际功率。例如，功率级（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。该值越大，表示次级侧损耗就越大。

整流桥导通时间，tC (ms) [B11]

如果无法确定，将录入整流二极管的导通时间取3.00ms。

总输入电容容量，CIN (μF) [B12]

参照表3录入总输入电容容量。

输入电容容量用来确定大电容的最小及最大直流输入电压。必须使用足够的输入电容保证最低直流输入电压(VMIN) > 70VDC。

例如，从图2可计算出输出功率PO为12W。使用表3并参考通用输入电压，建议的总输入电容容量介于2至3μF/W之间；因此，总输入电容容量应在24μF至36μF范围内。在该范围内选择一个电容值，使VMIN电压大于70VDC。在选择输入电容时需要考虑的因素包括：单个或并联组合的电容值必须是标准的，并且它应该提供一个可优化变压器设计的VMIN。在CIN [B12]单元格中录入选择的值。如图2所示，设计人员在单元格[B12]中选择并录入了28.8μF。设计表格自动计算出VMIN [B51]为78.96VDC。有关VMIN [B51]和VMAX [B52]值，请参见图3。深入信息提供了在给定最小交流输入和假定整流桥导通时间(tC)的情况下计算最小直流输入电压的方程。

对于无交流输入而仅有直流输入的设计，可以在设计表格的灰色单元格内录入最小及最大直流输入电压VMIN和VMAX（见图3）。

图2所示为设计表格中录入应用变量的单元格。图3所示为直流输入电压参数。

1	ACDC_TNY-LT_121218; Rev.1.1; Copyright Power Integrations 2018	INPUT	INFO	OUTPUT	UNIT	ACDC_TNY-LT_121218; Rev.1.1; TinySwitch-LT Continuous/Discontinuous Flyback Transformer Design Spreadsheet
2	▼ENTER APPLICATION VARIABLES					设计标题
3	VACMIN	85		85	V	最小交流输入电压
4	VACMAX	265		265	V	最大交流输入电压
5	fL	50		50	Hz	交流电网频率
6	VO	12.00		12.00	V	输出电压（在连续输出功率条件下）
7	IO	1.00		1.00	A	电源输出电流（对应于峰值功率）
8	Power			12.00	W	连续输出功率
9	n	0.71		0.71		到输出端子的估计效率。如果没有合适的数值，取值0.7以下
10	Z	0.50		0.50		Z因子。次级侧损耗与电源总损耗的比率。若没有合适的数值，取0.5
11	tC	3.00		3.00	ms	整流桥导通时间估计值
12	CIN	28.80		28.80	uF	输入电容容量
13						

图 2. TinySwitch-LT设计表格中的应用变量部分（含灰色单元格）

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	100	85	122	50/60
美国、加拿大	120	90	132	60
欧洲、亚洲、非洲	115、120、127	90	155	50/60
澳洲、美洲和世界其他地区	220、230 240	185 185	265 265	50/60 50

表 3. 标准的全球输入电压范围和工频

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)	VMIN (V)
100/115	2 ~ 3	≥80
通用	2 ~ 3	≥80
230	1	≥240

表 4. 不同的输入电压范围建议的总输入电容容量

49					
50	▼DC INPUT VOLTAGE PARAMETERS				
51	VMIN		78.96	V	最小直流输入电压
52	VMAX		374.77	V	最大直流输入电压
53					

图 3. 灰色单元格用来录入直流电压的参数数值

第2步 – 录入TinySwitch-LT变量: TinySwitch-LT器件、电流限流点、VOR、VDS、VD

图4所示为TinySwitch-LT器件的变量。

选择正确的TinySwitch-LT器件[B15]

根据输入电压范围和最大输出功率自动选择默认选项。确保没有显示“警告”，并应仔细查看[D]和[F]栏中的“信息”，然后再处理其他设计参数。如果设计表格中显示“警告”消息，请选择较大型号的器件以消除警告。

要手动选择器件型号，请参考TinySwitch-LT功率对照表，根据设计的峰值输出功率选择一个器件。然后将连续输出功率与功率对照表中适配器应用的连续功率数值进行比较（如果电源是全封闭式设计），或将连续输出功率与开放式应用中的连续功率数值进行比较（如果电源是敞开式设计）。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。同样，如果连续输出功率接近功率对照表中所列的最大适配器功率数值，则需要根据实际工程样机的温升测量结果来确定是否需要选择更大型号的器件。

14	▼ENTER TinySwitch-LT VARIABLES					
15	TinySwitch-LT	TNY178P		TNY178P		用户自定义TinySwitch-LT
16	Chosen Device		TNY178P			
17	Chose Configuration	STD		Standard Current Limit		输入"RED"表示降低电流限流点（密闭适配器），输入"STD"表示标准电流限流点，或者输入"INC"表示升高电流限流点（峰值或更大功率应用）
18	ILIMITMIN			0.512	A	最小电流限流点
19	ILIMITTYP			0.550	A	典型电流限流点
20	ILIMITMAX			0.588	A	最大电流限流点
21	fSmin			124000	Hz	器件最小开关频率
22	I ² fmin			35.94	A ² *kHz	I ² *2f（电流限流点的平方与频率的乘积经过精调，以获得更小的公差）
23	VOR	101.0		101.0	V	反射输出电压（推荐VOR < 135V）
24	VDS			10.00	V	TinySwitch-III导通状态漏源极电压
25	VD			0.70	V	输出绕组二极管正向电压降
26	KP			0.59		纹波电流与峰值电流的比率(KP < 6)
27	KP_TRANSIENT			0.38		瞬态纹波与峰值电流的比率。确保KP_TRANSIENT > 0.25
28						

图 4. 设计表格中的TinySwitch-LT变量部分

选择电流限流点配置[B17]

旁路/多功能引脚电容的值决定了该器件的电流限流点设置。TinySwitch-LT允许在三个级别之间选择内部电流限流点，即标准限流点(ILIMIT)、降低限流点(ILIMIT-1)或升高限流点(ILIMIT+1)。该选择是通过在设计表格的单元格[B17]中录入RED、STD或INC来完成的。

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RED即采用最低的电流限流点，器件的热耗散也最低。这样即使在高环境温度条件下也能最大限度地减少散热需求。例如，在散热量最小的密闭适配器中就会选择RED。

选择INC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。这非常适合敞开式设计，以及将外部散热连接到器件的源极引脚的适配器。

对于大多数应用应选择STD，因为这可以达到平衡热耗散和系统效率的目的。

图5显示了三个可选电流限流点（ILIMIT-1、ILIMIT和ILIMIT+1，分别对应于RED、STD和INC）下的最小实际输出功率。这可作为根据功率能力和输入电压选择TinySwitch-LT器件的指南。

在给定的设计表格设计中，图4显示所选器件是具有标准[STD]限流点的TNY178P。所选器件的电流限流点公差在[B18]中显示为ILIMIN或最小电流限流点，在[B19]中显示为ILIMTYP或典型电流限流点，在[B20]中显示为ILIMMAX或最大电流限流点。所选器件的电流限流点公差是确定最小电感量、初级绕组圈数和最大磁通密度等关键参数的重要因素。

峰值输出功率对照表

输出功率对照表

型号	230VAC ±15%			85–265VAC		
	I _{LIMIT-1}	I _{LIMIT}	I _{LIMIT+1}	I _{LIMIT-1}	I _{LIMIT}	I _{LIMIT+1}
TNY174P	9.1W	10.9W	9.1W	7.1W	8.5W	7.1W
TNY175P	10.8W	12W	15.1W	8.4W	9.3W	11.8W
TNY176P	11.8W	15.3W	19.4W	9.2W	11.9W	15.1W
TNY177P	15.1W	19.6W	23.7W	11.8W	15.3W	18.5W
TNY178P	19.4W	24W	28W	15.1W	18.6W	21.8W
TNY179P	23.7W	28.4W	32.2W	18.5W	22W	25.2W
TNY180P	28W	32.7W	36.6W	21.8W	25.4W	28.5W

图 5. 三种可选电流限流点下的最小实际输出功率

最小开关频率, f_{S MIN} (Hz) [B21]

该参数是数据手册中的最小开关频率，相当于124kHz。

最小器件功率系数, $I_2^2 f_{\min}$ (A²kHz) [B22]

该值是所选器件在所受限流模式下 $I_2 f$ 参数在数据手册中的最小值。初级电感值量需要根据该值计算得出。

反射输出电压, VOR (V) [B23]

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。默认值为120V, 可调整VOR以实现不违反设计规则的设计, 可接受的建议最大值小于135V。根据需要调整VOR, 以确保不会触发设计表格中的警告。为达到设计优化的目的, 应考虑如下因素:

- 较高的VOR会降低输出二极管上的电压应力, 这样有时可以使用较低的电压额定值, 从而提高效率。
- 较高的VOR会增加漏感, 从而降低电源整体效率。
- 较高的VOR会增大次级侧的峰值电流及有效值电流, 从而增加次级侧铜线线径和二极管损耗, 进而降低效率。
- 选择所需VOR的另一个重要考虑因素是最大漏源极电压降额。在设计中, 典型的漏极电压降额设置为小于 BV_{DS} 的90%。下面表5显示了在预估效率超过80%的情况下VOR推荐值与输出功率的关系。可以在制作第一个工程样机并进行评估后再进行优化。

输出功率	输入电压 (VAC)	推荐的 VOR起始值	推荐的 VOR范围
POUT < 20W	85 – 265	100V	90V – 120V
20W < POUT < 28W	85 – 265	110V	100V – 120V
POUT ≥ 30W	230VAC	120V	110V – 130V

表 5. VOR推荐值与输出功率的对应关系

导通状态漏源极电压, VDS (V) [B24]

这是内部MOSFET导通时假定的漏极至源极电压降。如果该灰色单元为空, 假定的默认电压值为10V。如果没有合适的数值, 使用默认值即可。

输出二极管正向电压降, VD (V) [B25]

录入主输出二极管的平均正向电压降。如果没有合适的数值选择, 对肖特基二极管取值0.5, 对PN结二极管取值0.7V。假定的默认值为0.7V。

纹波电流与峰值电流的比率, KP (STEADYSTATE) [B26]和KP_TRANSIENT [B27]

KP是用来衡量是连续工作模式还是断续工作模式的参数。这些参数将在设计表格中自动计算。

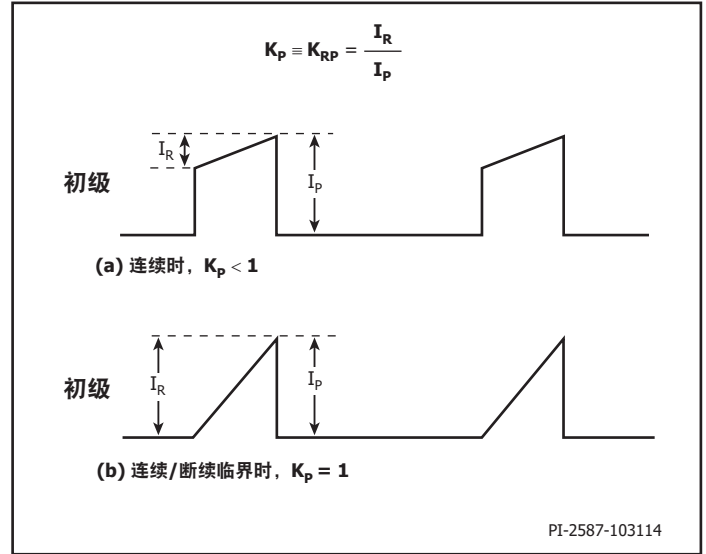


图 6. 连续导通模式电流波形, $KP < 1$

$KP < 1$ 表示连续导通模式(或CCM工作模式)。此时, KP为纹波电流与峰值初级电流的比率(见图6)。

$KP > 1$ 表示断续导通模式(或DCM工作模式)(见图7)。

KP是初级MOSFET关断时间与次级二极管导通时间的比率。

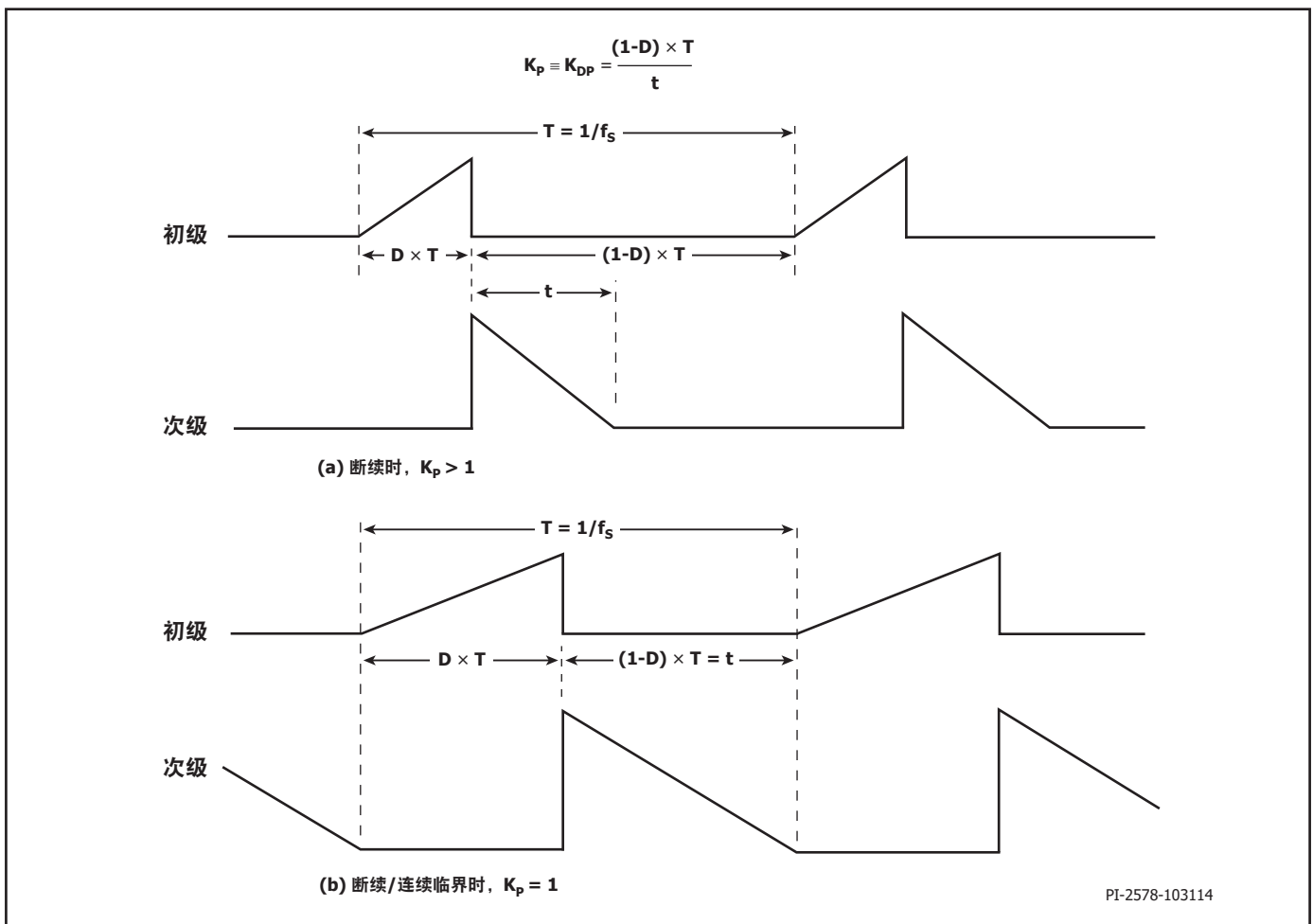
$$K_p \equiv K_{RP} = \frac{I_R}{I_P}$$

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

KP取值应在 $0.25 < KP < 6$ 的范围内。如果取值超出这个范围, 相应的建议会在该单元中给出。

KP (STEADYSTATE)为出现几个连续开关周期时计算出的KP值。

KP (TRANSIENT)为跳过一个周期后所计算出的最小KP值。当漏极电流从零开始上升到限流点时, 该周期的导通时间相对于稳态工作时的导通时间要长。这会缩短关断时间, 同时会缩短励磁电感的磁通复位时间。那么, 在下一个周期开始导通时, 起始电流就会更高, 纹波电流会变小, 进而产生更低的KP值。取值应大于0.25, 以防止在前沿消隐时间结束时过高的起始电流值误触发电流限流点, 进而限制电源的输出功率。

图 7. 断续模式电流波形, $K_p > 1$

第3步 – 选择偏置绕组电压, V_B (V) [B31]

如果该灰色单元为空, 假定的默认电压值为22V。如果需要, 可以在该灰色单元格内输入其它电压值; 取值建议在15V – 30V之间。该值必须确保有足够的裕量为旁路/多功能引脚提供电流, 并限制偏置绕组功耗对空载输入功率的影响。可按表格中NB的圈数来绕制变压器内的偏置绕组。应为偏置输出的整流二极管选择电压额定值高于PIVB的超快速二极管 (例如, BAV19WS、BAV20WS和UF4003二极管是理想的选择)。

如果工程师想要更改偏置绕组电压, 在灰色单元格[B31]中录入该值。

录入偏置绕组二极管的正向电压降, V_{DB} [B32]。默认值为0.7V。

VZOV值是稳压管电压额定值的预估值, 用于输出过压保护。当稳压管导通并超过旁路/多功能引脚的关断阈值电流(I_{SD}) (通常为6.5mA) 时, 将触发TinySwitch-LT中的锁存关断功能, 电源随之锁存关断。此外, 也可将一个小阻值 (10Ω到47Ω) 电阻与偏置绕组二极管及/或OVP

稳压管串联接入, 作为额外的滤波, 如图1所示。同OVP稳压管串联在一起的电阻(R3)同样可以控制流入旁路/多功能引脚的最大电流。

NB或偏置绕组[B33]根据所需的次级绕组圈数 N_S 和偏置绕组电压 V_B 计算得出。

稳压管电压(VZOV) [B34]应选择为比偏置绕组电压 V_B 高约6V。该值可提供良好的OVP性能, 同时允许漏感发生变化。

图8所示为设计表格中的偏置绕组变量。

第4步 – 变压器磁芯/结构变量

磁芯类型[B38]

如果此单元格为空, 数据表格会根据指定的连续输出功率自动选择常用最小的磁芯型号。从下拉列表中可选择不同的磁芯类型和尺寸, 如果用户偏好的磁芯不可用, 用户可在灰色单元格 (**AE**、**LE**、**AL**、**BW**) 中

直接录入磁芯和骨架参数。这样当磁芯列表中没有用户使用的磁芯或用户选用特殊的磁芯及骨架参数时，用户可自行输入相应的参数。请参见图9，了解设计表格中的变压器磁芯和结构变量。表6列出了在电源工作频率为132kHz时，不同输出功率水平下推荐的常用磁芯类型。

其中，

- AE [B41]，磁芯等效截面积(cm²)
- LE [B42]，磁芯等效路径长度(cm)
- AL [B43]，无气隙磁芯等效电感量(nH/T²)
- BW [B44]，骨架绕组宽度(mm)

30	▼ENTER BIAS WINDING VARIABLES					
31	VB		22.00	V	偏置绕组电压	
32	VDB		0.70	V	偏置绕组二极管正向电压降	
33	NB		12.13		偏置绕组圈数	
34	VZOV		28.00	V	过压保护齐纳稳压管电压	
35						

图 8. 设计表格中的偏置绕组变量部分

37	▼ENTER TRANSFORMER CORE/CONSTRUCTION VARIABLES					
38	Core Type	EE25	EE25		输入变压器磁芯	
39	Core		EE25	P/N:	PC40EE25-Z	
40	Bobbin		EE25_BOBBIN	P/N:	EE25 BOBBIN	
41	AE		0.404	cm ²	磁芯等效截面积	
42	LE		7.340	cm	磁芯等效路径长度	
43	AL		1420.00	nH/T ²	无气隙磁芯等效电感量	
44	BW		10.20	mm	骨架绕组宽度	
45	M	1.00	1.00	mm	安全挡墙宽度（初级至次级爬电距离的一半）	
46	L	2.00	2.00		初级绕组层数	
47	NS		7		次级绕组圈数	

图 9. 设计表格中的变压器磁芯和结构变量部分

输出功率(132kHz)	磁芯表	
	三层绝缘线	挡墙绕制
0 – 10W	EF12.6 EE13 EF16 EE16	EI22 EE19 EI22/19/6 EEL16
10 – 20W	EE19 EI22 EI22/19/6 EF20	EF20 EI25 EEL19
20 – 30W		EI28
30 – 50W	EF25	EEL22

表 6. 常用磁芯以及这些磁芯可用于典型设计的输出功率水平

安全挡墙，M (mm) [B45]

对于要求隔离但不使用三层绝缘线的设计，要输入变压器骨架两侧的安全挡墙宽度（挡墙宽度）。一般情况下，对于通用电压输入，总的挡墙宽度应为6.2mm，因此在设计表格中要输入3.1mm。对于垂直骨架，骨架两端的安全挡墙可以不是对称的。即使在实际制作变压器时只有一边有绝缘间距，但如果总的挡墙宽度为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或

咨询安规工程师及变压器供应商以确定所需的安全边距宽度。由于安全边距减少了绕组绕制的可利用面积，因此对于尺寸较小的磁芯并不适合采用安全边距的变压器结构。如果在设计表格中输入安全挡墙后，初级绕组的层数(L)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、安全挡墙为零的设计。

初级绕组层数，L [B46]

如果灰色的层数单元格内为空，则默认取值为3。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，从而保证初级绕组的电流密度达到200圆密耳/安培(CMA)。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。由于TinySwitch-LT具有很高

