

应用指南AN-98

LinkSwitch-TNZ产品系列

降压和降压-升压变换器设计指南

简介

LinkSwitch™-TNZ系列IC将功率变换与AC过零点信号的无损耗生成相结合。该信号通常用于系统时钟和定时功能。相较于分立解决方案，采用高度集成的LinkSwitch-TNZ IC的设计可减少40%以上的元件数量。除了在低功率反激式设计实现80%以上的效率外，通过开/关控制实现的极低轻载功耗，可以使更多的功能（显示屏、无线连接、传感器等）在系统待机时处于激活状态。LinkSwitch-TNZ产品系列具有极高的适用性，支持降压式、降压-升压式和反激式变换器拓扑结构。

每个器件在一个单片IC上集成了一个725V的功率MOSFET驱动器、振荡器、一个给IC实现自供电的高压开关电流源、频率调制、快速（逐周期）电流限制以及保护电路。

LinkSwitch-TNZ IC在空载模式下功耗不到100μA，从而使电源设计符合全球性的空载和待机功耗标准。MOSFET电流限制阈值通过旁路引脚电容值进行选择。选择较高的限流点可提供最大连续输出电流，而较低的限流点允许使用小尺寸表面贴装电感。完善的保护功能意味着基于LinkSwitch-TNZ的电源可保护电源本身和系统免受输入和输出过压和欠压故障的影响。LinkSwitch-TNZ IC还可以防止器件过温故障、输出失调以及电源输出过载或短路故障。