的开关工作频率，因此必须尽量减少变压器的漏感。在初级钳位耗散极高的设计应用中，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。KP取值应在 $0.25 < KP < 6$ 的范围内。如果取值超出这个范围，相应的建议会在该单元中给出。

次级绕组圈数，NS [B47]

如果此单元格为空，数据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密度BM低于建议的最大值3000高斯(300mT)。一般来讲，没有必要在灰色单元格内输入其它值，除非需要更低的工作磁通密度（参见关于BM限制的说明）。

如果工程师希望反复优化次级绕组圈数，那么合适的预估值是对100/115VAC使用1圈/伏特，对230VAC或通用输入使用0.6圈/伏特。

第6步 – 变压器设计的微调并完成原始设计

微调设计，确保不显示“警告”，“信息”应由工程师审核（均在D栏和F栏中显示）。如果有任何参数超出建议值的范围，右边相应的建议栏内会给出消除此警告的指导方法。

当所有警告都清除时，变压器的参数就可用来进行样品变压器的制作或发给样品供应商。图12所示为设计表格中的变压器初级设计参数部分。

直流输入电压参数，[B51] – [B52]

请参见图3。

最小直流输入电压，VMIN [B51]

VMIN是最小直流输入电压，它取决于交流输入电压、整流桥、输出功率、效率和储能电容。设计表格会根据录入的最小交流输入电压自动计算该值。如果电源要求的输入电压为直流，则设计人员可以录入要求的最小直流输入电压。

最大直流输入电压，VMAX [B52]

VMAX是最大直流输入电压，它只是最高交流输入电压VACMAX的峰值。设计表格会根据录入的最大交流输入电压自动计算该值。如果电源要求的输入电压为直流，则设计人员可以录入要求的最大直流输入电压。

电流波形参数，[B55] – [B59]

这些参数是反激式电源初级电路的关键参数，由设计表格自动计算。图11显示了设计表格中的电流波形参数部分。

最大占空比，DMAX [B55]

在满载和最小输入电压下计算得出。DMAX是计算所需最小初级电感量的一个因素，它取决于反射电压和计算或录入的最小直流输入电压。

初级平均电流，IAVG [B56]

根据数据手册中给出的TinySwitch-LT器件的纹波因子KP、最大占空比DMAX和ILIMIT进行计算。

最小峰值初级电流，IP [B57]

自动计算的参数，用于计算所需的最小电感量。

初级纹波电流，IR [B58]

根据计算出的纹波因子和给定的峰值初级电流确定电流波形斜率。

初级有效值电流，IRMS [B59]

用于确定初级绕组线规和计算功率损耗。

关键的变压器电气参数包括：[B62] – [B76]

图12显示了设计表格中的变压器初级设计参数部分。除初级电感量公差(LP_TOLERANCE [B63])外，所有参数均由设计表格自动计算。LP_TOLERANCE的缺省值为10%，但用户可以根据需要或变压器供应商提供的数据更改该值。对于最大初级线径(OD, [B71])，如果知道特定信息，可以在灰色单元格中进行更改。

初级电感量，LP (μH) [B62]

该参数是变压器的目标额定初级电感量，由设计表格自动计算得出。初级电感量公差中给出10%的裕量，以满足所需的最小初级电感值。

初级电感量公差，LP_TOLERANCE (%) [B63]

该参数为假设的初级电感量公差。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。这也是计算初级电感值的一个因素。

初级绕组圈数，NP [B64]

初级绕组的总圈数是自动计算的参数。设计表格将计算出初级绕组圈数，此圈数可以保证最大工作磁通密度BM低于建议的最大值3600高斯。为了降低漏感，建议采用初级绕组分开的变压器绕制方法。

开气隙后的磁芯等效电感量，ALG (nH/t2) [B65]

变压器供应商用此参数来确定磁芯的气隙间距。

最大工作磁通密度，BM (Gauss) [B66]

最大工作磁通密度是一个计算得出的参数。为了限制开机和输出短路时的最大磁通密度，建议正常工作时的最大磁通密度为3000高斯。在这种情况下，输出电压较低，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TinySwitch-LT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3000高斯，可以保证在启动及输出短路情况下磁芯不会饱和。

TinySwitch-LT的跳周期工作方式会使变压器产生音频分量的噪声。为抑制噪声产生，在设计中应使变压器的峰值磁芯磁通密度低于3000高斯(300mT)。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。在钳位电路中使用类似Z5U介质的陶瓷电容也可能产生音频噪声。在这种情况下，尝试使用其他不同介质材料的电容，例如薄膜型电容。

最大初级绕组线径，OD (mm) [B71]

如果此单元格为空，设计表格会默认为双涂层的绝缘漆包线，线径为标准线径。如果用户使用的是非标准的双涂层/Nyleze加强型绝缘漆包线，则可以在灰色单元格内直接输入线径。

由设计表格自动计算的其他变压器电气参数包括：

磁芯损耗曲线中的交流磁通密度，BAC [B67]

计算出的值用于估算磁芯的功率损耗。

无气隙磁芯的相对磁导率， μ_r [B68]

该相对磁导率是一个常数参数。

气隙长度，LG [B69]

为了便于制造，建议的气隙长度必须大于0.1mm。

等效骨架宽度，BWE [B70]

等效骨架宽度是所选磁芯骨架的给定参数。

总绝缘层厚度估算值，INS [B72]

用于选择导线规格。

裸线直径，DIA [B73]

用于确定能够支持初级电流的初级绕组导线规格。

初级绕组导线规格，AWG [B74]

该值四舍五入为下一个较小的标准AWG值。

以Cmil为单位的裸线等效面积，CM [B75]

用于确定初级绕组的电流容量。

初级绕组电流容量，CMA [B76]

推荐的初级绕组电流容量必须在 $200 < CMA < 500$ 的范围内。

为帮助设计人员优化变压器设计，图10显示了参数变化时所显示的参数之间的关系。

		B_M	L_G	CMA
L	↑	-	-	↑
N_s	↑	↓	↑	↓
磁芯尺寸	↑	↓	↑	↑

图 10. 变压器参数关系

其中：

↑，表示数值增加。

↓，表示数值减小。

-，表示无变化。

自动计算的变压器次级关键设计参数：[B80] – [B84]

图13是设计表格中显示变压器次级设计参数的部分。

峰值次级电流，ISP [B80]

用于确定输出电容的次级有效值电流和ESR要求。

次级有效值电流，IS RMS [B81]

计算值用于选择次级绕组的导线尺寸（也在设计表格中计算）以及选择输出电容的纹波电流额定值。

输出电容有效值纹波电流，IRIPPLE [B82]

用于选择输出电容。

次级绕组裸线最小圆密尔数，CMS [B83]

用于确定次级绕组的导线电流容量。

次级绕组导线规格，AWGS [B84]

该值四舍五入为下一个较大的标准AWG值。

在连续短路条件下，需要较大直径的导线将变压器温度保持在可接受的范围内。

电压应力参数[B87] – [B88]

图14显示了自动计算的初级MOSFET和次级输出二极管上的电压应力参数。

最大漏极电压估算值，VDRAIN [B87]

设计表格中反映的最大漏极电压或VDRAIN将提供MOSFET的正确选择。出于降额目的，计算值至少应为TinySwitch-LT最大漏极电压(650V)的80%至90%。

输出整流管最大反向峰值电压，PIVS [B88]

根据设计表格中显示的次级整流管PIV值，可以选择适当的输出二极管。出于降额目的，计算值至少应为所选二极管最大反向电压的80%至90%。

54	▼ CURRENT WAVEFORM SHAPE PARAMETERS				
55	DMAX		0.594		最小初级电感量和最小输入电压时满载下的占空比
56	IAVG		0.245	A	初级平均电流
57	IP		0.512	A	最小峰值初级电流
58	IR		0.304	A	初级纹波电流
59	IRMS		0.328	A	初级有效值电流

图 11. 电流波形参数

61	▼ TRANSFORMER PRIMARY DESIGN PARAMETERS				
62	LP		1071	uH	典型初级电感。+/-10%可确保963uH的最小初级电感量
63	LP_TOLERANCE		10	%	初级电感公差
64	NP		56		初级绕组圈数
65	ALG		346	nH/T*2	开气隙后的磁芯等效电感量
66	BM		2800	Gauss	最大工作磁通密度，推荐BM<3000
67	BAC		830	Gauss	磁芯损耗曲线中的AC磁通密度（0.5 X 峰值-峰值）
68	μ_r		2053		无气隙磁芯的相对磁导率
69	LG		0.11	mm	气隙长度(Lg > 0.1mm)
70	BWE		16.4	mm	等效骨架宽度
71	OD		0.295	mm	初级绕组最大线径（包括绝缘层）
72	INS		0.052	mm	估计的总绝缘层厚度（= 2 * 膜厚度）
73	DIA		0.243	mm	裸线直径
74	AWG		31	AWG	初级绕组的导线规格（如果计算出的线径在两种标准线径之间，则使用较小线径的导线）
75	CM		81	Cmils	以Cmil为单位的裸线等效面积
76	CMA		246	Cmils/A	初级绕组电流容量(200 < CMA < 500)

图 12. 设计表格中的变压器初级绕组设计参数部分

78	▼ TRANSFORMER SECONDARY DESIGN PARAMETERS				
79	Lumped parameters				
80	ISP		4.838	A	峰值次级电流
81	ISRMS		2.307	A	次级有效值电流
82	IRIPPLE		2.079	A	输出电容有效值纹波电流
83	CMS		461	Cmils	次级绕组裸线最小圆密尔数
84	AWGS		23	AWG	次级导线规格（舍入到下一个较大的标准AWG值）
85					

图 13. 设计表格中的变压器次级绕组设计参数部分

86	▼ VOLTAGE STRESS PARAMETERS				
87	VDRAIN		599	V	最大漏极电压估计值
88	PIVS		52	V	输出整流管最大反向峰值电压
89					

图 14. 初级MOSFET漏极和次级输出二极管的电压应力参数

第7步 – 多路输出参数, [B91 – B138]

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**VO1**、**IO1**和**PO1**将是在第1步中录入的主要输出参数。图15所示为设计表格中的多路输出参数。图16为具有负输出的设计。

设计表格还会自动计算每路次级输出的关键电气参数：

输出的圈数, NS

- 计算出的每路输出的圈数。NS1对应主输出，相当于单元格[B47]中计算出的或所需的次级绕组圈数。

次级输出有效值电流, ISRMS (A)

- 用于确定次级绕组的导线规格，并确定输出电容的纹波电流。

次级电流波纹, IRIPPLE (A)

- 用于调整输出滤波电容的大小。

次级整流管最大峰值反向电压, PIVS (V)

- 用于确定输出整流二极管的大小，以选择电压额定值。

此外，还提供了有关次级导线的其他信息：

次级绕组裸线直径, CMS (Cmils)次级绕组线规格, AWGS (AWG)

次级绕组最小裸线直径, DIAS (mm)

次级绕组三层绝缘线的最大外径, ODS (mm)

90	▼ TRANSFORMER SECONDARY DESIGN PARAMETERS (MULTIPLE OUTPUTS)				
91	1st output				
92	VO1		12.00	V	主输出电压（如未使用，则默认为单路输出设计）
93	IO1		1.00	A	输出直流电流
94	PO1		12.00	W	输出功率
95	VD1		0.70	V	输出二极管正向电压降
96	NS1		13.00		输出绕组圈数
97	IS RMS1		2.307	A	输出绕组有效值电流
98	IRIPPLE1		2.079	A	输出电容有效值纹波电流
99	PIVS1		52	V	输出整流管最大反向峰值电压
100	Recommended Diodes		SB380		推荐用于此输出的二极管
101	CMS1		461	Cmils	输出绕组裸线最小圆密耳(mil)数
102	AWGS1		23	AWG	线规（舍入到下一个较大的标准AWG值）
103	DIAS1		0.575	mm	裸线最小直径
104	ODS1		0.608	mm	三层绝缘线的最大外径
105					
106	▼ 2nd output				
107	VO2		0.00	V	输出电压
108	IO2		0.00	A	输出直流电流
109	PO2		0.00	W	输出功率
110	VD2		0.70	V	输出二极管正向电压降
111	NS2		0.00		输出绕组圈数
112	IS RMS2		0.000	A	输出绕组有效值电流
113	IRIPPLE2		0.000	A	输出电容有效值纹波电流
114	PIVS2		0	V	输出整流管最大反向峰值电压
115	Recommended Diode				推荐用于此输出的二极管
116	CMS2		0	Cmils	输出绕组裸线最小圆密耳(mil)数
117	AWGS2		N/A	AWG	线规（舍入到下一个较大的标准AWG值）
118	DIAS2		N/A	mm	裸线最小直径
119	ODS2		N/A	mm	三层绝缘线的最大外径
120					
121	▼ 3rd output				
122	VO3		0.00	V	输出电压
123	IO3		0.00	A	输出直流电流
124	PO3		0.00	W	输出功率
125	VD3		0.70	V	输出二极管正向电压降
126	NS3		0.00		输出绕组圈数
127	IS RMS3		0.000	A	输出绕组有效值电流
128	IRIPPLE3		0.000	A	输出电容有效值纹波电流
129	PIVS3		0	V	输出整流管最大反向峰值电压
130	Recommended Diode				推荐用于此输出的二极管
131	CMS3		0	Cmils	输出绕组裸线最小圆密耳(mil)数
132	AWGS3		N/A	AWG	线规（舍入到下一个较大的标准AWG值）
133	DIAS3		N/A	mm	裸线最小直径
134	ODS3		N/A	mm	三层绝缘线的最大外径
135					

图 15. 设计表格中变压器次级绕组设计参数的多路输出部分

136	▼ Total power		12	W	总输出功率
137					
138	Negative Output	▼	N/A		如果存在负输出，录入输出编号。例如，如果VO2是负输出，录入2

图 16. 设计表格中的负输出部分

第8步 – TinySwitch-LT外围元件的选择

旁路/多功能引脚电容

连接到旁路/多功能引脚上的电容可用来实现电源的去耦和及三个限流点的选择。

取值0.1 μ F时选择标准限流点(I_{LIMIT})，1 μ F时选择降低限流点($I_{LIMIT-1}$)，10 μ F时选择升高限流点($I_{LIMIT+1}$)。

器件选择的灵活性还表现在，相邻型号产品之间的电流限流值相互重叠。对于TNY175-TNY180而言，一个1 μ F的BP/M引脚电容将选择一个与相邻更小型号相同的限流点，一个10 μ F的BP/M引脚电容将选择一个与相邻更大型号相同的限流点。因此，在不同型号产品之间切换时就如同更改BP/M引脚电容的值一样简单。TNY174的MOSFET没有提高流限的能力，因此不具备此项特性。

可外部设定的MOSFET限流点，提高了设计灵活性。图17显示了相邻器件之间的电流限值相互重叠。

在 $I_{LIMIT+1}$ 限流点下工作时，不需要使用更大器件即可增加输出功率能力，但根据连续功率或平均功率的不同，需要在器件的源极引脚连接一个外部散热片。

在 $I_{LIMIT-1}$ 限流点下工作时，可降低给定器件的输出功率，同时也可减少损耗，从而提高效率。

器件	限流点(mA)		
	BP/M CAP 1 μ F $I_{LIMIT(RED)}$	BP/M CAP 0.1 μ F I_{LIMIT}	BP/M CAP 10 μ F $I_{LIMIT(INC)}$
TNY174*	210	250	210
TNY175	250	275	350
TNY176	275	350	450
TNY177	350	450	550
TNY178	450	550	650
TNY179	550	650	750
TNY180	650	750	850

图 17. 相邻器件的电流限流点相互重叠

- *250mA是TNY174的最大电流限流点。所有 $\geq 1\mu$ F的BP/M电容值可选择 $I_{LIMITred}$ 。
- 对于TNY175至TNY180而言， $I_{LIMITred}$ 等于相邻更小型号器件的标准 I_{LIMIT} 。
- $I_{LIMITinc}$ 等于相邻更大型号器件的 I_{LIMIT} 。
- 只需更改BP/M电容的值即可优化器件型号和电流限流点。
- $I_{LIMITinc}$ = 功率最高的解决方案。
- $I_{LIMITred}$ = 最高的效率。
- 可使相同的电源适用于环境温度各不相同的应用中。

如果已选用0.1 μ F旁路电容，则该电容应为高频陶瓷电容（如，采用X7R电介质）。必须将其直接放置在BP/M和源极引脚之间，以对进入旁路引脚的噪声进行滤波。

如果已选用1 μ F或10 μ F旁路电容，建议直接在BP/M和源极引脚之间放置一个0.1 μ F滤波电容，以实现高频去耦。

为确保获得正确的电流限流值，建议仅使用额定容值为0.1 μ F、1 μ F或10 μ F的电容。此外，BP/M电容值的公差应与实际应用环境温度范围内要求的容差相等或更高。可接受的最小及最大电容值由IC的表征设定（参见表7）。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(MLCC)，因为它能使电容靠近IC放置。推荐使用采用0805封装、额定电压10V的贴片式多层陶瓷X7R电容。图18（TDK MLCC直流偏置特性）所示为电容相对于施加电压的变化关系图。这是对采用X7R和X5R电介质、具有不同封装尺寸和额定电压的4.7 μ F额定容值的电容进行的模拟。

额定初级旁路 引脚电容值	与额定电容值相关的公差	
0.1 μ F	-60%	+100%
1 μ F	-50%	+100%
10 μ F	-50%	不适用

表 7. BP/M引脚电容公差值

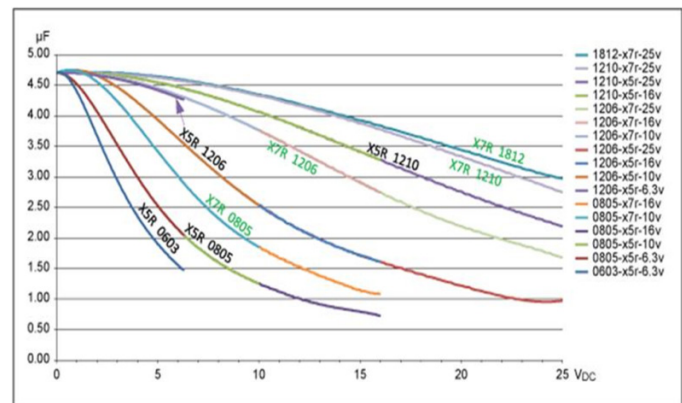


图 18. 4.7 μ F（X7R和X5R型）电容容量变化与所施加电压的关系

初级钳位元件的选择

本节介绍三种常用的初级钳位配置：RCD、稳压管钳位和稳压管泄放(RCD+Z)配置。我们将详细说明每种钳位电路，并提供设计指南和最佳做法，以帮助工程师为其设计选择正确的钳位配置及其元件。图19所示为稳压管钳位与RCDZ配置在电路和稳压管功耗方面的比较。图20所示为RCD和RCDZ的初级钳位电路布局。表10列出了各个钳位电路的相对优点。

初级钳位电路优化时的设计要点

- 尽量减少漏感，将变压器的每个绕组层完全填满。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良好起点，但最佳做法是测量实际变压器样品的漏感。
- 优化RCD钳位中的缓冲电阻值，以进一步降低功率损耗，并满足以下条件：1. EMI性能不会受到影响。并且2. 内部MOSFET (BV_{DSS})具有足够的漏极电压裕量，在最差情况（最大输入电压、最大过载功率或输出短路）下通常设置 BV_{DSS} 的80%至90%范围内。如果需要为效率和空载输入功率留出足够的裕量，则可选择其他初级钳位配置，如稳压管钳位或稳压管泄放(RCD+Z)配置。
- 通过优化反射电压(V_{OR})值，将钳位损耗降至最低。
- 采用正确的布局和变压器结构（例如，在初级缓冲器和绕组之间保持紧密耦合环路，并在每个初级绕组之间缠绕多层胶带），将绕组间电容量降至最低。

RCD钳位配置

RCD适用于非常关注成本最小化和EMI性能的应用场合。这是低功率电源应用中最常用的钳位电路。图20所示为使用RCD钳位的电路。

在图20的RCD钳位电路中，钳位二极管 D_{CLAMP} 必须为标准恢复玻璃钝化二极管或者反向恢复时间 $\leq 2\mu s$ 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-LT中的MOSFET关断时，二极管就会瞬间导通，来自的漏感的能量传输至钳位电容 C_{CLAMP} 。串联路径中的电阻 R_{DAMP} 衰减，可防止因漏感与钳位电容 C_{CLAMP} 之间的谐振而产生的过度振铃。对振荡进行衰减可降低EMI， R_{DAMP} 典型值在22Ω到100Ω的范围内。电阻 R_{CLAMP} 可泄放存储在电容 C_{CLAMP} 中的能量。使用TinySwitch-LT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。因此必须针对每个设计优化电容 C_{CLAMP} 以及电阻 R_{CLAMP} 和 R_{DAMP} 。一般而言，建议尽量减小电容 C_{CLAMP} 的值，并尽量增大电阻 R_{CLAMP} 和 R_{DAMP} 的值，同时仍能在最高输入电压和满载下符合 BV_{DSS} 限值。 R_{DAMP} 值应足够大才能在所需的时间内衰减振铃，但也不能过大，因为这样会使漏极电压超过 BV_{DSS} 的80%至90%（取决于降额要求）。请注意，TinySwitch-LT器件的 BV_{DSS} 为650V。

采用Z5U等介质材料的陶瓷电容用作钳位电路中的 C_{CLAMP} 时，可能会产生音频噪声，因此通常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。

钳位二极管 D_{CLAMP} 推荐使用1N4007G，它是标准1N4007二极管的玻璃钝化版本。该二极管的反向恢复时间为2μs。如果没有玻璃钝化类型的二极管，可使用FR107G或FR106G等快速二极管代替。

可使用下列公式计算R2CD的元件值：

$$R_{SN} = \left[\frac{V_C^2}{\frac{1}{2} L_{LK} \times I_{PK}^2 \times \frac{V_C \times F_S}{V_C - V_{OR}}} \right]$$

$$C_S = \frac{V_C}{R_{SN1} \times F_S \times dV_{CSN}}$$

$$R_S = \left(\frac{L_{LK}}{C_{SN}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

其中：

R_{SN} 或 R_{CLAMP} ，是缓冲电阻，用于泄放缓冲电容中的能量。

V_C 或 V_{CLAMP} ，是钳位电路两端的电压。

I_{PK} ，是峰值开关电流。

F_S ，是开关频率。

L_{LK} ，是从实际变压器样品测得的漏感。

V_{OR} ，是反射输出电压。

C_S 或 C_{CLAMP} ，是缓冲电容。

dV_{CSN} ，是钳位电容上的最大纹波电压，通常为钳位电压的10%。

R_S 或 R_{DAMP} ，是串联电阻或阻尼电阻。

例如：

$V_C = 150V$, $F_S = 124kHz$, $I_{PK} = 0.6A$, $V_{OR} = 95V$, $L_{LK} = 5\mu H$ 且
 $dV_{SN} = 15V$

以下数值是应用上述公式得出的结果：

$R_{CLAMP} = 86.02k\Omega$, $C_{CLAMP} = 1.09nF$, $R_{DAMP} = 67.7\Omega$

估算 R_{CLAMP} 的功率耗散：

$$PR_{CLAMP} = \frac{V_C^2 C_{CLAMP}}{R_{CLAMP}}$$

在低压满载时用数字万用表(DMM)测量 C_{CLAMP} 的电压。

稳压管钳位配置

RCD钳位是抑制初级漏极MOSFET电压的最简单方法。然而，使用RCD钳位时，轻载损耗会受到持续功率耗散的影响，空载时的输入功率会更高。对于低空载功耗和高轻载效率至关重要的应用，建议使用的初级钳位是稳压管钳位配置（图19）。这种配置在启动瞬态期间能更有效地钳制漏感能量。稳压管钳位电压 V_{CLO} 的额定值需要比反射电压高50%，以便稳压管仅钳制漏感能量，并且不会阻碍电流从初级到次级的切换。实验测量结果表明，需要这一电压裕量才能通过漏感快速建立次级电流。不应使用较低的钳位电压，因为磁芯中储存的部分能量会输送到稳压管，从而增加其耗散。在高电流和高温条件下，钳位电压 V_{CLM} 可能会更高。实验数据表明， V_{CLM} 可比 V_{CLO} 高出40%。

$$V_{CLM} = 1.4 \times V_{CLO}$$

此外，当阻断二极管与稳压管串联时，由于二极管的正向恢复，会增加20V的电压尖峰。串联电阻RS的作用是衰减振铃。尽管钳位的平均功率耗散较低，但稳压管的脉冲功率耗散却很高。高应力和高功率要求使用P6KE系列的瞬态电压二极管(TVS)，应选择合适的元件并进行足够的降额。

表8提供了在不同输入电压下稳压管钳位配置中推荐使用的稳压管或TVS二极管以及阻断二极管。

输入电压 (VAC)	稳压管电压 VCLO (V)	TVS	二极管
100/115	90	P6KE91	FR107、1N4937及UF4005
85 – 265	200	P6KE200	FR107、1N4937及UF4005
230	200	P6KE200	FR107、1N4937及UF4005

表 8. 稳压管钳位的TVS和二极管建议

RCDZ钳位（稳压管泄放）配置

初级钳位设计的目标是减少漏极节点振铃，限制漏极峰值电压，最大限度地减少耗散，以实现高效率 and 低空载输入功耗。为了实现这些目标，可以选择RCDZ钳位或稳压管泄放（图19）配置。这是一种RCD钳位，所用电阻由电阻 R_{CLAMP} 和低功率稳压管(VR_{CLAMP})的串联组合取代。添加稳压管可防止钳位电容(C_{CLAMP})在轻载或空载时放电至稳压管电压额定值以下，而标准RCD钳位通常会发生这种情况。这可以提高轻载效率和降低空载输入功率。通过 VR_{CLAMP} 的瞬时电流受 R_{CLAMP} 限制，因此可采用标准的低成本、低功耗稳压管，而不是TVS二极管。

VR_{CLAMP} 的值通常设置为反射电压值的0% – 20%。表9列出了一些推荐稳压管元件。

对于10W以下的变换器， C_{CLAMP} 的值通常为1nF；对于10W以上的设计，该值通常为10nF。

选择 R_{CLAMP} 的值是为了将 C_{CLAMP} 放电到 VR_{CLAMP} 的值。 R_{CLAMP} 通常为2kΩ至20kΩ，调整后 C_{CLAMP} 上的电压约为 $V_{OR} \times 1.5$ 。 D_{CLAMP} 的电压额定值应为 $V_{OR} + 10V$ 以上的下一个标准值。在变压器漏感较高的设计中，可能需要增加 R_{CLAMP} 的值，以使 VR_{CLAMP} 的耗散保持在可接受的水平。

为防止高频振铃， D_{CLAMP} 被选为标准恢复二极管，而不是快速或超快恢复二极管。建议使用Vishay型号为1N4007G的标准二极管。如果没有，也可选择1N4937、RS1J、FR106G和FR107G。

R_{DAMP} 的作用是衰减漏极电压振铃，将振铃衰减到可接受的水平，同时保持漏极峰值电压低于内部MOSFET的 BV_{DSS} 。建议范围为47Ω至330Ω，典型值为100Ω。

表9列出了一些推荐用于R2CDZ钳位配置的稳压二极管。

稳压管型号	电压额定值
1N5270B – 1N5275B	91V – 140V
BZG03C91– BZG03C150	91V – 100V

表 9. 推荐用于R2CDZ钳位配置的稳压管

初级钳位配置比较

与其他两种钳位配置相比，RCD钳位不仅简单，而且成本最低，在衰减EMI噪声方面性能最佳。然而，电路简单也有其缺点，它可能导致空载输入功率显著增加（参见图21中的比较）。如果不存在假负载，它的轻载效率最低，轻载和空载调整能力较差。如果缓冲器内的元件选择不当，RCD钳位也可能导致轻载时产生振荡。

稳压管泄放实际上是一种结合RCD钳位和稳压管的配置，其中 R_{CLAMP} 与稳压管串联，而电容 C_{CLAMP} 与该串联组合并联。而在稳压管钳位中，与稳压管串联的电阻和并联电容不存在。这两种钳位电路如图19所示。因此，在稳压管钳位配置中，稳压管会耗散所有功率，并承担接近初级电流的峰值电流。尽管钳位的平均功率耗散较低，但脉冲功率耗散却很高。这种高应力和高功率要求使用P6KE系列的瞬态电压二极管(TVS)，应选择合适的元件并进行足够的降额。与稳压管(TVS)钳位不同，稳压管泄放电路具有软拐点，这会导致钳位电容两端的负载非线性增加。这样可以减少峰值电流，降低稳压管脉冲功率耗散，从而确保较低的稳压管应力。通常，在稳压管泄放配置中，峰值电流被串联电阻限制在几十毫安。稳压管的应力要小得多，因此可以使用低成本、低额定功率的1W稳压管，而非TVS二极管。此外，使用稳压管还能够消除可靠性问题。

如图19所示，稳压管泄放电路中使用的稳压管的功率耗散明显低于稳压管(TVS)钳位型电路中的峰值功率耗散。

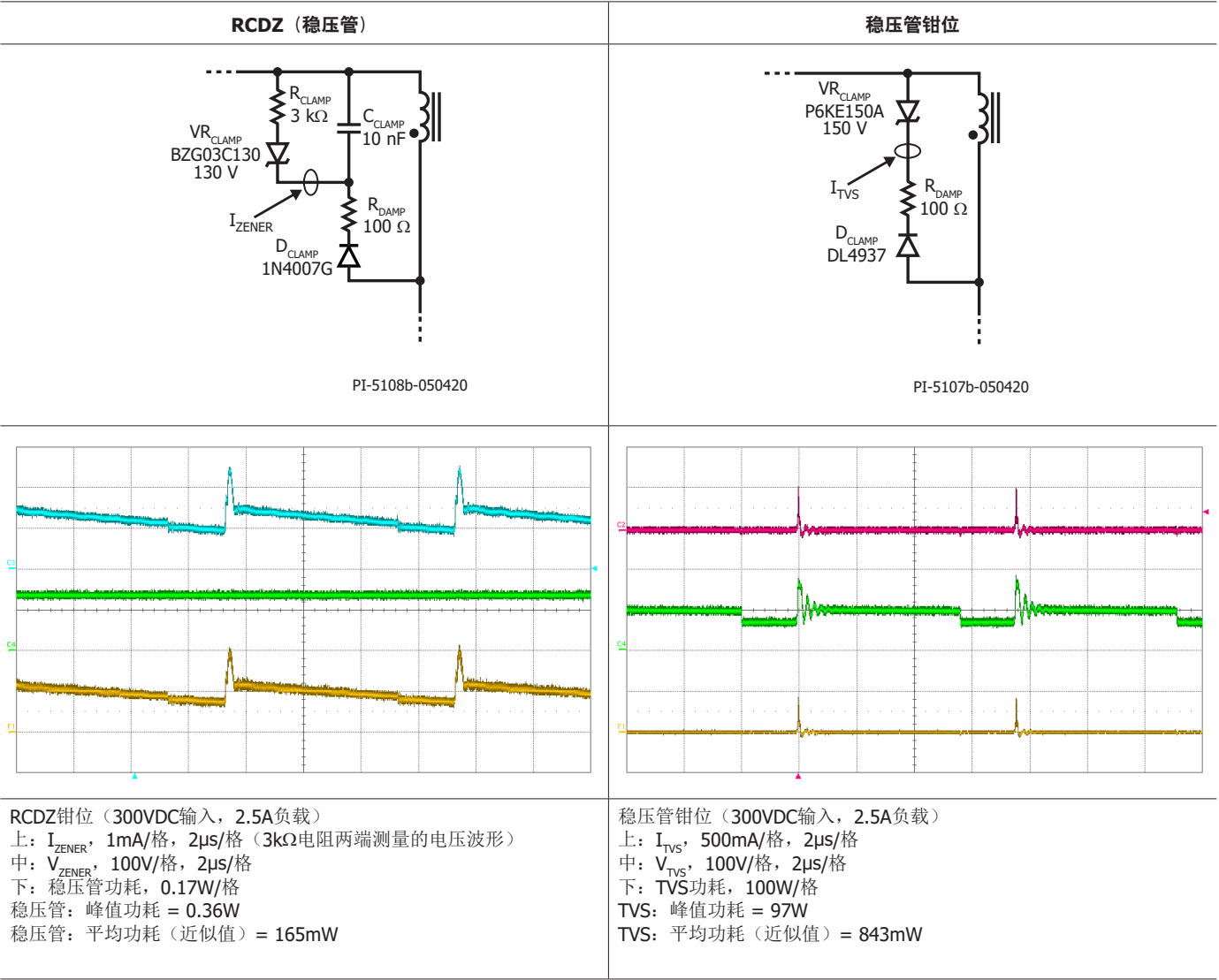


图 19. 稳压管泄放(RCDZ)与稳压管钳位的比较

使用RCD钳位并在轻载或空载下工作时，CCLAMP的电压会放电到VOR值以下。当下一个反激周期发生时，初级钳位电路现在作为负载出现，CCLAMP的电压必须超过VOR的值，输出二极管和偏置二极管才会导通。这种负载效应导致通过偏置绕组采样的输出电压显得较低，因此控制环路做出响应并且输出电压上升到正确值以上。由于CCLAMP上的偏置根据工作频率不规则地变化，该错误可能会导致脉冲突发。

当负载较高时，RCD钳位允许漏感尖峰幅值明显增大，从而导致初级和反馈绕组上的振铃增加，这可能会因采样电压的变化而引起振荡。与RCD钳位相反，稳压管泄放电路可确保钳位电容放电到低于稳压管额定电压的水平后，钳位电容上几乎没有负载。这种非线性特性使PSR变换器具有出色的调整能力，因为即使在轻载情况下，它也能使偏置绕组和初级绕组电压跟踪次级输出电压。

图21所示为使用RCD和稳压管泄放初级钳位时的输入功耗比较。当稳压管泄放(RCDZ)作为初级钳位电路时，输入功率显著降低。

从图22的输出电压调整中可以看出，在相同的假负载条件下，RCD缓冲器也会导致输出在轻载时超出调整范围。解决这个问题需要一个更大阻值的假负载电阻，这会进一步增加空载输入功率。

最后，可以对图20所示的RCDZ钳位进行优化，以尽量减少反馈绕组反激脉冲的振铃。阻尼电阻RDAMP值对反馈绕组上产生的振铃量有很大影响，如以下两种情况所示。请注意，在MOSFET关断边沿，反馈绕组波形与初级绕组波形的定性关系是多么密切。

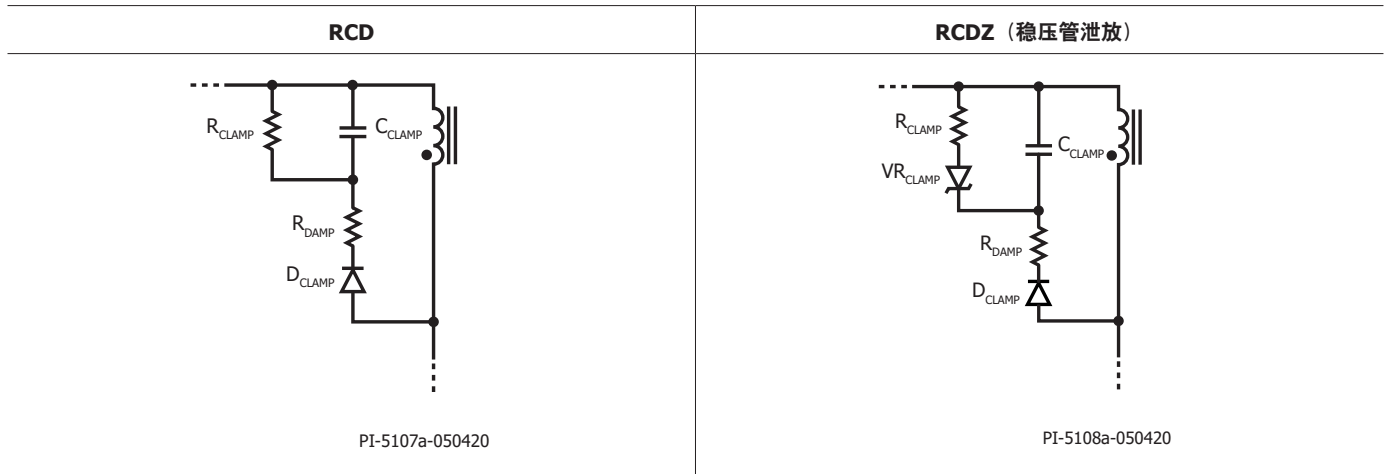


图 20. 初级钳位布局：RCD和RCDZ（稳压管泄放）

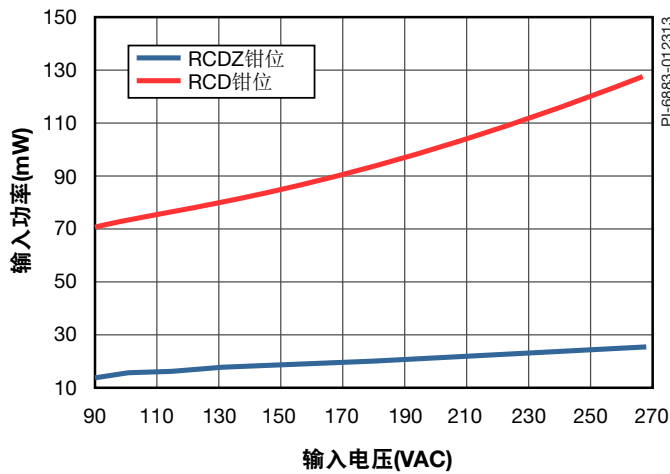


图 21. 使用RCD与RCDZ的30W适配器的输入功率比较

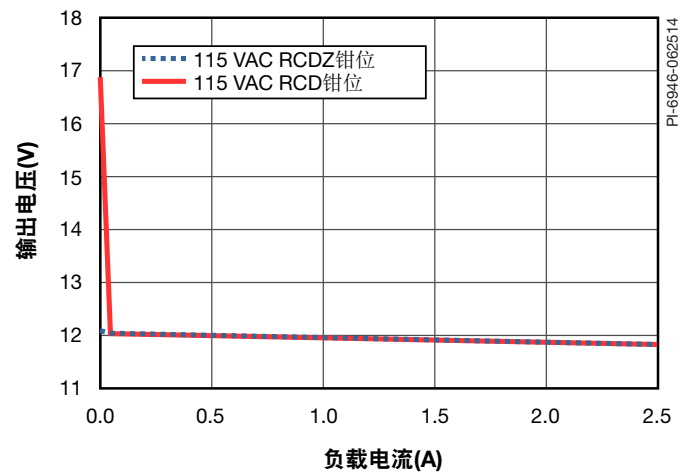


图 22. 使用RCD与RCDZ钳位的30W适配器的稳压性能比较。

初级钳位电路			
优势	R2CD	稳压管	R2CDZ
元件成本	低	中	高
空载输入功率	高	低	中
轻载效率	低	高	中
EMI响应	低	高	中

表 10. 初级钳位电路的优势比较

外围偏置供电元件

在MOSFET处于关断期间，TinySwitch-LT的内部(5.85V)稳压器就会从漏极引脚电压吸收电流，将连接到BP/M引脚的旁路电容充电到5.85V。旁路/多功能引脚是内部供电电压节点。当MOSFET导通时，器件利用储存在旁路电容内的能量工作。图23和图24说明了BP/M引脚电容充电和MOSFET开关开始的情况。内部电路极低的功率耗散使TinySwitch-LT可使用从漏极吸收的电流持续工作。一个0.1μF的旁路电容就足够实现高频的去耦及能量存储。

此外，当有电流通过外部电阻（R_{BIAS}，见图26）提供给旁路/多功能引脚时，一个分流稳压钳位电路会将旁路/多功能引脚电压钳在6.4V。利用偏置绕组经过外部电阻向TinySwitch-LT供电，可以将空载功耗降低到50mW以下。

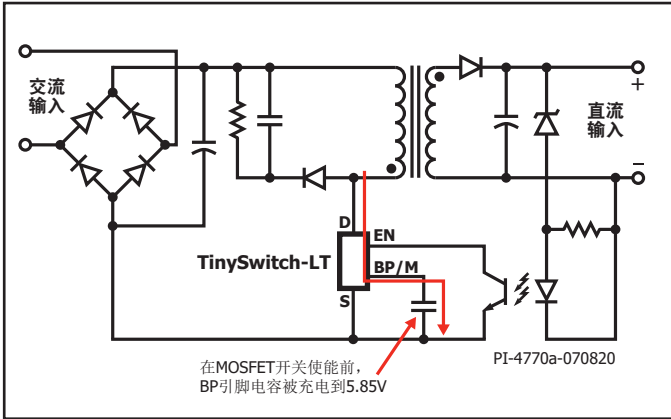


图 23. 为BP/M引脚电容充电

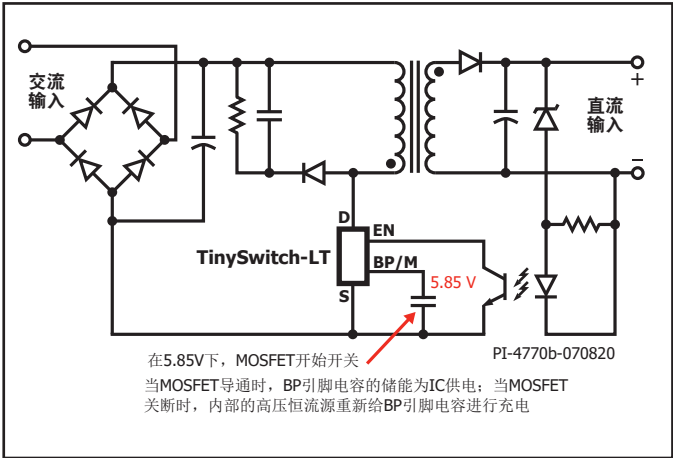


图 24. 说明MOSFET开关的开始

图25所示为旁路引脚电压使能时的TinySwitch-LT启动波形，该电压在TinySwitch开关周期之前达到5.85V。

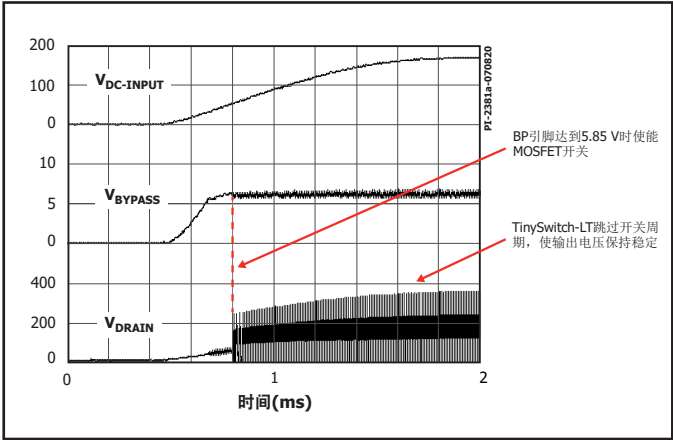


图 25. TinySwitch-LT的启动波形

IC偏置电流

在正常工作模式下，TinySwitch-LT的外部供电电流必须等于 $I_{S2_MAX} + |I_{DIS_MAX}|$ 。在图26中，电阻 R_{BIAS} 从 C_{BIAS} 上的偏置电压提供该电流。由于轻载或空载条件下开关频率可能较低，为了防止电压过度下降，需要采用容值 $\geq 1\mu F$ （取决于偏置电压）且额定电压高于最大偏置电压的电解电容。

$$I_{BIAS} = \frac{V_{BIAS} - V_{BP/M}}{R_{BIAS}}, I_{BIAS} > I_{S2_MAX} + |I_{DIS_MAX}|$$

其中，

I_{BIAS} ，是IC在正常工作期间的外部供电电流。

V_{BIAS} ，是IC的外部供电电压，由偏置绕组产生。

$V_{BP/M}$ ，是数据手册中的BP/M引脚电压。

I_{S2_MAX} ，是数据手册中IC的最大漏极供电电流(I_{S2})。

I_{DIS_MAX} ，是数据手册中EN/UV引脚的最大关断阈值电路上限(I_{DIS})。

必须对图26电路原理图中的偏置电阻 R_{BIAS} 值以及偏置电压进行优化，以满足空载功耗要求以及TinySwitch IC的供电电流。

空载功耗

对于有更低输入空载功耗的应用，可使用偏置绕组向TinySwitch-LT供电。从图26中可以看出，电阻 R_{BIAS} 将电流送入旁路/多功能(BP/M)引脚，抑制了内部高压电流源，通常此高压电流源在内部MOSFET关断期间维持旁路/多功能引脚的电容电压(C_{BP})。这会将空载输入功耗降低至50mW以下，尤其是在高压输入时功耗最高。为了实现如此低的输入功率，需要优化一些关键因素，即外部偏置供电电压、偏置滤波电容的选择和偏置电阻值。选择偏置电阻的值以提供数据手册中规定的漏极供电电流(I_{S2})。在实际设计时，由于低负载时偏置电压随之降低，最初选定一个电阻值使得供电电流为数据手册中规定的最大电流的40%，然后再增大电阻的数值以满足最低空载功耗的要求。