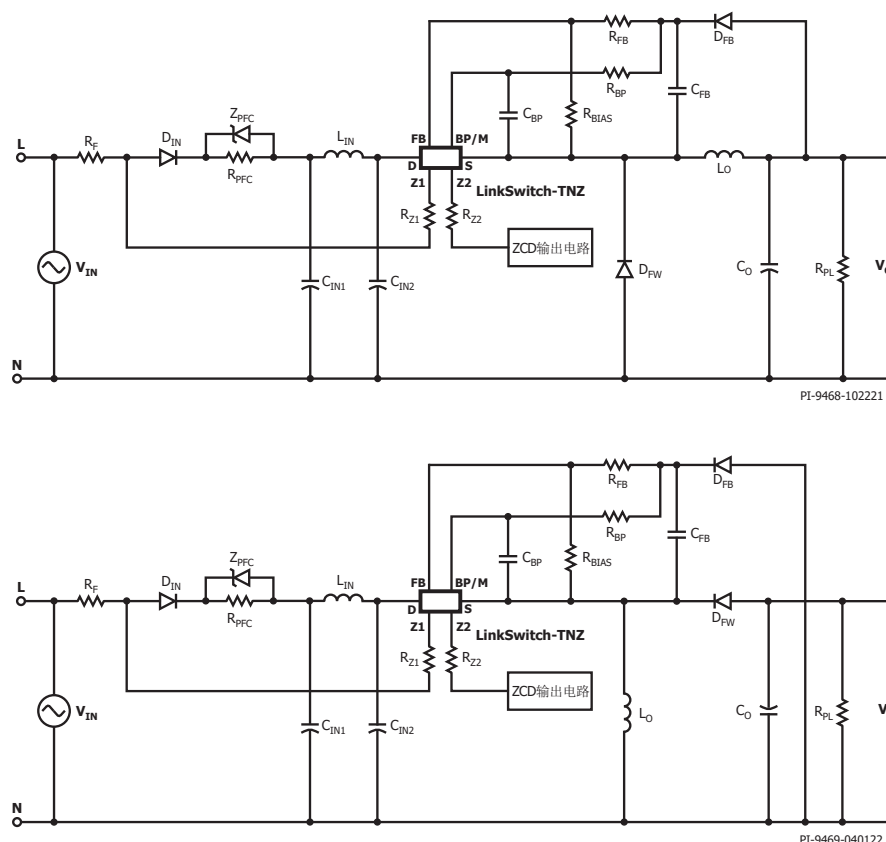


图 1. 采用LinkSwitch-TNZ的降压式变换器1(a)和降压-升压式变换器1(b)的基本电路结构

范围

本应用指南提供了有关使用LinkSwitch-TNZ系列器件设计非隔离式电源的信息。本文档介绍了降压和降压-升压拓扑结构的设计程序。本文档旨在为电源工程师提供相关设计指南，使他们能够使用低成本的市售标准电感快速设计出高能效的降压或降压-升压式变换器电源。此外还提供完整的设计公式，以利于选择变换器的关键元件。由于功率MOSFET和控制器已集成到一个IC之中，设计过程就变得极为简单，电路配置只有很少的元件，并且不需要变压器。因此，本文提供了快速入门信息，方便用户根据典型的输出电压和电流选择元件。为方便起见，本文直接参考了PIXIs变压器设计表格，该设计表格为PI Expert™设计软件套件的一部分（请访问power.com免费下载设计软件或使用PI Expert的网络版本）。LinkSwitch-TNZ电源的基本电路原理图如图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，读者还会发现LinkSwitch-TNZ参考设计套件（RDK，其中包括工程原型样板和工程报告）非常有用，可作为一个工作电源范例使用。关于PI Expert软件下载、如何得到RDK及本文档更新方面的详细信息，请访问www.power.com。

快速入门

熟悉电源设计过程并希望立即开始设计的读者可以使用如下信息，参考图1以及表1和表2快速为新设计选择合适的元件。

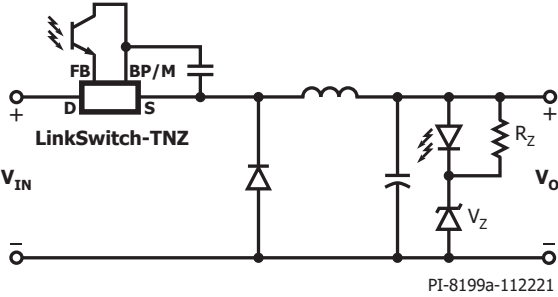
1. 对于交流输入设计，选择输入级（表9）。
2. 选择拓扑结构（表1和表2）。如果要求输出调整率优于 $\pm 5\%$ ，需要使用光耦器反馈，以及合适的基准电压例如采用TL431或高精度齐纳稳压管。
3. 选择LinkSwitch-TNZ器件、 L_O 、 R_{FB} 或 V_Z 、 R_{BIAS} 、 C_{FB} 、 R_Z 以及 D_{FW} 的反向恢复时间（表4：降压；表5：降压-升压）。
4. 选择续流二极管以满足第3步确定的 t_{RR} （表3）。
5. 对于直接反馈设计，如果最小负载 $< 3\text{mA}$ ，计算 $R_{PL} = V_O/3\text{mA}$ 。
6. 选择 C_O ，应为 $100\mu\text{F}$ 、 $1.25 \times V_O$ 、低ESR型。
7. 构建原型样板并验证设计。

拓扑结构	基本电路原理图	主要特色
高压侧 降压 - 直接反馈	PI-8199a-101121	1. 输出以输入为参考。 2. 正输出(V_O)，相对于$-V_{IN}$。 3. 降压：$V_O < V_{IN}$ 4. 直接反馈（$\pm 5\%$典型值） 5. 需要使用一个输出负载来维持稳压（注释2）。
高压侧 降压-升压 - 直接反馈	PI-8200a-040122	1. 输出以输入为参考。 2. 负输出(V_O)，相对于$-V_{IN}$。 3. 升压/降压：$V_O < V_{IN}$或$V_O > V_{IN}$。 4. 直接反馈（$\pm 5\%$典型值） 5. 有失效安全特性 - 当内部功率MOSFET故障时，输出不受输入电压的影响。 6. 需要使用一个输出负载来维持稳压（注释2）。