偏置输出电压的优化也是在整个输入电压范围内保持低空载输入功率的关键，尤其是在高输入电压下。根据经验，空载条件下的最小偏置电压应为7V，这仍有足够的裕量向IC的BP引脚提供电流。

根据偏置绕组电压的不同，建议偏置绕组输出滤波电容(C_{BIAS})使用 $1\mu F$ 至 $10\mu F$ 容值，以防止轻载或空载条件下过度下降。推荐使用低ESR电解电容，因为它可以降低空载输入功率，并且额定值高于最大偏置电压。推荐使用超快速二极管作为偏置绕组整流管，以同样降低空载功耗。

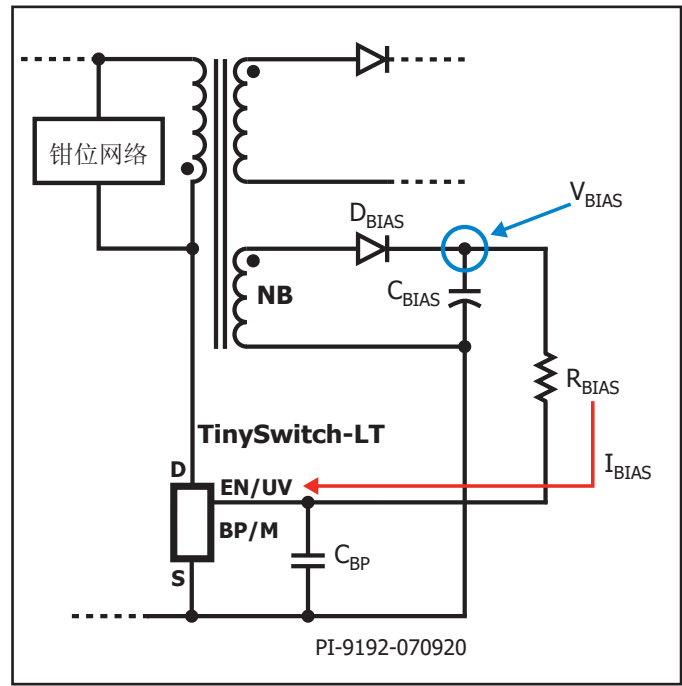


图 26. 具有偏置绕组的TinySwitch-LT电路

输出过压关断

在发生严重的开环故障时，如光耦器失效，锁存关断功能对负载可起到保护作用。

该设计通过MOSFET关断期间的偏置绕组电压实现PI专有的初级过压检测。为了触发TinySwitch-LT的锁存关断功能，流入BP/M引脚的电流(I_{SD})必须大于6.5mA。可以通过检测偏置绕组电压来控制BP/M引脚的电流值。在图27中， C_6 上的偏置电压的典型值为22V。在开环情况下，偏置电压将随输出电压的上升等比例增加。一旦该值超过BP/M引脚电压(6.15V)和VR2的额定电压(28V)的总和，电流便会流入BP/M引脚。当电流超过 I_{SD} 时，该元件将锁存关断。要对锁存进行复位，EN/UV引脚的电流必须下降到UV阈值电流(25 μA)以下，或者将BP/M引脚的电压降低到4.9V以下。通常在AC断电且输入大电容放电后即可复位。在需要更快复位的设计中，可以使用单独的交流检测电路来为EN/UV引脚供电。图27所示是具有OVP保护的电路原理图。

在大多数设计中实现OVP的功能，稳压管(VR2)的电压应比偏置绕组电压高出6V左右，但也可因漏感值的变化进行调整。

初级检测OVP设计指南：

- $V_B \approx V_{OUT} \times N_B/N_S$ ：高偏置电压通过减少漏感的影响来提高精度。可在12V至22V的偏置电压范围内正常工作。 N_B 是偏置绕组的圈数， N_S 是次级绕组的圈数。
- 稳压管电压(VR2)， $VR_{OVP} > V_B + V_{BP(MAX)}$ ：其中， $V_{BP(MAX)} = 6.15V$ （来自数据手册）。
- R4对漏感尖峰进行滤波，R3调整触发点。建议值为10 Ω 至47 Ω 。
- 确认OVP不会误触发：在低输入电压、最大负载下（此时漏感能量最大）进行测试。在最高输入电压、空载下（此时输出过冲最大）进行启动实验。

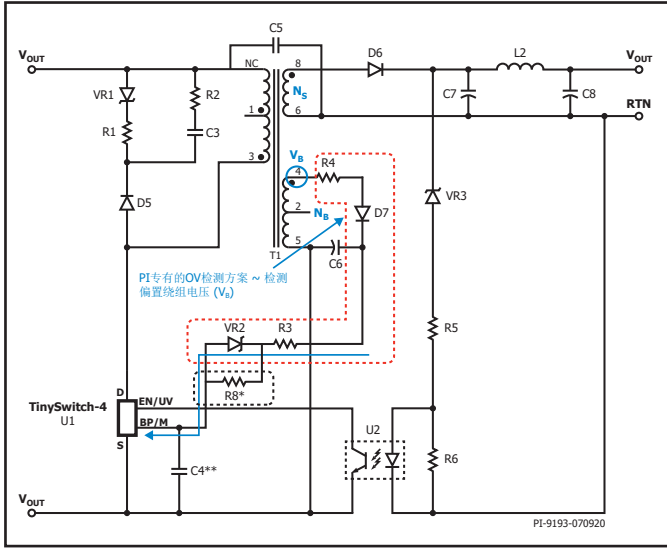


图 27. 显示如何实现OV关断和外部偏置电路的外部原理图

第11步 – 选择输出整流二极管

对于每个输出，使用设计表格中提供的峰值反向电压(PIVS)和输出电流(IO)的值来选择输出二极管的电压额定值(VR)。表11列出了一些常用的二极管型号以供参考。

$VR \geq 1.25 \times PIVS$: 其中, PIVS来自于设计表格中的电压应力参数部分以及变压器次级设计参数(多路输出)。

$ID \geq 2 \times IO$: 其中, ID为二极管的直流电流额定值, IO为平均输出电流。其选择依赖于温升及峰值负载条件下的占空比。当完成原型制作时, 如有必要, 可以增加二极管的电流额定值。同样, 对于散热方面的需要也要在原型样品上进行验证。

型号	I_{FAVE} (A)	VR (V)	类型
SB120 – SB160	1	1	肖特基
SB120 – SB1100	1	1	肖特基
1N5820 – 1N5822	3	3	肖特基
SB320 – SB360	3	3	肖特基
STPS3150	3	3	肖特基
SB540 – SB560	5	5	肖特基
VS-6TQ035 – 6TQ045	6	6	肖特基
MBR745 – MBR760	7.5	7.5	肖特基
VS-90SQ30 – 90SQ45	9	9	肖特基
MBR1035 – MBR10200	10	10	肖特基
UF4001 – UF4003	1	1	超快速
ES2A – ES2D	2	2	超快速
UF5401 – UF5403	3	3	超快速
BYV28-50 – BYV28-100	3.5	3.5	超快速
VS-MURB820PbF	8	8	超快速
LQAQOT300	10	10	超快速

表 11. 推荐用于输出整流管的二极管

第12步 - 选择输出电容

使用低ESR电解电容是平滑输出纹波电压的关键方法之一。选择时需要考虑的参数包括有效值纹波电流额定值、直流工作电压和ESR。实际电容值是次要的。

选择输出电容时的注意事项:

- 电容纹波电流指定为105°C、100kHz时必须等于或大于IRIPPLE, 其中IRIPPLE [B85]来自第6步。
- 使用低ESR的电解电容。输出开关纹波电压等于 $SP \times ESR$, 其中ISP [B83]为第6步中得到的数值。表12列出了一些额定电压为35V的低ESR电解电容。
- 使用并联电容来增加纹波电流容量, 以实现大电流输出。

输出电压/电流	输出电容
5V至24V, 1A	330μF, 35V, 低ESR, 电解 United Chemi-Con (UCC): EKZ350ELL331MJ16S Nichicon: UHD1V331MPD1TD Panasonic: EEU-FM1V331
5V至24V, 2A	1000μF, 35V, 低ESR, 电解 United Chemi-Con: EKZH350ETE102MK20S Nichicon: UHW1V102MHD

表 12. 给定输出电压和电流的输出电容样品选择

纹波电流额定值

数据手册会计算出在峰值负载条件下输出电容的纹波电流值。因此实际需要的电容额定值取决于设计中峰值和平均功率的比例。对于保守的设计, 选择输出电容时应确保其纹波电流额定值大于设计表格在峰值负载条件下计算出的IRIPPLE值。但在峰值功率与连续(平均)功率之比较高的设计中, 可以在最差的负载和环境温度下测量电容的温度, 进而降低电容的额定电流值。如果找不到单个合适的电容, 则可以用两个或两个以上的电容进行并联, 使其总的纹波电流值满足实际的需要。

很多电容生产厂商都会提供一些系数, 该系数表明电容工作温度低于其数据手册规定的最大温度时, 其纹波额定电流的增加比例。这样用户可以利用这些信息, 确保没有选用容值过大的电容。

输出电容的实际纹波电流可按下式计算:

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2}$$

其中, ISRMS是次级绕组有效值电流, 该电流也在设计表格中自动计算, IO是直流输出电流。

ESR规格

开关纹波电压等于峰值次级电流乘以输出电容的ESR。为了降低纹波电压就必须选用ESR很低的电容。一般来讲, 纹波电流比较高的电容, 其ESR也是可以接受的。

$$ESR = \frac{V_{\text{RIPPLE}}}{I_{\text{CD}}}$$

其中, V_{RIPPLE} 为允许的最大输出纹波, I_{Sp} 为次级峰值电流。

电压额定值

选取一个电压额定值, 使 $V_{\text{RATED}} \geq 1.25 \times V_{\text{O}}$ 。为保证可靠性, 建议留出 25% 裕量。

输出电容

等效串联电阻(ESR)会导致电容内部发热, 并基本上决定了开关频率电压纹波, 该纹波叠加在直流输出值之上。只要电容对纹波的影响可以忽略不计, 情况就是如此, 也即:

$$C_{\text{OUT}} >> \frac{I_{\text{OUT}} \times D_{\text{MAX}}}{V_{\text{RIPPLE}} \times f_{\text{SW}}}$$

为了便于选择和假设, 表12给出了输出电容实际型号的选择示例, 以供参考。这些电容的额定电压为35V, 设计人员只需根据电源所需的输出电压调整额定电压, 并从生产厂商的数据手册中进行选择即可。

第13步 – 添加输出LC后级滤波器

为了降低输出纹波电压, 添加并联输出电容是实现所需ESR的最简单解决方案, 但这种方法有时成本较高, 并且需要在布局上留出短走线才能奏效。另一种解决方案是添加一个LC后级滤波器, 而不是使用额外的低ESR电容, 可以使用一个额定电流较小的电感和一个通用电解电容。

必要时, 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。

电感L_{PF}的典型值应在2.2μH – 4.7μH的范围内, 并且电流额定值大于峰值输出电流。低输出功率或输出电流 ≤ 1A 时使用铁氧体磁珠, 高电流输出时使用非定制的标准电感。如果必要, 可以增大电感的电流额定值或线径, 从而避免在电感两端出现过高的压降。

电容C_{PF}的典型值应在100μF至330μF的范围内, 并且电压额定值 ≥ 1.25 × V_{OUT}。

示例: United Chemi-Con型号为ELXZ160ELL101MFB5D的电容, 可提供所需的12V输出。

如果使用后级滤波器, 则光耦器应连接在后级滤波电感之前, 如图1和表14中的电路原理图所示; 但检测电阻应连接在后级滤波电感之后, 如表15中的电路原理图所示 (使用TL431作为反馈电路)。

第13步 – 反馈电路元件的选择

稳压管反馈

表14说明了实现稳压管反馈的典型方法。 D_{FB} 、 V_{RFB} 、 R_{FB1} 上的串联压降以及LED U_{FB2} 的正向压降决定了输出电压。二极管DFB是可选的, 取决于能否找到合适稳压值的稳压管。电阻 R_{BIAS} 给 V_{RFB} 提供0.5mA的偏置电流, 以确保 V_{RFB} 工作在接近其稳压值的地方。在输出负载瞬态期间, 电

阻 R_{FB1} 调整输出电压并限制反馈电流。这两个电阻都可以采用0.125W或0.25W、5%的电阻。建议选择测试电流比较低的(5mA)稳压管, 以降低由反馈电路提供的偏置电流, 从而降低电源的空载功耗。表14提供了使用稳压管反馈电路的元件值。稳压管的样品元件为BZX79系列。例如, 输出电压的稳压值为12V, 推荐使用Vishay的元件型号为BZX79-B11。

$$V_{\text{RFB}} = V_{\text{OUT}} - (V_{\text{U}_{\text{FB2}}} + V_{\text{R}_{\text{FB1}}})$$

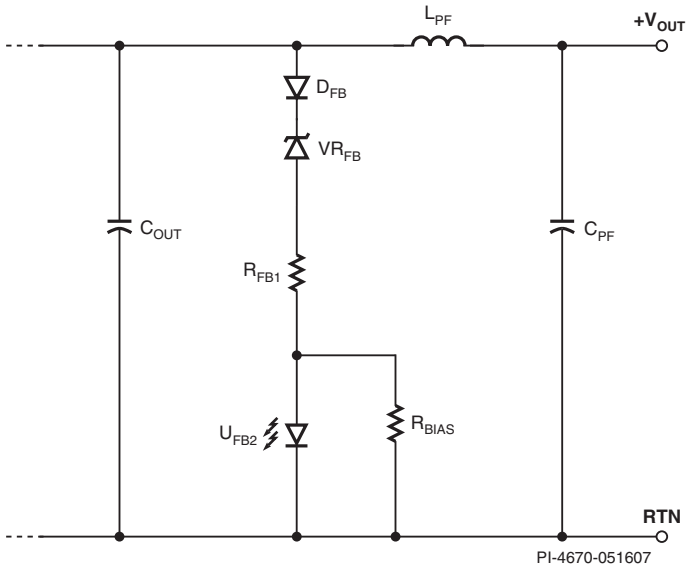
TL431 (参考IC) 反馈

表15说明了典型的使用参考IC实现更精确输出稳压的方法。参考 U_{FB2} 或TL431 IC用于设置通过电阻分压器 R_{S1} 和 R_{S2} 设定的输出电压。电阻 R_{BIAS} 为 U_{FB2} 提供约1mA的最小工作电流, 而 R_{FB1} 则在输出负载瞬态期间设置直流增益并限制反馈电流。电容 C_{FB2} 可降低 U_{FB2} 的高频率增益, 使其不对开关周期的输出纹波电压进行响应。交流反馈由光耦直接提供。TL431提供 ±2% 的输出精度。表15列出了反馈电路采用参考IC的典型元件值。

推荐使用CTR为80% – 200%的光耦器。表13列出了光耦器的实际型号选择。

光耦器型号	生产厂商	CTR%
PS2501-1-H-A	CEL	80 – 160
PS2501-1-H-A	Renesas	80 – 160
TPC817A C9G	Taiwan Semiconductor	80 – 160
LTV186A	Liteon	80 – 160
LTV817A	Liteon	80 – 160
K1010A	Cosmo	80 – 160
PC817X1	SHARP	80 – 160

表 13. 光耦器推荐型号



输出电压 (V)	稳压管值 V_{RFB} (V)	反馈偏置电阻 R_{BIAS} (k Ω)	光耦器串联电阻 R_{FB1} (Ω)	是否需要 串联二极管DFB?
5	4.3	1	220	否
8	7.5			
12	11			
18	16			是
24	22			
30	28			

表 14. 稳压管反馈电路的典型元件值

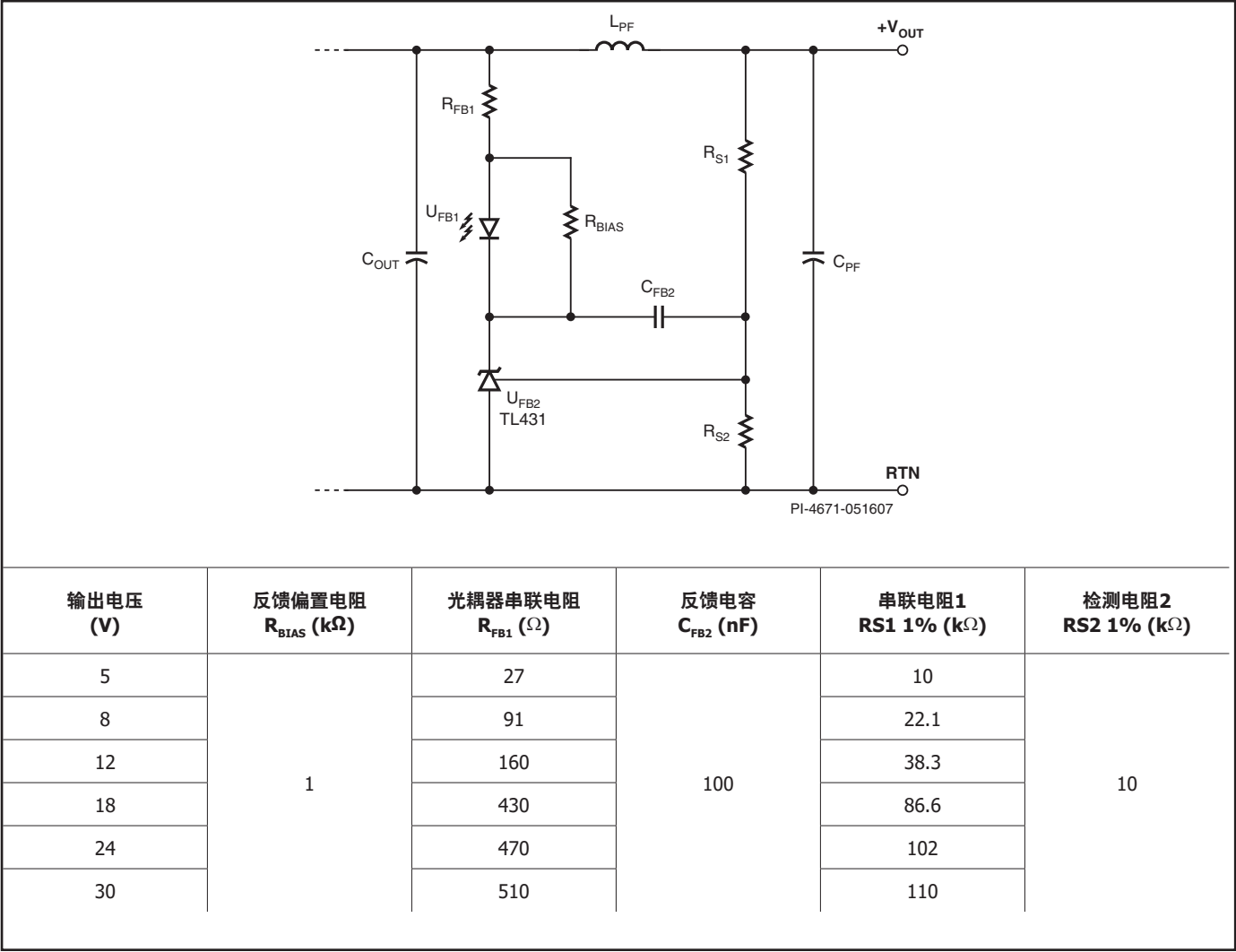


表 15. 反馈电路采用参考IC的典型元件

TinySwitch-LT关键功能描述及工作方式

TinySwitch-LT在一个器件上结合了一个高压功率MOSFET开关及一个电源控制器。与通常的PWM（脉冲宽度调制）控制器不同，它采用简单的开/关控制来调整输出电压。