备注：

1. 对于12V设计，使用3mA假负载时，直接检测反馈通常可实现 $\pm 5\%$ 的整体调整精度。
2. 为确保输出稳压，可能需要使用一个假负载来维持3mA的最小负载电流（仅限降压与降压-升压拓扑结构）。
3. 升压拓扑结构也可以，但未显示。

表 1. 采用直接检测反馈的LinkSwitch-TNZ电路配置

拓扑结构	基本电路原理图	主要特色
高压侧 降压 – 光耦器反馈		1. 输出以输入为参考。 2. 正输出(V_O)，相对于 $-V_{IN}$ 。 3. 降压: $V_O < V_{IN}$ 4. 直接反馈 ($\pm 5\%$ 典型值) 5. 需要使用一个输出负载来维持稳压 (注释2)。

备注:

1. 光耦器反馈调整率仅受到参考电压精度的限制 (齐纳稳压管或IC)。
2. 光耦器无需通过安规认证。
3. 参考电压的电流充当假负载。 R_Z 的值取决于齐纳稳压管测试电流或参考IC偏置电流，通常介于470Ω至2kΩ，1/8W，5%。
4. 升压拓扑结构也可以，但未显示。
5. 光耦器反馈提供最低空载功耗。

表 2. 采用光耦器反馈的LinkSwitch-TNZ电路配置

型号	V_{RRM}	I_F	t_{RR}	封装	生产厂商
	(V)	(A)	(ns)		
MUR160	600	1	50	引脚	Vishay
UF4005	600	1	75	引脚	Vishay
BYV26C	600	1	30	引脚	Vishay/Philips
FE1A	600	1	35	引脚	Vishay
STTA10 6	600	1	20	引脚	ST Microelectronics
STTA10 6U	600	1	20	SMD	ST Microelectronics
US1J	600	1	75	SMD	Vishay
SFM18PL	600	1	35	SMD	MCC

表 3. 适合用作续流二极管的超快速二极管的列表

V_{OUT} (V)	$I_{OUT(MAX)}$ (mA)	电感		建议的 LinkSwitch-TNZ 器件	模式	二极管 t_{RR}	R_{FB}^* (k Ω)	V_Z (V)
		典型电感量 (μ H)	I_{RMS} (mA)					
5	≤ 63 80	2000 2400	88 96	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	3.48	3.9
	120 160	910 1300	171 194	LNK33x4	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	175 225	620 1300	315 380	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	225 360	470 820	564 642	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
12	≤ 63 80	2000 2700	87 95	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	11.8	11
	85 120 160	910 1100 1800	143 166 189	LNK33x4	MDCM MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	175 225	620 1500	315 378	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	225 360	470 910	562 634	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
15	≤ 63 80	2400 3300	85 93	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	15.4	13
	70 120 160	910 1300 2200	130 163 186	LNK33x4	MDCM MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	175 225	680 1800	311 376	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	225 360	470 1000	561 628	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
24	≤ 63 80	3900 5100	81 90	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	25.5	22
	50 120 160	910 2000 3300	109 156 183	LNK33x4	MDCM MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	175 225	1100 2700	296 373	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	225 360	680 1600	524 609	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		

其他标准元件

R_{BIAS} : 2.49k Ω , 1%, 1/8W

C_{FB} : 10 μ F, $1.25 \times V_O$

D_{FB} : 1N4005GP

R_Z : 470 Ω 至2k Ω , 1/8W, 5%

表 4. 降压变换器元件快速选择。*选择最接近的标准或标准值组合。

V_{OUT} (V)	$I_{OUT(MAX)}$ (mA)	电感		建议的 LinkSwitch-TNZ 器件	模式	二极管 t_{RR}	R_{FB}^* (k Ω)	V_Z (V)
		典型电感量 (μ H)	I_{RMS} (mA)					
5	≤ 60 80	2000 2700	88 96	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	3.48	3.9
	110 170	910 1300	165 196	LNK33x4	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	215 360	620 1500	311 390	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	340 575	470 910	546 642	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
12	≤ 55 80	2200 3300	82 96	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	11.8	11
	85 105 170	910 1000 2700	146 160 201	LNK33x4	MDCM MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	195 360	620 3300	299 417	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	330 5780	470 1800	543 664	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
15	≤ 55 80	2200 4300	82 98	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	15.4	13
	70 100 170	910 1100 3600	133 155 204	LNK33x4	MDCM MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	195 335	620 3000	300 407	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	315 550	470 1800	533 655	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
24	≤ 50 80	3300 9100	77 105	LNK33x2	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$	25.5	22
	50 90 165	910 1600 6800	114 146 214	LNK33x4	MDCM MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	170 300	910 3600	275 398	LNK33x6	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		
	825 510	560 3000	496 660	LNK33x7	MDCM CCM	$\leq 75ns$ $\leq 35ns$		

其他标准元件:

R_{BIAS} : 2.49k Ω , 1%, 1/8W

C_{FB} : 10 μ F, $1.25 \times V_O$

D_{FB} : 1N4005GP

R_Z : 470 Ω 至2k Ω , 1/8W, 5%

表 5. 降压-升压变换器元件快速选择。*选择最接近的标准或标准值组合。上表中所示的电感值为保守估计值。在部分设计中, 可能需要根据评估进一步减小电感值。

LinkSwitch-TNZ电路设计

LinkSwitch-TNZ工作原理

图1(a)所示为使用LinkSwitch-TNZ IC的降压变换器的基本电路配置。为确保输出稳压，电源采用开/关控制方案，如表6所示。由于开关决定根据逐周期方式做出，设计出的电源具有极好的动态响应性能，并且无需

控制环路补偿元件。如果输出请求开关周期($I_{FB} < 49\mu A$)持续时间超过50ms，则开关停止，电路进入自动重启模式。在自动重启过程中，占空比会降低，以防止电源过热或损坏电路板或负载。如果持续50ms没收到反馈，电源进入自动重启模式，在一定时间内暂停开关以限制功耗。

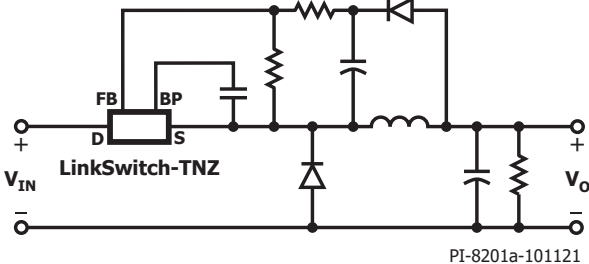
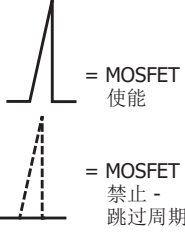
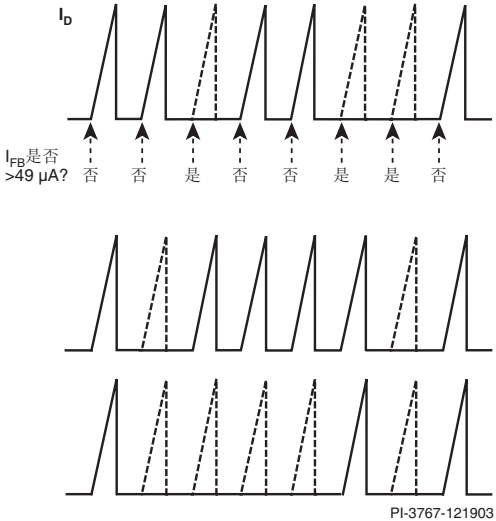
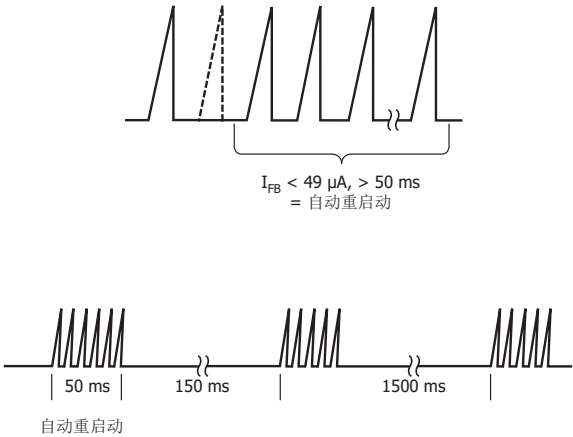
元件标号 电路原理图 和图解	 PI-8201a-101121	
正常工作	 PI-3767-121903	在每个周期开始时反馈(FB)引脚进行采样。 如果$I_{FB} < 49\mu A$，则开始下一开关周期 如果$I_{FB} > 49\mu A$，则跳过下一开关周期 重负载 - 跳过几个周期 轻负载 - 跳过许多周期
自动重启	 PI-8208-120616	如果超过$t_{AR(ON)}$ (50ms)无反馈($I_{FB} < 49\mu A$)，则输出开关禁止，时间等于自动重启关断时间。首次检测到故障时，开关关断的持续时间为150ms (第一个$t_{AR(OFF)}$关断期间)。如果故障持续存在，后续关断时间延长为1500ms (后续$t_{AR(OFF)}$关断期间)。