该控制器包括了一个振荡器、用于检测及逻辑的使能电路、流限状态调节器、5.85V稳压器、旁路/多功能(BP/M)引脚欠压、过压电路、电流限流选择电路、过温保护、前沿消隐电路以及一个650V的功率MOSFET。此外，TinySwitch-LT还增加了自动重启、自动调整的开关周期导通时间延长及频率抖动功能。由于前面的部分已经介绍了大多数关键功能，本部分将重点介绍其他关键功能，如使能输入、开/关控制、流限状态调节器、自动重启、自动调整的导通时间延长和过温保护。

振荡器

振荡器频率内部设置在132kHz的平均水平。振荡器可生成两个信号：其一为最大占空比信号(DC_{MAX})，其二为显示每个周期开始的时钟信号。

振荡器具有开关频率抖动功能。频率抖动以1kHz的速率对开关频率进行 $\pm 4\text{kHz}$ 的调制。这不仅可以降低EMI辐射，还能减少EMI滤波元件的尺寸、成本和数量。图28说明了开关频率抖动功能。

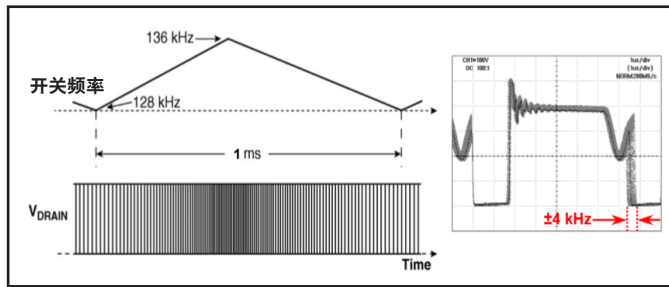


图 28. 开关频率抖动功能

使能输入

在正常工作下，功率MOSFET的开关由此引脚控制。当从此引脚拉出的电流大于某个阈值电流时，MOSFET将被关断。当此引脚拉出的电流小于某个阈值电流时，MOSFET将被重新开启。为了平均分配开关周期，从而防止群脉冲，EN引脚阈值电流会被调制在75 μA 和115 μA 之间。

5.85V稳压器及6.4V分流电压钳位

MOSFET处于关断状态时，内部的5.85V稳压器就会从漏极拉出电流，对旁路电容进行充电。当MOSFET导通时，旁路电容中存储的能量将继续为器件供电。

此外，当有电流从外部电阻提供给旁路/多功能引脚时，一个6.4V的分流稳压钳位电路会将旁路/多功能引脚电压钳在6.4V。利用偏置绕组经过外部电阻向TinySwitch-LT供电，可以将空载功耗降低到50mW以下。

旁路/多功能引脚

在稳态工作下，当旁路/多功能引脚电压下降到4.9V以下时，旁路/多功能引脚欠压电路将关断功率MOSFET。在稳态工作下，一旦旁路/多功能引脚电压下降到4.9V之下，它必须再上升回5.85V才可重新使能（导通）功率MOSFET。

使用流限状态调节器的开/关控制

TinySwitch-LT的内部时钟始终工作。它在每个周期上升沿对使能引脚进行取样，来决定是否执行一个开关周期，并根据多个周期的取样序列确定适当的限流点（图29说明了开/关控制方式）。重负载时，状态调节器将限流点设置到最高值。负载减轻时，状态调节器会相应将限流点的设置降低。

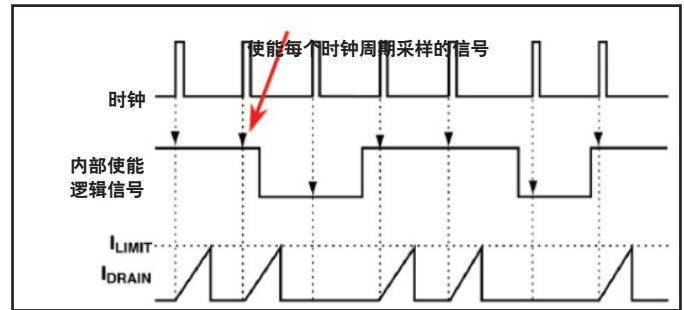


图 29. 开/关控制方式

MOSFET电流在每个使能开关周期渐变到一个固定限值。开关周期在输出满足调整范围时会被关闭。有效开关频率的变化与负载成正比。这样，即使在待机模式下，效率在整个负载范围内也几乎保持恒定。而且多级MOSFET限流点可有效消除音频噪声。开/关控制方式的响应时间速度快，因此无需环路补偿就能提供精确的调整和出色的动态响应。图30、31和32分别说明了轻载、中等负载和满载下的流限状态调节器的工作方式。

通过开/关控制，可以使用稳压管作为参考进行输出电压调整，而无需采用频率补偿电路。

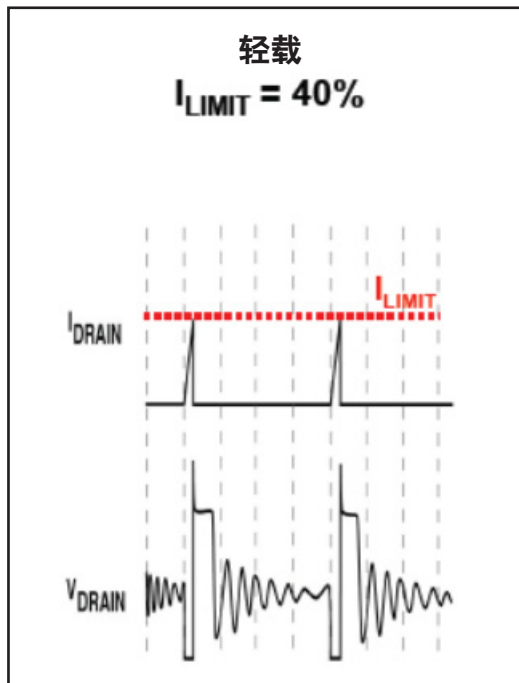


图 30. 轻载下的流限状态调节器

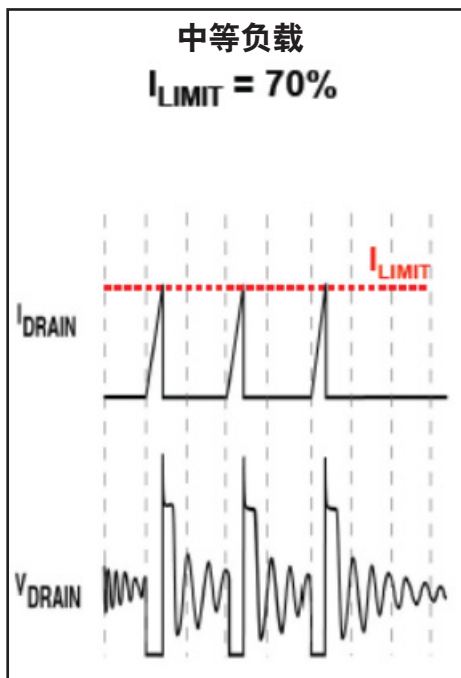


图 31. 中等负载下的流限状态调节器

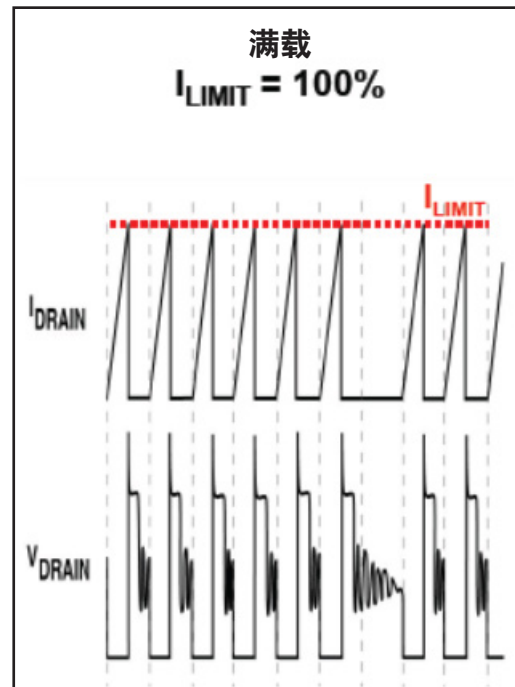


图 32. 满载下的流限状态调节器

自动重启

一旦出现故障，例如在输出过载、输出短路或开环情况下，TinySwitch-LT 进入自动重启操作。每当EN引脚电压拉低时，一个由振荡器计时的内部计数器会进行复位。如果64ms内EN引脚未被拉低，功率MOSFET开关通常被禁止2.5秒。自动重启电路对功率MOSFET进行交替使能和禁止，直到故障排除为止。

自动重启可将故障期间的平均输出功率限制在最大功率的3%以下。这样可降低初级钳位、MOSFET、变压器和输出二极管的功耗。如果输出钳位稳压管用于输出过压保护，还能缩减其尺寸和成本。图33说明了自动重启启动序列，图34所示为典型的自动重启启动波形。

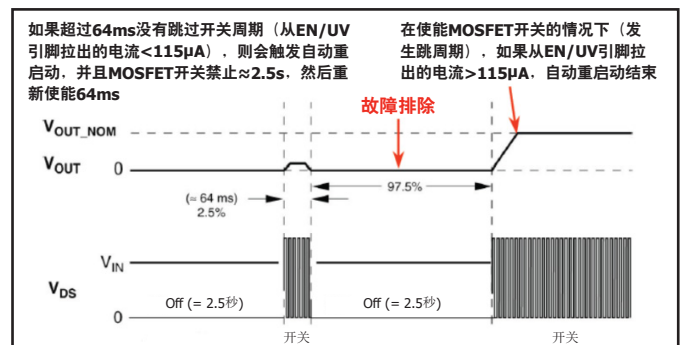


图 33. 自动重启启动波形

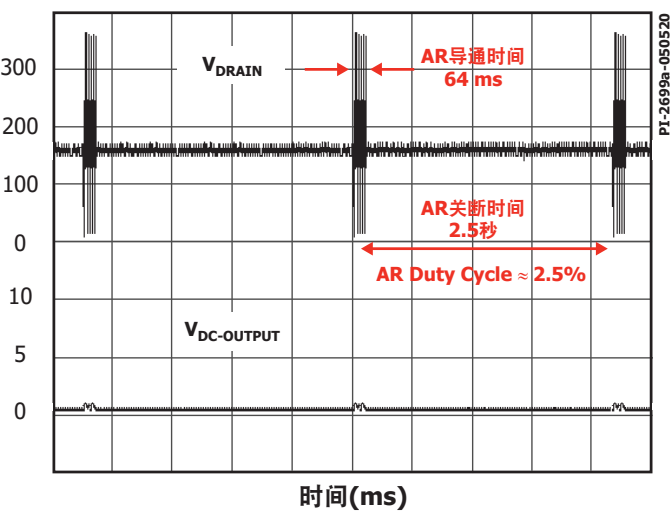


图 34. 自动重启期间的典型波形

自动调整的导通时间延长

TinySwitch-LT的导通时间延长特性提高了在直流输入电压（大电容上电压）很低时电源的带负载能力。这一特性降低了维持稳压所需的最小输入电压，延长了维持时间并降低了所需电解电容的尺寸。导通时间延长特性在电源通电开启时被禁止，直到电源输出电压达到稳定并且使能引脚被拉低。图35显示了使用和不使用导通时间延长特性时的维持时间差异。

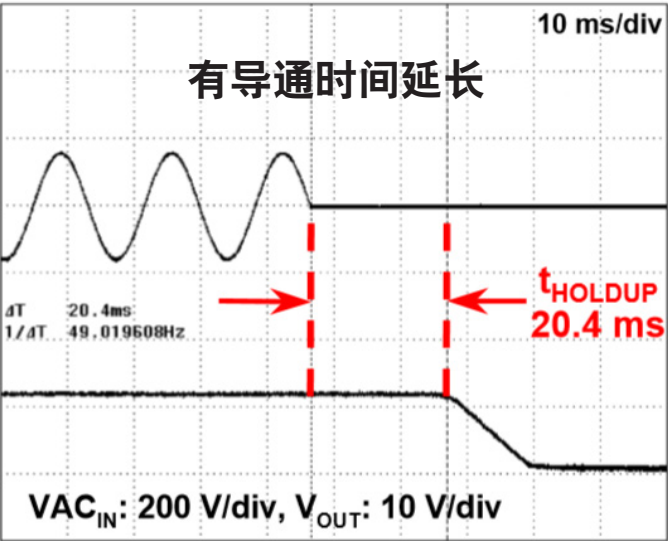
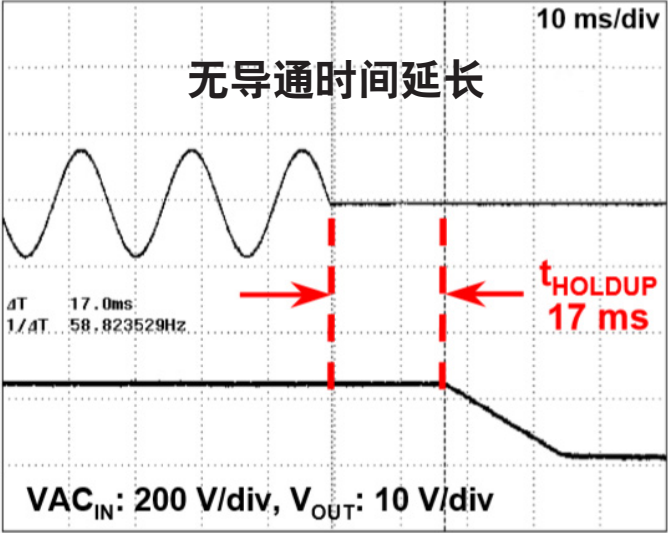


图 35. 使用和不使用导通时间延长特性时的对比

过温保护

过温关断电路检测IC的结温度。阈值设置在142°C并具备75°C的滞回范围。当结温度超过这个阈值，功率MOSFET开关被禁止，直到结温度下降75°C，MOSFET才会重新使能。采用75°C（典型值）的滞回可防止因持续故障而使PCB板出现过热现象。较宽的滞回范围可以使PCB板平均温度保持在100°C以下。这样就可以使用低成本的PCB材料并保护IC、变压器和PCB免受温度升高的影响。图36说明了过温关断的温度水平及其滞回。

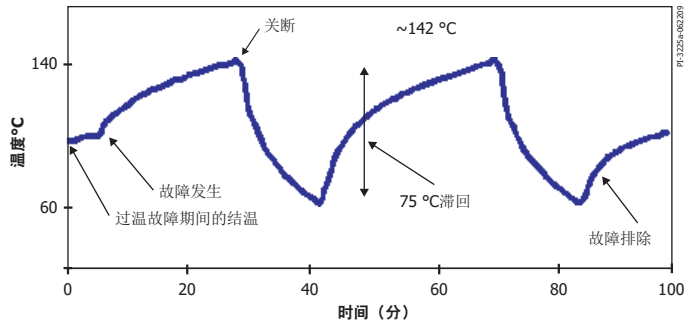


图 36. TinySwitch-LT集成的过温关断功能

应用设计要点

TinySwitch-LT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小实际持续输出功率水平：

- 85VAC输入时，最小DC输入电压为100V或更高，亦或当230VAC输入或115VAC输入并使用倍压整流时，最小DC电压为220V或更高。输入电容值的大小应足够适用交流输入电压的要求。
- 效率为75%。
- 数据手册中最小的 I_{PF} 值。
- 变压器初级电感量公差为±10%。

- 反射输出电压(VOR)取值为135V。
- 输出电压为12 V且输出采用快速PN整流二极管来整流。
- 瞬态KP*值为0.25的连续导通模式工作。
- 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KP值小于1时，KP是初级电流脉动部分与峰值部分的比值。为防止开关周期的提前误关断所导致的输出功率能力的降低，建议动态KP值要满足 ≥ 0.25 。这样将避免在MOSFET开通时初始电流尖峰(I_{INIT})触发到器件限流点。

表37列出了每个产品型号在选择了三个不同电流限流值时的最小实际输出功率，以供参考。假定前提为敞开式工作环境（不受温度影响），否则需要上述前提条件的支持。这些数据有助于根据所用的器件及输出功率选择正确的电流限流点。

峰值输出功率对照表

型号	20VAC ±15%			85-265VAC		
	$I_{LIMIT-1}$	I_{LIMIT}	$I_{LIMIT+1}$	$I_{LIMIT-1}$	I_{LIMIT}	$I_{LIMIT+1}$
TNY174P	9.1W	10.9W	9.1W	7.1W	8.5W	7.1W
TNY175P	10.8W	12W	15.1W	8.4W	9.3W	11.8W
TNY176P	11.8W	15.3W	19.4W	9.2W	11.9W	15.1W
TNY177P	15.1W	19.6W	23.7W	11.8W	15.3W	18.5W
TNY178P	19.4W	24W	28W	15.1W	18.6W	21.8W
TNY179P	23.7W	28.4W	32.2W	18.5W	22W	25.2W
TNY180P	28W	32.7W	36.6W	21.8W	25.4W	28.5W

图 37. 三种可选电流限流点下的最小实际输出功率

反激式电源的典型电路原理图

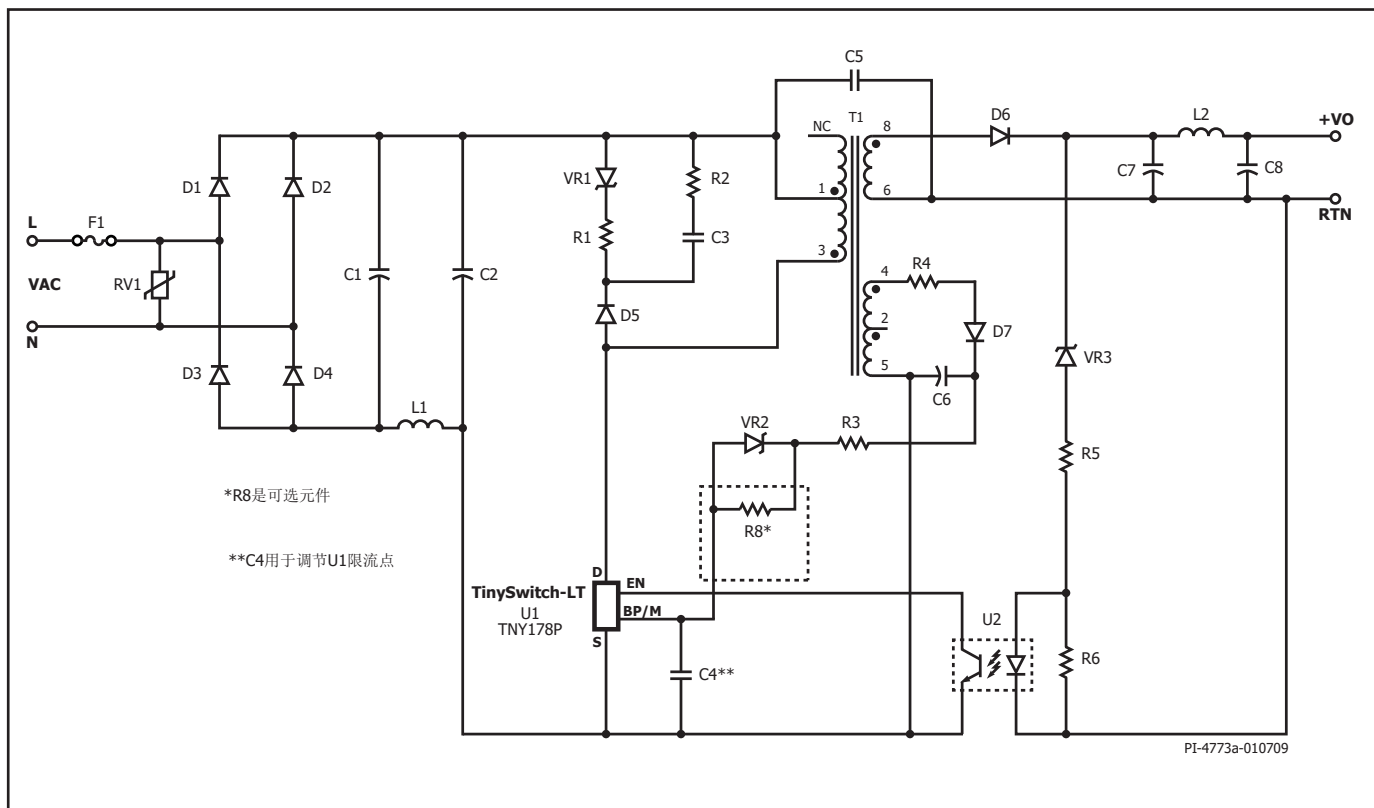


图 38. TinySwitch-LT反激式电源的典型电路原理图

过压保护

TinySwitch-LT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BP/M引脚的约为6.5mA的阈值电流触发。BP/M引脚电容除起到内部滤波的作用，还作为外部滤波器，避免噪声信号引起保护电路的误触发。为使旁路电容达到有效的高频滤波，应将电容尽量放置在距器件源极和BP/M引脚最近的地方。

为充分发挥OVP功能，建议使用一个相对较高的、范围在15V – 30V的偏置绕组电压（通常设置为22V）。这可以降低偏置绕组上由漏感引起的误差电压影响，并保证空载时有足够电压供应给BP/M引脚，以降低空载功耗。

要实现良好的OVP性能，选择的稳压管电压应高于偏置绕组电压约6V。例如，当偏置电压为22V时，应选择28V的稳压管电压额定值。将对其进行调整，以补偿漏感的变化。此外，也可将一个小阻值电阻与偏置绕组二极管及/或OVP稳压管串联接入，作为额外的滤波，如图38中的R3及R4所示。典型值为10Ω至47Ω。串联电阻也将限制流经BP/M引脚的电流。

降低空载功耗的建议

TinySwitch-LT IC可以在自供电模式中启动，这会从BP/M引脚电容（从内部电流源充电）吸收能量。增加偏置绕组后，可由更低的偏置电压向TinySwitch-LT供电，并抑制了内部高压电流源供电，从而将空载功耗从150mW降低到50mW以下。对图38所示的电阻R3、R4和R8进行调整，即可实现最低空载输入功率。