表 6. LinkSwitch-TNZ工作原理

为实现在无需基准电压（齐纳稳压管或参考IC）的条件下直接检测输出电压，反馈引脚电压在整个工作温度范围内受到严格的公差控制。例如，可以使12V设计的整体输出公差保持在 $\pm 5\%$ 。为实现更高性能，可以根据表2采用一个光耦器加基准电压的电路配置。由于光耦器仅提供电平变换，因此无需满足安规要求或通过安规认证。使用光耦器还可使器件的位置放置具有灵活性，例如，它允许降压变换器的LinkSwitch-TNZ IC放置于低压端返回母线，从而降低EMI，这是因为源极引脚和所连接的元件不再是开关节点的一部分。

选择拓扑结构

如果可能，使用降压拓扑结构。在LinkSwitch-TNZ IC和电感值给定的情况下，降压拓扑结构可最大程度增大可用输出功率。此外，降压拓扑结构中的功率开关和续流二极管上的电压应力以及流经输出电感的平均电流都略小于与降压-升压拓扑结构。

选择工作模式 – MDCM和CCM工作模式

设计开始时，先选择深度断续导通模式(MDCM)或连续导通模式(CCM)，因为这决定着LinkSwitch-TNZ器件、续流二极管和电感的选择。为获得

最大输出电流，可选择CCM。对于其他所有输出元件，推荐选择MDCM。总之，选择相应的工作模式和元件实现最小的整体方案成本。表7汇总了两种工作模式各项指标的差异比较。

CCM与MDCM之间的其他差异包括：DCM的动态响应性能更高，CCM的输出纹波更低（对于相同的电容ESR而言）。不过，这些差异在LinkSwitch-TNZ应用的低输出电流下通常不太显著。

降压或降压-升压变换器的导通模式CCM或MDCM主要取决于输入电压、输出电压、输出电流以及器件限流点。输入电压、输出电压和输出电流均为固定的设计参数，因此LinkSwitch-TNZ的限流点是设置导通模式的唯一设计参数。

“深度断续”一词用于开/关控制，因为有一些开关周期可能出现连续电感电流，但大部分开关周期将处于断续导通模式。设计可以做到完全断续导通，但这样会限制可用输出电流，从而降低设计的性价比。