其他可进一步降低空载功耗的因素包括：

1. 低容值初级钳位电容C3。
2. 用作偏置供电整流管的肖特基或超快速二极管D7。
3. 用作偏置供电滤波电容的低ESR电容C6。
4. 实现R2CD+稳压管初级钳位配置。
5. 在初级绕组层之间添加绝缘胶带，在初级与次级绕组之间添加多层胶带，以降低绕组间的电容。
6. 经过优化的初级钳位。

图39显示了无偏置绕组补充时的空载输入功率，图40显示了有偏置绕组补充时的空载输入功率。数据显示，通过在设计中补充偏置绕组，空载输入功率从130mW降低到45mW以下。数据来自EP-91 12W反激式电源。

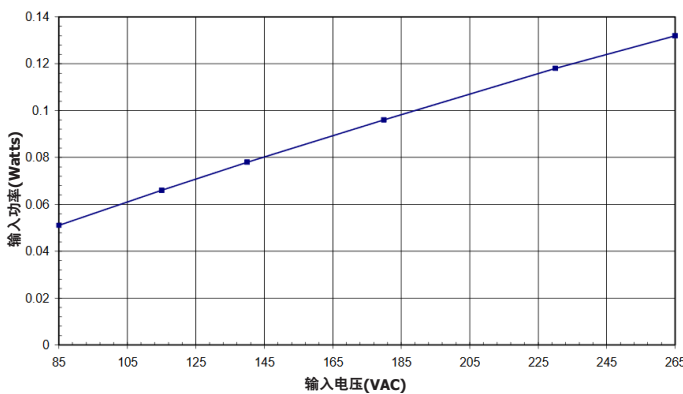


图 39. 空载输入功率相对于输入电压的变化，无偏置绕组

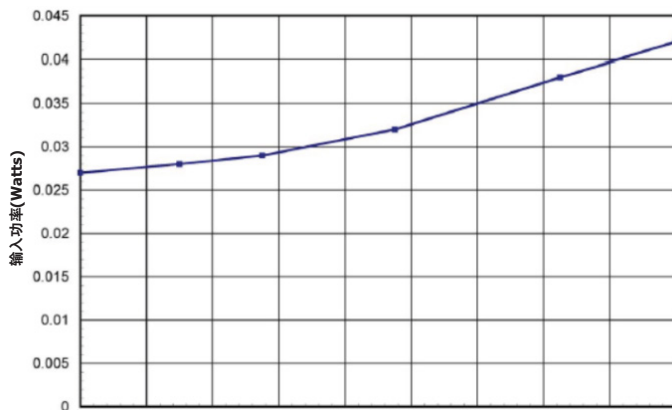


图 40. 空载输入功率相对于输入电压的变化，有偏置绕组

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传导及辐射EMI。应注意确保环路面积尽量小。有关参考，请参见图41、42和43。
2. 与偏置绕组串联的小阻值电阻($2\Omega - 47\Omega$)有助于降低辐射EMI。
3. 除了用于差模EMI衰减的简单的输入 π 型滤波器(CC1、L1和C2)之外，还可以在变压器中使用屏蔽技术来充分衰减共模噪声。
4. 添加初级缓冲器R2和C3来充当降低高频率变压器振铃的衰减网络。
5. 调整次级整流管RC缓冲器元件值有助于降低高频传导及辐射EMI。
6. 将慢速 t_{RR} 二极管（例如， $500ns < t_{RR} < 2\mu s$ ）用作偏置整流管(D5)通常可降低更高频的传导及辐射EMI。

这些建议与TinySwitch的频率抖动特性相结合，可使设计具备出色的传导及辐射EMI性能。

提高ESD抗扰性的建议

1. 在次级输出端子和其中一个交流输入端子之间放置一个放电间隙。使用TNY288P（TinySwitch-4器件）的参考设计RDR-839也适用于TinySwitch-LT。将放电间隙置于RTN和零线端子之间。5.5mm的放电间隙通常足以满足适用安全标准的爬电距离和电气间隙要求。
2. 使用Y电容，使其从输出正极或负极连接到输入大电容的正极。在设计范例（如图38中的电路原理图所示）中，Y电容C5的走线连接到高压初级正极，另一端直接连接到RTN输出端。不建议将Y电容的走线布置在变压器下方，尤其是当变压器水平放置时，以避免噪声与走线发生磁耦合。
3. 将旁路电容CBP尽可能靠近并直接跨接BP/M和源极引脚。
4. 将光耦器U2的接地走线与偏置电容C6的接地走线分开。两个接地将在大电容C2接地层以星形连接。这样就能最大限度地减少ESD耦合。请参见43了解布局 and 元件放置参考，并参见图图41和42了解电路原理图参考（初级侧和次级侧）。

音频噪声

TinySwitch-LT的跳周期周期工作方式会使变压器产生音频噪声分量。为抑制噪声产生，在设计中应使变压器的峰值磁芯磁通密度低于3000高斯或300mT。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。不要对变压器采用真空浸渍方式，这会造成较高的初级分布电容，因而导致更大损耗。其他简单的技术，例如在变压器磁芯间隙中添加胶水，也有助于限制音频噪声。也可采用更高的磁通密度，但在定型设计前，必须使用变压器生产样品来进行细致的噪音评估。

在钳位电路中使用类似Z5U介质的陶瓷电容也可能产生音频噪声。如果是这种情况，具有不同介质材料或结构的电容（例如薄膜电容）可能有助于消除陶瓷电容产生的音频噪声。

使用EEL型磁芯是音频噪声的另一个来源。它们是长磁芯，由于音叉效应而增加了音频噪声。如果EEL型磁芯是设计中的唯一选择，降低磁通密度可能有助于降低音频噪声。

TinySwitch-LT布局要点

布局

请参见图41、42和43，了解TinySwitch-LT的推荐电路板布局。

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点接地方式。

旁路电容(CBP)

旁路/多功能引脚电容必须放置在距离旁路/多功能引脚和源极引脚最近的地方。

如果已选用0.1 μ F旁路电容，则该电容应为高频陶瓷电容（如，采用X7R电介质）。必须将其直接放置在使能和源极引脚之间，以对进入旁路引脚的噪声进行滤波。如果选用了1 μ F或10 μ F旁路电容，那么应在旁路和源极引脚之间添加一个额外的0.1 μ F电容，以提供噪声滤波（见图41）。

使能/欠压

使连接到使能/欠压引脚的走线尽可能短，且尽可能远离所有其他走线和器件源极上的节点，包括但不限于旁路、漏极和偏置供电二极管阳极节点。

初级环路面积

连接输入滤波电容、变压器初级和TinySwitch-LT的初级环路面积应尽可能小。如图41的环路1所示。

初级钳位电路

钳位电路用于限制开关在关断时漏极引脚的峰值电压。在初级绕组上使用RCD钳位或一个稳压管(~200 V)外加一个二极管钳位均可实现。为改善EMI性能，从钳位元件到变压器再到TinySwitch-LT的连接走线应保证最短。如图41的环路2所示。

温升设计要点

源极引脚都从内部连接到IC的引线部位，是器件散热的主要路径。因此，所有的源极引脚都应连接到TinySwitch-LT下的铺铜区域，不但作为单点接地，还可作为散热片使用。因它连接到安静的源极节点，可以将这部分铺铜的面积扩大以实现良好的散热。对于径向插件二极管亦如此，应将连接到阴极的PCB区域最大化。源极引脚的接地和镀铜情况如图43所示。

应在电路板上提供足够的铺铜区域，以使温度安全地处于绝对最大限值以下。建议铺铜区域（IC的源极引脚焊接在此）面积应足够大，以使IC在最大功率、最低额定交流输入电压和额定环境温度下工作时温度保持在90°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共地/返回极接脚之间。这样放置会使高幅值的共模浪涌电流远离TinySwitch-LT器件。不建议将Y电容的走线布置在变压器下方，尤其是当变压器水平放置时，以避免噪声与走线发生磁耦合。

注意：如果在输入端使用了 η 型（C、L、C）EMI滤波器，那么滤波器内的电感应放置在输入滤波电容的负极之间。

光耦器

将光耦器置于靠近TinySwitch-LT的地方来缩短初级侧铺铜走线的长度。使大电流、高电压的漏极及钳位电路的铺铜走线远离光耦器，以避免噪声信号的干扰。

输出二极管

要达到最佳的性能，连接次级绕组、输出二极管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。此外，与二极管的阴极和阳极连接的铺铜区域应足够大，以便于散热。最好在电位稳定的阴极留有更大的铺铜区域。阳极铺铜区域过大会增加高频辐射EMI。

ESD抗扰性

放电间隙最好位于输出返回端和/或正极与其中一个交流输入之间。6.4mm足以满足爬电距离和电气间隙要求。有关放电间隙的布局设计，请参见“AN-82 TinySwitch-4设计指南”。

PCB漏电流

TinySwitch-LT的设计理念是在整个功率范围内，尤其是在待机及空载情况下实现效率的最优化。为实现这一性能，TinySwitch-LT的电流损耗已经降至最低。例如，EN引脚在极低的阈值电流水平下工作，因此建议将流入和流出EN引脚的寄生电流限制在 μ A以下。

当PCB的装配环境控制良好时，流入使能引脚的寄生漏电流通常都低于1 μ A的阈值。然而，在空气潮湿并伴有PCB及/或封装的污染，如使用低成本“免洗助焊剂”进行焊接或存在其他污染时，将会降低PCB表面的电阻率，令大于1 μ A的寄生漏电流流入使能引脚。这些电流可从附近电压较高的焊盘流入使能引脚，如BP/M引脚焊盘，从而阻止器件启动。

在某些生产环境中，如果无法控制在完成焊接后PCB的污染程度，如敞开式应用或生产环境的污染程度较高，并且设计未使用欠压锁定的功能，可以在EN引脚和源极引脚间放置一个备选的390k Ω 电阻，以确保流入使能/欠压引脚的寄生漏电流低于1 μ A。请注意，如果根据供应商的指导使用免洗助焊剂，PCB表面绝缘电阻(SIR)通常大于10MW，因此将不会出现此类问题。

布局要点

初级

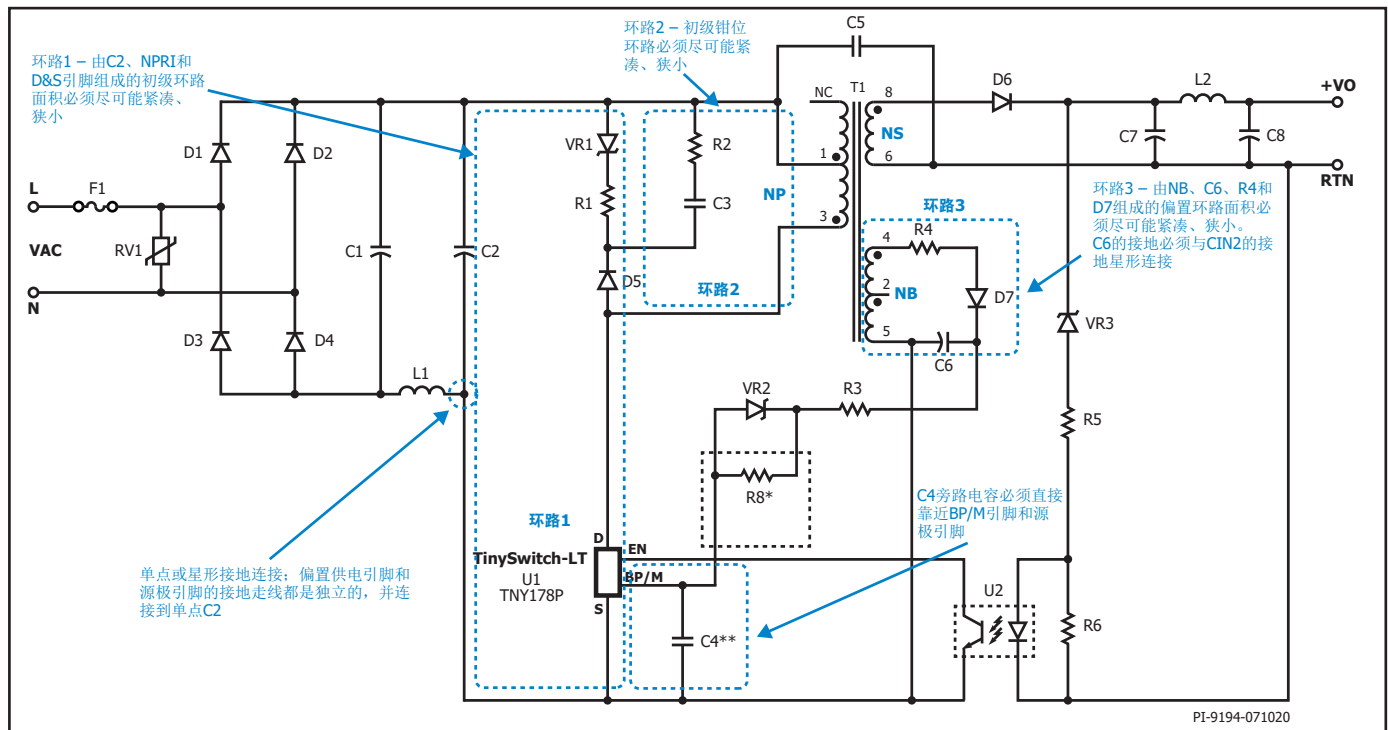


图 41. TinySwitch-LT初级侧的典型电路原理图 - 显示了关键环路面积、关键元件走线和单点或星形接地

次级

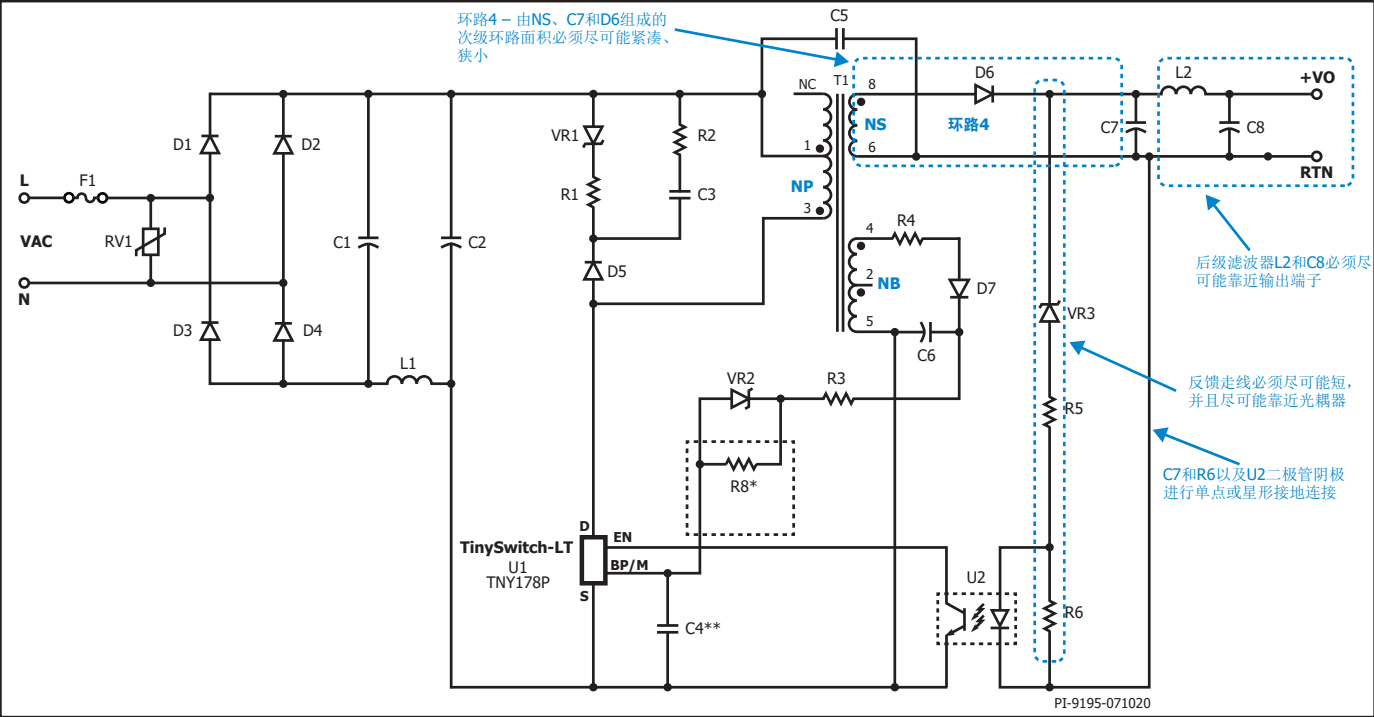


图 42. 使用TinySwitch-LT器件的电路原理图 - 显示了次级侧的关键环路面积、关键元件走线和单点或星形接地

布局示例

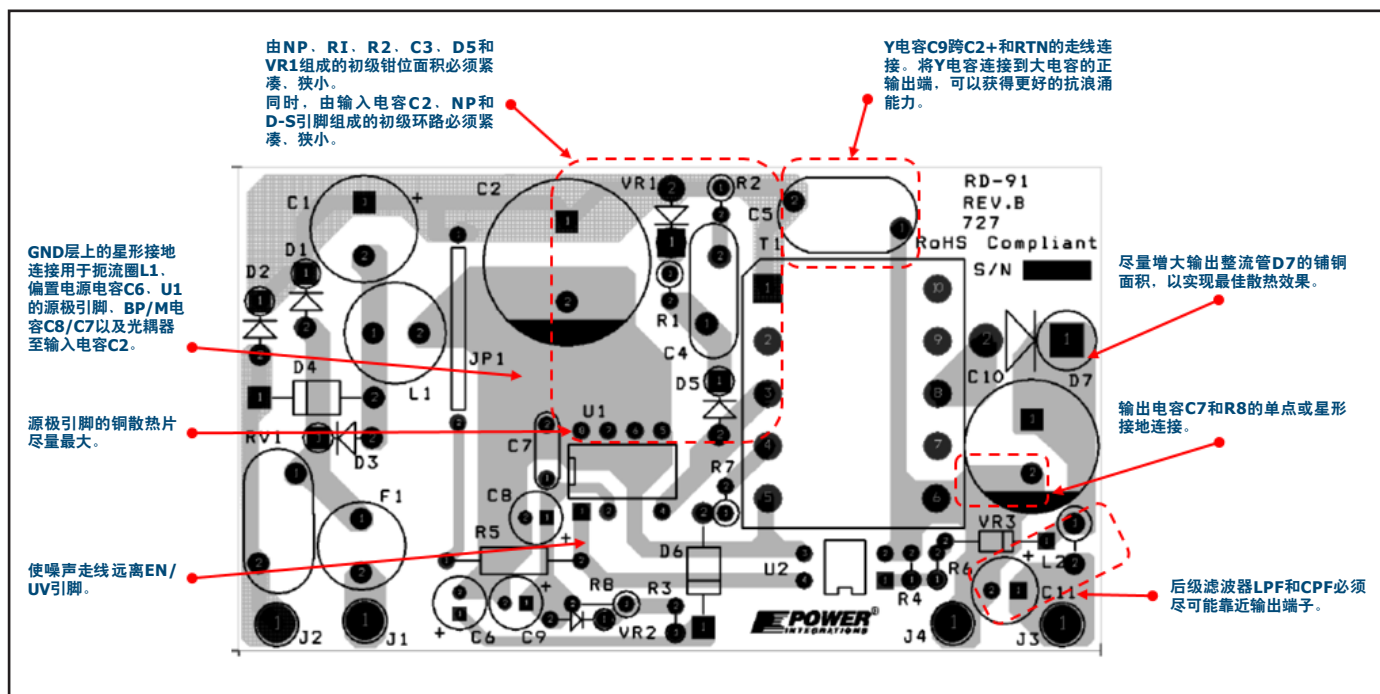


图 43. TinySwitch-LT布局指南

快速设计校验

对于任何使用TinySwitch-LT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规格没有超过规定范围。建议至少进行如下测试：

1. 最大化漏极电压 – 校验在最高输入电压和峰值（过载）输出功率时VDS没有超过650V。
2. 最大漏极电流 – 在最高环境温度、最大输入电压及峰值输出（过载）功率情况下，检查漏极电流波形以确定变压器是否出现饱和，另外也要检测电源开启时是否出现过高的前沿导通电流尖峰。在稳态工作下重复以上操作，校验前沿电流尖峰在 $t_{LEB(MIN)}$ 结束时低于 $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在任何条件下，最大漏极电流应低于规定的绝对最大额定值。

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TinySwitch-LT、变压器、输出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TinySwitch-LT不会因为元件与元件间 $R_{DS(ON)}$ 的差异而引起过热问题出现，参见数据手册中关于 $R_{DS(ON)}$ 的说明。建议在低压-输入及最大输出功率的情况下，TinySwitch-LT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。

应用范例

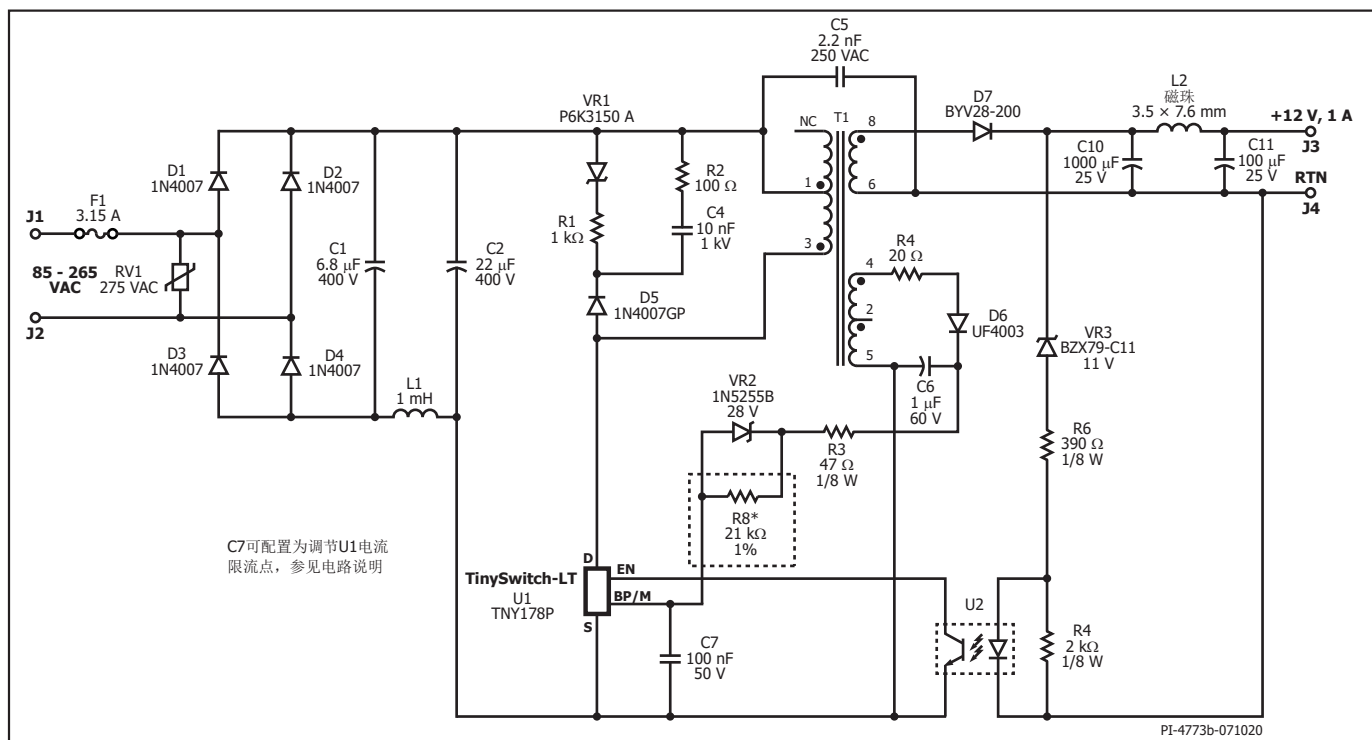


图 44. 电路原理图: 使用TinySwitch-LT TNY178P的12W、12V/1A通用输入电源

使用TNY178P的12W通用输入反激式电源

图44所示为使用TNY178P设计的通用输入（85VAC至265VAC）、12V/1A输出的低成本、高效率反激式电源的电路。

该电源具有欠压锁定、初级检测的输出过压锁存关断保护、高效率（超过80%）和低空载功耗等特性。使用一个简单的稳压管参考及光耦反馈可对输出电压进行稳压。

交流电经二极管D1-D4、C1、L1和C2整流和滤波后，形成施加到T1初级绕组的高压直流母线。TNY178P (U1)内集成的高压MOSFET驱动变压器初级的另一侧。电感L1与C1和C2组成一个输入 π 型滤波器，对差模传导EMI进行衰减。Y电容C5跨接在大电容C2的正引脚上，并直接连接到RTN端子，以尽量减少共模噪声。MOSFET关断后，变压器的漏感会引起漏极节点的电压尖峰。D5、C4和R2组成RCD钳位电路，对该尖峰的幅度进行限制。电阻R1和稳压管VR1对漏极电压进行硬钳位，仅在输出过载时导通。电阻R2通过限制流过D5的反向电流，允许使用慢速恢复（恢复时间 $\leq 2\mu\text{s}$ ）、低成本的玻璃钝化整流二极管。选用慢速二极管还能提高效率和传导EMI性能。变压器采用了屏蔽技术，可降低共模EMI位移电流。该设计所采用的技术与TNY178P的频率抖动技术相结合，令设计具备出色的传导和辐射EMI性能。

电源次级绕组经D7、C10、L2和C11整流和滤波后,产生12V输出电压。输出电压由稳压管VR3、光耦器U2上的压降和电阻R6决定。当输出电压

超过稳压管、R6与光耦LED正向压降之和时，电流将流向光耦(U2) LED。从而下拉光耦器中晶体管的电流。当此电流超出EN/UV引脚阈值电流(>115μA)时，将抑制下一个开关周期。当下降的输出电压低于反馈阈值时，会使能一个开关周期。通过调节使能周期的数量，可对输出电压进行调节。随负载的减轻，使能周期也随之减少，从而降低有效的开关频率，根据负载情况减低开关损耗。因此能够在负载极轻时提供恒定的效率，易于满足能效标准的要求。R4的值经过计算，当其进入反向雪崩传导时可将VR3偏置到约0.5mA。电阻R6限制负载瞬态期间的最大电流。如要改善输出稳压精度，稳压管VR3可用一个TL431电压参考电路替代。

为了降低空载功耗, 该设计采用偏置绕组来产生偏置电压, 并通过电阻R3和R8将电流注入旁路/多功能引脚, 从而抑制在内部MOSFET关断期间通常维持旁路/多功能引脚电容电压(C7)的内部高压电流源。R7、D6和C6对偏置绕组电压进行整流和滤波。旁路电容C7的值为0.1μF, 用于确定电压限流点, 并将其设置为“标准限流点”。

对于输出过压关断，该设计通过MOSFET关断期间的偏置绕组电压实现PI专有的初级过压检测。这种电路配置无需使用额外的光耦器。当功率MOSFET关断时，反射偏置绕组与输出电压成比例，比例因子由偏置绕组与输出之间的圈数比决定。当该电压超过稳压管VR2击穿电压与U1的旁路(BP/M)引脚电压之和($28V + 5.85 V_{TYP(BP)}$)时，就会出现过压，电流

开始流入旁路引脚。当该电流超过6.5mA时，U1中的内部锁存关断电路将被激活。复位是通过消除输入功率并允许旁路引脚电压降至2V以下来完成的。电阻R3和R7提供额外的偏置电压滤波，其中R3还在过压条件下限制流入旁路引脚的最大电流。

变压器T1采用屏蔽技术来降低共模噪声。工程设计参考EP-91进一步阐述了变压器的设计结构。

空载功耗

与空载输入功率为150mW的自偏置供电相比，利用偏压绕组可将空载输入功率降至42mW。还可以通过检测偏置输出电压在输出过压或开环情况下实现初级OVP关断功能。图45显示了EP-91在不同输入电压空载条件下的输入功率。

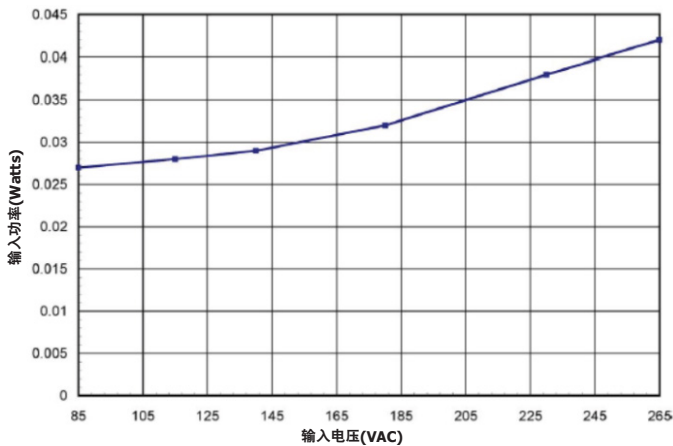


图 45. EP-91 12W电源在使用偏置绕组时的空载输入功率

待机功率可用性

开/关控制方式即使在待机和睡眠模式下也能保持高效率。图46显示了待机模式下的功率可用性。

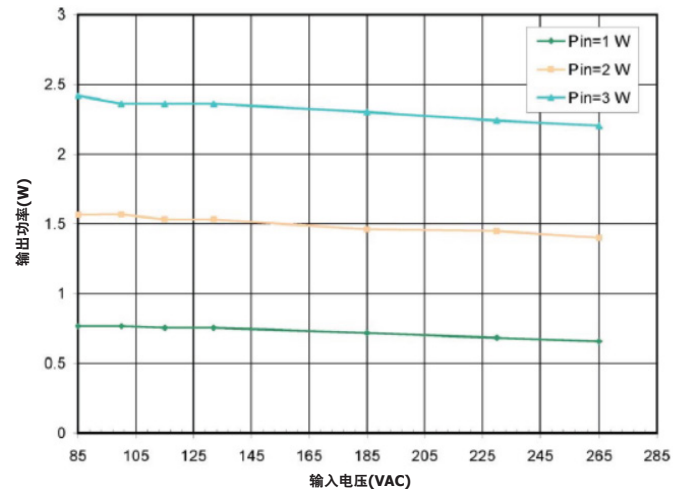


图 46. EP-91在待机模式和不同输入电压下的输入功率

过压关断波形

图47和48显示了EP-91在265VAC输入时分别在空载和满载条件下的过压响应。

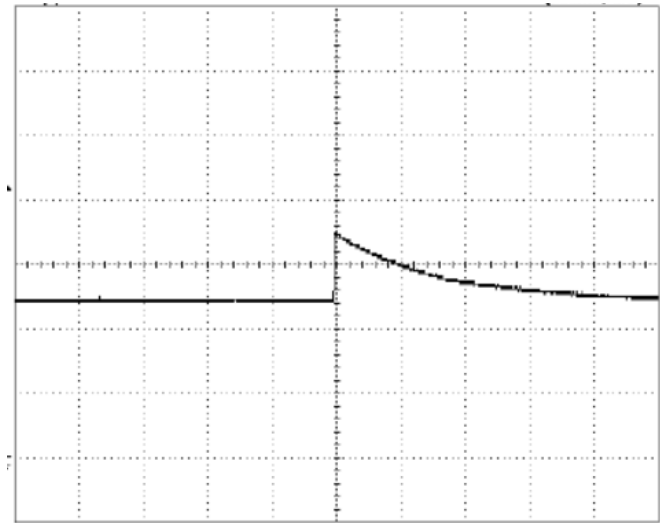


图 47. EP-91空载时的过压关断响应

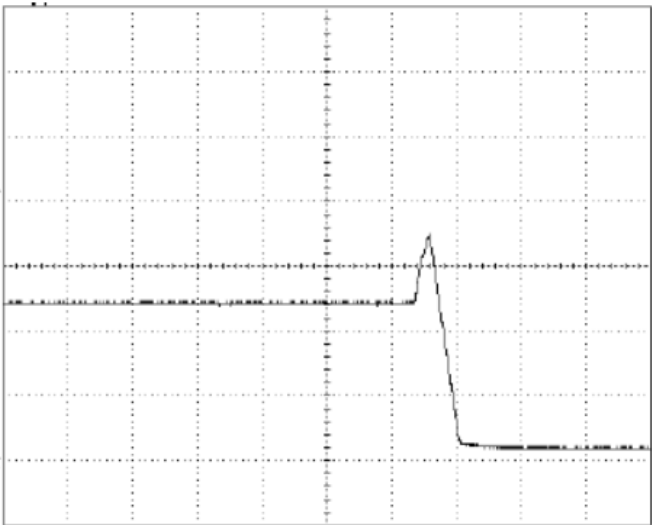


图 48. EP-91满载时的过压关断响应

深入信息

“深入信息”一节分为两个部分。第一部分介绍反激电源的连续工作模式（或CCM），第二部分介绍断续工作模式（或DCM）。第一部分中的其他步骤和设计方程也适用于DCM，在设计电源的DCM工作时应参考这些步骤。

I. 连续导通模式

第1步 – 确定系统要求：VACMIN、VACMAX、fL、VO、PO、η

以表3作为全球标准输入电压和工频的指南，确定输入电压。工程师还可以使用表16进行快速设计参考。

输入 (VAC)	V _{ACMIN} (VAC)	V _{ACMAX} (VAC)
100/115	85	132
230	195	265
通用	85	265

表 16. 输入电压范围

效率η是输出功率与输入功率的比率。由于次级二极管损耗会导致效率随输出电压而发生显著变化，因此最好使用能代表类似电源的数字。开关电源的效率通常在75%和85%之间，前者适用于通过低电压输出（5V或3.3V）提供大部分功率的电源，后者适用于通过较高电压输出（12V及以上）提供大部分功率的电源。如果没有此数据，则80%是一个合理的选择。

第2步 – 确定反馈/检测电路

本文档介绍了两种类型的反馈/检测电路。具有稳压管检测电路的光耦器与图1和应用范例中的设计类似，适用于中等功率水平（最高

30W），且具有相当高的精度，尤其是在输出电压高于5V时。使用TL431等高精度参考电压源/比较器IC的光耦器反馈可提供更高的精度和调整性能，但成本略有增加，并且适用于所有功率和输出电压范围。

表14和表15给出了每种方法的典型元件值。

第3步 – 确定输入电容CIN和最小直流输入电压V_{MIN}

当全波整流交流输入电压经由输入电容C_{IN}（图1中的C1 + C2）滤波时。由此产生的高压直流母线具有如图49所示的纹波电压。在最低输入电压V_{ACMIN}处出现的最小直流电压V_{MIN}是电源设计的一个重要参数。选择C_{IN}值的经验法则是：对于100/115VAC或通用输入，使用2至3μF/W的输出功率；对于230VAC，使用1μF/W的输出功率。在大多数应用中，利用这一法则选取总的C_{IN}值，就代表在系统成本方面是近乎最佳的设计。

精确计算给定C_{IN}的V_{MIN}值（或反之亦然）是一项非常复杂的任务，需要求解一个没有封闭式解的方程。下面的方程是一个很好的一阶近似值，在大多数情况下都足够精确。

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c\right)}{\eta \times C_{IN}}}$$

整流桥导通时间tc通常设置为3ms，可以通过直接测量进行验证。TinySwitch-LT的导通时间延长特性可减小输入电容(CIN)值。该特性可以在输出掉电或电压跌落期间最大化地利用输入电容的能量，从而延长掉电维持时间。

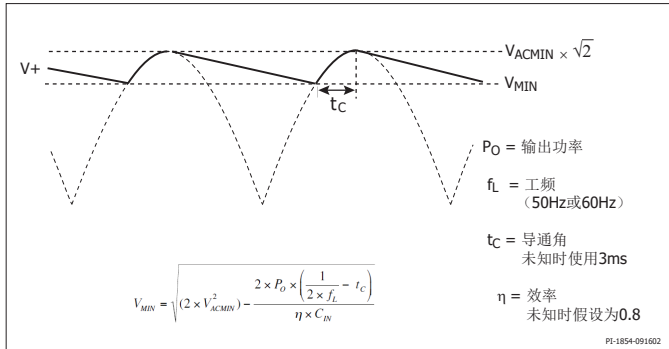


图 49. 输入电压波形

第3步 – 选择输出二极管并估算相关效率损失

可根据预期的电源效率和成本选择输出二极管。

- 使用肖特基二极管可满足最高效率要求，尤其是对于3.3V和5V等低输出电压。
- 输出电压高于5V时，可使用超快速二极管。
- 如果效率无关紧要或成本至关重要，可使用快速PN二极管。
- 肖特基和超快速二极管可用于连续工作模式。快速PN二极管只能用于断续工作模式。
- 选择输出二极管类型。
- 输出二极管效率损失是由二极管导致的电源效率降低。表17提供了使用不同类型输出整流二极管时的估计效率损失百分比。
- 最终的二极管电流额定值要在考虑连续短路电流IOS后确定。
- 表11列出了一些常用的二极管以供参考。 V_R 是反向电压额定值， I_O 是二极管直流电流额定值。

二极管类型	V_O (V)	效率损失
肖特基	0.5	$(0.5/V_O) \times 100\%$
超快速	1.0	$(1.0/V_O) \times 100\%$
快速	1.0	$(1.0/V_O) \times 100\%$

表 17. 二极管正向电压和效率损失

第4步 – 确定输出二极管峰值反向电压(PIV) 根据 V_{MAX} 、 V_O 、 V_D 和PIV 计算反射输出电压 V_{OR}

当集成到TinySwitch IC的功率MOSFET关断且次级导通时，次级上的电压会通过匝数比反射到变压器的初级侧。该反射电压 V_{OR} 会叠加到TinySwitch漏极节点的输入直流电压。漏极电压的最差情况发生在直流输入电压达到最大值时的高输入电压下。最大直流输入电压值可按下式计算：

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX}$$

从二极管数据手册中查找输出整流二极管反向电压 V_R 。

计算最大反向电压峰值PIV。通常建议的最大PIV为额定反向电压 V_R 的80%。

$$PIV = 0.8 \times V_R$$

计算反射输出电压 V_{OR} ：

$$V_{OR} = \frac{V_{MAX} \times (V_O + V_D)}{PIV - V_O}$$

- V_{OR} 必须小于135V。
- 对于<20W的输出功率，一个好的起始值是将 V_{OR} 设置为等于100V。
- 输出功率高于20W时，将 V_{OR} 设置在100V – 110V之间。

第5步 – 根据输入电压范围和输出功率选择TinySwitch-LT器件

根据表18从TinySwitch-LT产品系列中选择合适的器件。

输出功率对照表

型号 ₃	230VAC ±15 %		85 – 265VAC	
	适配器 ¹	峰值或敞开式 ²	适配器 ¹	峰值或敞开式 ²
TNY174P/D⁴	6W	11W	5W	8.5W
TNY175P/D⁴	8.5W	15W	6W	11.5W
TNY176P/D⁴	10W	19W	7W	15W
TNY177P⁴	13W	23.5W	8W	18W
TNY177D	11.5W	23.5W	7W	18W
TNY178P	16W	28W	10W	21.5W
TNY178D	14.5W	26W	9W	19.5W
TNY179P	18W	32W	12W	25W
TNY180P	20W	36.5W	14W	28.5W

表 18. TinySwitch-LT系列器件

备注：

- 最小的连续输出功率是在典型的无风冷密闭适配器中、环境温度为+50°C的条件下测量得到的。使用一个外部散热片将提高输出功率的能力；
- 在任何设计中的最小峰值功率或在敞开式设计中的最小持续功率（参见数据手册中的“设计要点”）；
- 封装：P：DIP-8C；SMD-8C（图50）。参见数据手册内的元件订购信息。

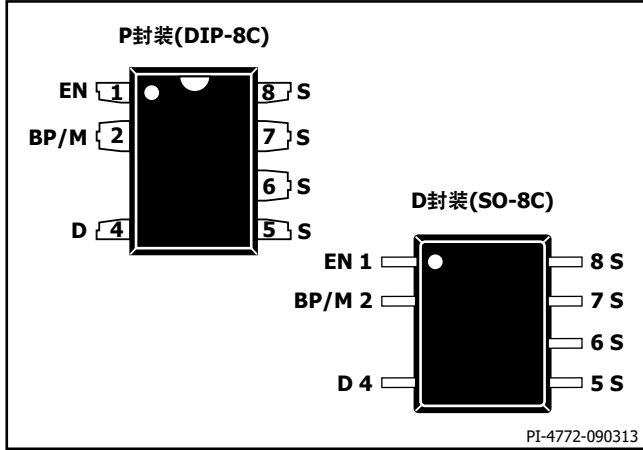


图 50. TinySwitch-LT IC封装

第6步 – 使用 V_{OR} 和 V_{MIN} 确定低输入电压下的最大占空比 D_{MAX}

对于连续模式工作：

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

V_{DS} 是TinySwitch导通期间的平均漏源极电压。将 V_{DS} 设置为约10V，会使 D_{MAX} 略有增加。

较高的 V_{MIN} 可以直接提高给定TinySwitch器件的输出功率能力，而较低的 V_{MAX} 则可以允许选取较大的 V_{OR} ，从而增加 D_{MAX} ，这也会提高给定TinySwitch器件的输出功率。

根据 V_{MIN} 、 P_O 、 η 、 I_P 和 D_{MAX} 计算 K_{RP}

K_{RP} 是初级纹波电流 I_R 与初级峰值电流 I_P 之间的比率。 I_P 是最小 I_{LIMIT} 的90%。

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) \times D_{MAX}}$$

低输入电压下的平均直流电流 I_{AVG} 就是输入功率除以 V_{MIN} ，其中输入功率等于输出功率除以效率。

$$I_{AVG} = \frac{P_{OUT}}{\eta V_{MIN}}$$

通过结合上述 I_P 和 I_{AVE} 方程， K_{RP} 可以表示为：

$$K_{RP} = \frac{2 \times (I_P \times D_{MAX} \times \eta \times V_{MIN} - P_O)}{I_P \times D_{MAX} \times \eta \times V_{MIN}}$$

可以很容易地推导出初级纹波电流：

$$I_R = I_P \times K_{RP}$$

当MOSFET开关在次级电流减小到零之前导通时，电源工作在CCM模式。图51a和51b分别描绘了连续和断续模式下的初级漏极电流和次级二极管电流的波形形状。

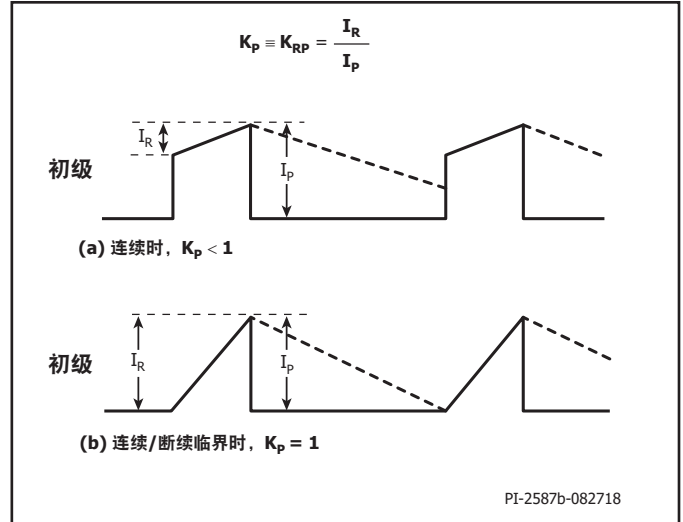


图 51. 初级漏极电流和次级二极管电流波形

第8步 – 对照0.6检查 K_{RP}

如果 $K_{RP} > 0.6$ ，转至第9步。

如果 $K_{RP} < 0.6$ ，则设置 $K_{RP} = 0.6$ ，然后按以下步骤操作。

- 使用第7步中的方程重新计算 D_{MAX} 。
- 使用第6步中的方程重新计算 V_{OR} 。
- 如果 $V_{OR} < 135V$ ，转至第9步。
- 如果 $V_{OR} > 135V$ ，转至第5步，选择更高电流的TinySwitch器件。

第9步 – 计算初级电感量， L_P

连续模式：

$$L_P = \frac{10^6 \times P_O}{K_{RP} \times \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) \times \frac{1}{0.9} \times I_P^2 \times f_s} \times \frac{Z \times (1 - \eta) + \eta}{\eta}$$

η 是效率， Z 是损耗因子。如果 $Z = 1$ ，说明所有损耗都在次级侧。如果 $Z = 0$ ，说明所有损耗都在初级侧。 Z 只是次级损耗与总损耗比率。如果没有更好的参考信息， Z 值应设置为0.5。

- I_P 是TinySwitch数据手册中的最小 I_{LIMIT} ，如第7步中所述。
- f_s 是TinySwitch数据手册中的最小开关频率。
- 请注意 I_P 和 f_s 在温度范围内的变化之间的抵消效应，这会导致额外的 $1/0.9$ 项。
- Z 是损耗分配因子。

初级电感量(LP)公差

为了确保变压器设计的可制造性，设计工程师需要提供所需的初级电感量公差。如果没有公差参考值，良好的设计方法和通常使用的公差为计算得出的初级电感量(LP)的 $\pm 10\%$ 。

为确保达到最小初级电感要求，应在所需的初级电感总量上加上 $+10\%$ 。

第10步 – 变压器设计

- 计算圈数比 N_p/N_s :

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{OR}}{V_o + V_D}$$

- 选择磁芯和骨架。对于典型设计，表6给出了常用磁芯和功率水平的建议。不过，这只是一个保守的指导原则；建议反复进行设计调整，以获得满足设计规格的优化解决方案。

AN-18的附录A还提供了适合不同功率范围的推荐磁芯类型表。对于单路输出设计，三层绝缘线次级可简化变压器结构，并允许在给定输出功率下使用最小尺寸的磁芯和骨架。挡墙绕制适用于单路输出和多路输出次级绕组，需要更宽的骨架，因此需要更长/更高的磁芯。如果没有特定的外形尺寸要求，最好从适合功率水平的最小EE型磁芯开始。EE磁芯通常是成本最低的类型。磁芯类型后面的两位数字表示磁芯尺寸，单位为mm。对于100kHz工作频率，磁芯材料的选择并不十分重要。TDK PC40材料是不错的首选。许多生产厂商都提供具有类似特性的其他铁氧体材料，如飞利浦3C85及其同类产品，也能在100kHz频率下工作，如果具有成本优势，也可以使用。

从目录中选择磁芯后，可以很容易地确定合适的骨架。

生产厂商指定的磁芯参数 A_E 、 L_E 、 A_L 以及骨架参数BW通常可以在同一目录中找到。

- 计算初级和次级绕组圈数，以使峰值磁通密度(B_p)不超过3000高斯。将 B_p 限制在2500高斯，以实现低音频噪声设计。使用最低的实际 B_p 值，以最大程度地降低音频噪声。有关音频噪声抑制技术的更多信息，请参见AN-24。
- 有不同的方法可以确定每个绕组的圈数。一种方法是，首先通过选择小于3000高斯的最大磁通密度BP来计算初级绕组圈数(N_p)。根据前面步骤所得知的 L_p 和 I'_p ，我们可以计算 N_p 如下：

$$N_p = 100 \times I'_p \times \frac{L_p}{B_p \times A_E}$$

其中， I'_p 等于最大 I_{LIMIT} 。

另一种方法是选择设计表格所应用的次级绕组圈数 N_s 。好的做法是先选择次级绕组圈数。对于100/115VAC使用1圈/伏特，对于230VAC或通用输入使用0.6圈/伏特，这是一个很好的假设。例如，对于115VAC和12V输出 V_o 以及0.7的整流管正向压降 V_D ，将使用13圈次级作为初始值。初级绕组圈数 N_p 与次级绕组圈数 N_s 的关系是 V_{OR} 与 $V_o + V_D$ 之间的比值。

- 计算次级绕组圈数 N_p :

$$N_p = N_s \times \frac{V_{OR}}{V_o + V_D}$$

- 同样，偏置绕组的圈数 N_B 可由下式计算得出：

V_B 为偏置电压， V_{DB} 为偏置整流管正向压降。

- 然后，确定初级绕组圈数 N_p 后，必须检查的另一个关键参数是磁芯中的最大磁通密度(B_M)。

$$B_M = \frac{100 \times I_p \times L_p}{N_p \times A_E}$$

其中， A_E 是磁芯的等效截面积。初级电感量 L_p 从第9步计算得出。而 I_p 或初级电流已经给出。

如果 B_M 超过3000高斯，则必须增加磁芯截面积（磁芯尺寸）或 N_p ，使其处于2000至3000高斯范围内。另一方面，如果 B_M 小于2000高斯，则可以使用较小的磁芯或较少的初级绕组圈数。

- 计算气隙长度 L_g 。气隙长度应大于0.1mm，以确保可制造性。

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_p^2}{1000 \times L_p} - \frac{1}{A_L} \right)$$

可以从磁芯的数据手册中找到磁芯截面积 A_e 和无气隙的等效电感量 A_L 。 L_g 通常作为气隙地集成到磁芯的中心柱，并且需要至少51 μ m或2密耳才能实现可制造性。如果 L_g 小于51 μ m，则必须再次增大磁芯尺寸或 N_p 。

变压器生产厂商始终需要的另一个参数是开气隙后的磁芯等效电感量 A_{LG} ，该参数只有在 N_p 固定后才能确定：

$$A_{LG} = 1000 \times \frac{L_p}{N_p^2}$$

第11步 - 计算初级有效值电流 I_{RMS} 、次级峰值电流 I_p 、有效值电流 I_{SRMS} 和输出纹波电流 I_{RIPPLE}

连续模式

- 计算初级有效值电流 I_{RMS} :

$$I_{RMS} = I_p \times \sqrt{D_{MAX} \times \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)}$$

- 计算次级峰值电流 I_{SP} ，可根据初级峰值电流 I_p 以及初级和次级之间的圈数比 N_p/N_s 得出。

$$I_{SP} = I_p \times \frac{N_p}{N_s}$$

- 计算次级有效值电流 I_{SRMS} 。次级的 K_{RP} 始终与初级的 K_{RP} 相同，因为它只是具有占空比 $(1-D)$ 的初级电流的反射版本。因此，次级有效值电流 I_{SRMS} 可以采用与初级有效值电流类似的方式表示，只是 D_{MAX} 替换为 $(1 - D_{MAX})$ 。

$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{(1 - D_{MAX}) \times \left(\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right)}$$

I_{RIPPLE} 是输出电容的有效值纹波电流，可按下式计算：

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2}$$

I_O 是电源输出电流，可按下式计算：

$$I_O = \frac{P_O}{V_O}$$

第12步 - 确定初级和次级的线规

根据磁芯和骨架的尺寸，可以确定初级导线外径（单位为mm），该外

$$OD = \frac{BW_E}{N_p}$$

径需要适配一整层或两整层的初级圈数，以便留出适当的裕量。

BW_E 是等效骨架宽度，它考虑了物理骨架宽度 BW 、挡墙 M （单位均为mm）以及绕组层数 L ：

$$BW_E = L \times [BW - (2 \times M)]$$

可以选择小于或等于该直径的最接近的标准漆包线规格。使用线材表中的信息确定该线规的裸线直径 DIA 。下一步是确定导线尺寸是否足以满足最大 I_{RMS} 的要求。漆包线的电容量以“每安圆密耳数”或 CMA 表示，它是电流密度的倒数：

$$CMA = \frac{1.27 \times DIA^2 \times \frac{\pi}{4}}{I_{RMS}} \times \left(\frac{1000}{25.4} \right)^2$$

如果 CMA 小于200，则需要更大规格的导线来处理电流。如果只有一个现有层，则可以通过添加第二层和/或使用更大的磁芯/骨架和/或更小的 N_p 来实现。另一方面，如果 CMA 大于500，则表明可以使用更小的磁芯/骨架和/或更大的 N_p 。

请注意，在AN-17设计表格中， DIA 实际上是使用经验方程从 OD 得出的。实用导线尺寸 AWG 是根据 DIA 确定的（有关导线尺寸信息，请参见AN-18附录A表2）。然后根据 AWG 计算出 CMA 。

根据次级有效值电流 I_{SRMS} ，可计算出最小次级导线直径 DIA_s （单位为mm），计算方法如下：

$$DIA_s = \sqrt{\frac{4 \times CMA \times I_{SRMS}}{1.27 \times \pi}} \times \frac{25.4}{1000}$$

如果所需的次级导线直径大于 $AWG \#26$ 线径（相当于100kHz下透入深度的两倍），则应使用等于或小于 $AWG \#26$ 线径的并绕绕组配置，以提供相同的等效截面积。并绕绕组的圈数必须与 N_s 相同。例如，如果上面的方程式表明导线为23 AWG，则由 N_s 圈两股并绕的26 AWG组成的绕组将是一个不错的选择。

请注意，如果次级绕组使用三层绝缘线，则绝缘线直径实际上要比 DIA_s 大出两倍绝缘层厚度。因此，必须计算最大外径 OD_s （单位为mm）：

$$OD_s = \frac{BW - (2 \times M)}{N_s}$$

应指定三层绝缘线，其导线直径等于或大于 DIA_s ，绝缘外径等于或小于 OD_s 。

从第10步到第12步可以看出，变压器设计本身就是一个高度反复的过程。当 N_p 改变时， N_s 和 N_b 也会根据已经确定的比例发生变化。同样，磁芯尺寸的任何变化都需要重新计算 CMA 、 B_M 和 L_g ，以确保它们在规定的限值内。表19显示了改变层数 (L) 、次级圈数 (N_s) 和磁芯/骨架时的关系和影响。

		最大磁通密度 (B_M)	气隙长度 (L_g)	电流容量 (CMA)
层数(L)	↑	—	—	↑
次级绕组圈数 (N_S)	↑	↓	↑	↓
磁芯	↑	↓	↑	↑

表 19. L 、 N_S 和磁芯在反复优化中的关系**第13步 – 确定输出短路电流 I_{OS}**

- 根据 I'_p 和 N_p/N_s 计算最大输出短路电流 I_{OS} ，其中 I'_p 是TinySwitch数据手册中的最大 I_{LIMIT} ， N_p/N_s 是第10步中的圈数比。

$$I_{OS} = I'_p \times \frac{N_p}{N_s} \times k$$

其中， k 是峰值有效值电流转换系数。

- k 值是根据经验测量值确定的：肖特基二极管的 $k = 0.9$ ，PN结二极管的 $k = 0.8$ 。
- 根据二极管电流额定值 I_D 检查 I_{OS} 。如有必要，可选择电流更大的二极管。

第14步 - 选择输出电容

ESR是选择输出滤波电容的最重要参数。电容ESR直接决定了电源的输出纹波电压和电容的纹波电流额定值。一般来讲，纹波电流比较高的电容，其ESR也是可以接受的。

$$ESR = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{SP}}$$

纹波电流通常是在105°C环境温度下指定的，这比大多数应用所需的环境温度要高得多。因此，电容可以在更高的纹波电流下工作，该电流由电容数据手册中的乘数系数决定。

电容的实际纹波电流可按下式计算：

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2}$$

其中， I_{SRMS} 是次级绕组有效值电流， I_O 是直流输出电流。

- 选择有效值电流额定值等于或大于输出纹波电流的输出电容。
- 使用额定用于开关电源的低ESR电解电容。
- 例如，UCC的KZH系列、Nichicon的UHD或UHW系列、以及Panasonic的EEU系列。

对于实际输出而言，电容值是次要的。只要电容对纹波的影响可以忽略不计。如果遵循所选的实际电容值，这将成立，如下面的 C_{OUT} 等式所示：

$$C_{OUT} >> \frac{I_{OUT} \times D_{MAX}}{V_{RIPPLE} \times f_{SW}}$$

其中，

C_{OUT} 为实际电容值。

I_{OUT} 为直流输出电流。

D_{MAX} 为最大占空比。

V_{RIPPLE} 为所需的输出纹波电压。

f_{SW} 为电源的开关工作频率。

第15步 – 选择输出后级滤波器

如果输出电容上测得的开关纹波电压高于要求的规格，则建议使用由2.2至4.7 μ H电感或铁氧体磁珠（仅适用于输出电流<1A的情况）和低ESR电解电容组成的LC后级滤波器。与增加电容值和/或降低主输出滤波电容的ESR相比，这将是一种成本更低的解决方案。

第16步 – 选择偏置整流管

偏置整流管的选择与输出整流管的选择类似，不同之处在于偏置绕组承载的电流很小（通常小于10mA）。电流容量和极快速恢复的注意事项不再适用。

偏置整流二极管两端的峰值反向电压由下式给出：

$$PIV_B = V_B + \left(V_{MAX} \times \frac{N_B}{N_P} \right)$$

第17步 – 根据输入电压 V_{ACMAX} 和输入有效值电流 I_{ACRMS} 选择整流桥

在低输入电压下输入整流桥的最大工作电流：

$$I_{ACRMS} = \frac{P_O}{\eta \times V_{ACMIN} \times PF}$$

PF是电源的功率因数。通常，对于具有电容输入滤波器的电源，PF介于0.5至0.7之间。如果没有更好的参考数据，则使用0.5。

选择整流桥，使得：

- $I_D > 2 \times I_{ACRMS}$ ：其中， I_D 是整流桥的额定有效值电流。
- $V_R > 1.25 \times 1.414 \times V_{ACMAX}$ ：其中， V_R 是整流二极管的额定反向电压。

第18步 – 反激电源连续导通工作模式(CCM)的设计到此完成

II. 断续工作模式

本节主要介绍实现断续模式工作的设计的步骤过程和设计方程。

第1步 – 按照“深入信息”第I部分的第1步至第5步进行操作

第2步 – 确定初级峰值电流 I_p 。根据 V_{MIN} 、 P_o 和 I_p 计算断续工作模式的最大占空比 D_{MAX}

- 初级峰值电流为所选TinySwitch器件的数据手册中最小 I_{LIMIT} 的90%。
 $I_p = 0.9 \times I_{LIMIT}$ 最小值。
- 计算断续工作模式的最大占空比 D_{MAX} ，如下所示：

$$D_{MAX} = \frac{2 \times P_o}{\eta \times V_{MIN} \times I_p}$$

第3步 – 根据 V_{MIN} 、 V_{OR} 和 D_{MAX} 计算 K_{DP}

在断续导通模式或DCM工作模式下，当MOSFET导通时，次级电流为零。图52说明了DCM工作模式下的初级漏极电流和次级整流管电流。

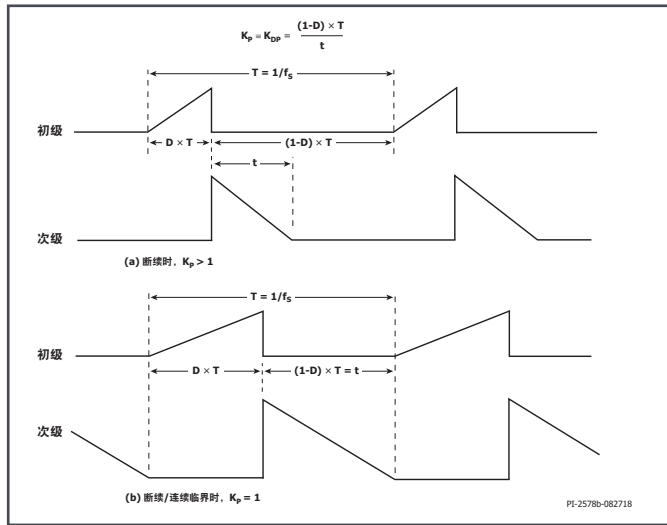


图 52. DCM工作模式下的初级漏极和次级整流管电流

- K_{DP} 是开关的关断时间与磁芯的复位时间的比值：

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

第4步 – 检查 K_{DP} 以确保断续工作模式

采用断续工作模式时，输出滤波器通常较小，使用PN结二极管的输出整流管成本较低，EMI和噪声较低。

在某些应用中，可能需要采用完全断续工作模式（在所有条件下均断续工作），以满足特定要求，如极低的输出纹波电压。使用RC缓冲器和/或PN结二极管作为输出整流管时，也需要采用完全断续工作模式。必要时，可以通过提高 V_{OR} 来实现这一目标。为使TinySwitch-LT器件在最差情况下的漏极电压低于建议的650V水平， V_{OR} 应保持在135V以下。

深度断续工作模式($K_{DP} > 1$)是指在大多数情况下设计处于断续工作模式，但偶尔也有可能处于连续工作模式。

连续工作模式($K_{DP} < 1$)可提供更高的输出功率。在这种模式下，应使用肖特基输出二极管，以防止二极管反向恢复时间过长，从而可能超过前沿消隐时间(t_{LEB})。

第5步 – 检查是否为完全断续工作

$K_{DP} > (1 - D_{MAX}) / (0.67 - D_{MAX})$ ：完全断续。

0.67是由各种参数（如TinySwitch电流限流点和频率的公差）引起的占空比弛张百分比的倒数。

按下式重新计算 V_{OR} ：

$$V_{OR} = \frac{K_{DP} \times V_{MIN} \times D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

- 如果 $V_{OR} < 135V$ ，转至第6步。
- 如果 $V_{OR} > 135V$ ，返回“深入信息”第5步的第一部分，选择更高电流的TinySwitch器件。

第6步 – 计算断续模式的初级电感量 L_P

$$L_P = \frac{10^6 \times P_o}{K_{RP} \times \left(1 - \frac{K_{RP}}{2}\right) \times \frac{1}{0.9} \times I_p^2 \times f_s} \times \frac{Z \times (1 - \eta) + \eta}{\eta}$$

其中：

I_p 是TinySwitch数据手册中的最小 I_{LIMIT} 。

f_s 是TinySwitch数据手册中的最小开关频率。

请注意 I_p 和 f_s 的过温变化之间的抵消效应，这会导致额外的1/0.9项。

Z 是损耗分配因子。如果 $Z = 0$ ，说明所有损耗都在初级侧。如果 $Z = 1$ ，说明所有损耗都在次级侧。如果没有参考， $Z = 0.5$ 是一个合理的起始点。

第7步 – 变压器设计

基于连续工作模式进行的变压器设计步骤也适用于DCM。对于第7步，即断续工作模式的变压器设计，将采用第I部分第10步的设计方程和步骤。

第8步 – 计算初级有效值电流 I_{RMS} 和次级有效值电流 I_{SRMS} 断续模式：

- 计算初级有效值电流 I_{RMS}

$$I_{RMS} = \sqrt{D_{MAX} \times \frac{I_p'^2}{3}}$$

其中， I_p' 等于最大 I_{LIMIT} 。

- 计算次级有效值电流 I_{SRMS} 。

$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{3 \times K_{DP}}}$$

其中， $I_{SP} = I_p' \times [N_p/N_s]$ 且 $I_p' = I_{LIMITMAX}$ 。

- 根据 I_{RMS} 和 I_{SRMS} 选择初级和次级绕组的线规。
- 在某些设计中，可能需要使用规格较小（直径较大）的导线，以便在连续短路条件下将变压器温度保持在可接受的范围内。
- 请勿使用细于36 AWG的导线，以防止绕组电容过大并提高可制造性。

第9步 – 确定初级和次级的线规

第I部分中初级和次级绕组步骤的线规计算也适用于断续模式。对于断续模式的第9步，将采用第I部分第12步的设计方程和步骤。

第10步 – 确定输出短路电流 I_{OS} 以及输出电容(C_{OUT})、输出后级滤波器、偏置整流管和整流桥的选择

其他设计参数的计算和选择，如输出短路(I_{OS})、输出电容(C_{OUT})、输出后级滤波器、偏置整流管和整流桥，与第I部分的计算方法相同。对于断续工作模式的第10步，将采用第I部分设计方程和步骤的第13至17步。

第13步 – 反激电源断续导通工作模式(DCM)的设计到此完成

注释

修订版本	注释	日期
A	初始版本。	08/20

有关最新产品信息，请访问：www.power.com

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

Patent Information

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

Life Support Policy

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

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

Power Integrations, the Power Integrations logo, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, HiperPLC, HiperPFS, HiperTFS, InnoSwitch, Innovation in Power Conversion, InSOP, LinkSwitch, LinkZero, LYTSwitch, SENZero, TinySwitch, TOPSwitch, PI, PI Expert, PowiGaN, SCALE, SCALE-1, SCALE-2, SCALE-3 and SCALE-iDriver, are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2020, Power Integrations, Inc.

Power Integrations全球销售支持网络

全球总部

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

中国（上海）

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

中国（深圳）

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

德国（AC-DC/LED业务销售）

Einsteinring 24
85609 Dornach/Aschheim
Germany
Tel: +49-89-5527-39100
e-mail: eurosales@power.com

德国（门极驱动器销售）

HellwegForum 1
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