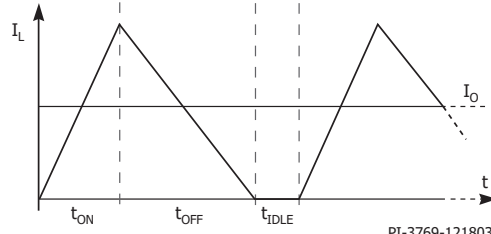
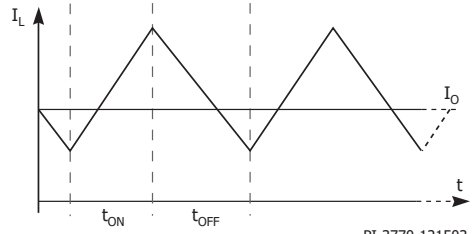
CCM与MDCM工作模式比较		
工作模式	MDCM	CCM
工作描述	 在t_{OFF}期间电感电流降至零，当$t_{IDLE} = 0$时处于MDCM与CCM之间的界线处	 在整个开关周期之内，电流在电感器中持续流动。
电感	成本较低 电感量更低，尺寸更小。	成本较高 电感量更高，尺寸更大。
续流二极管	成本较低 75ns超快速反向恢复二极管（环境温度 $>70^{\circ}\text{C}$ 时 $\leq 35\text{ns}$ ）。	成本较高 要求使用35 ns超快速恢复二极管。
LinkSwitch-TNZ	IC成本可能较高 可能需要使用更大型号的器件来提供所需的输出电流 – 取决于所需的输出电流。	IC成本可能最低 可能允许使用更小型号的器件来提供所需的输出电流 – 取决于所需的输出电流。
效率	效率较高 开关损耗较低。	效率较低 开关损耗较高。
总体比较	通常成本较低，但输出功率会降低。	通常成本较高，但输出功率会提高。

表 7. 深度断续导通模式(MDCM)与连续导通模式(CCM)工作方式之比较

使用流限状态调节器的开/关控制

LNK33x7具有特殊的工作模式，其中流限根据输出负载大小有多种状态。它的优点是在不同负载下产生的噪声较小。

LNK33x7的内部时钟始终工作。它在每个时钟周期上升沿对反馈引脚进行采样，来决定是否执行一个开关周期，并根据多个周期的采样序列确定适当的流限。重负载时，状态调节器将限流点设置到最高值。负载减轻时，状态调节器会将流限降至较低值。

接近最大负载时，LNK33x7将在大部分时钟周期内导通（如图2）。当负载稍轻时，它会“跳过”附加周期以保持电源输出电压的稳定（图3）。中等负载条件下，某些周期会被跳过，同时限流点也会降低（图4）。而在负载极轻时，需要进一步降低流限（图5）。只需要少部分的周期导通即可供给电源本身的功率消耗。

因此，开/关控制电路的响应时间要比PWM控制快得多。这样可获得精确的稳压及出色的动态响应。

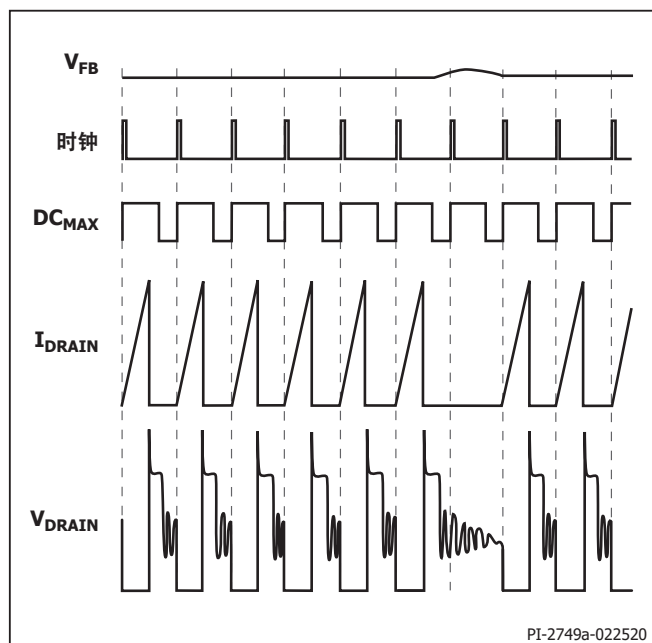


图 2. 在接近满载时的工作情况（反激）

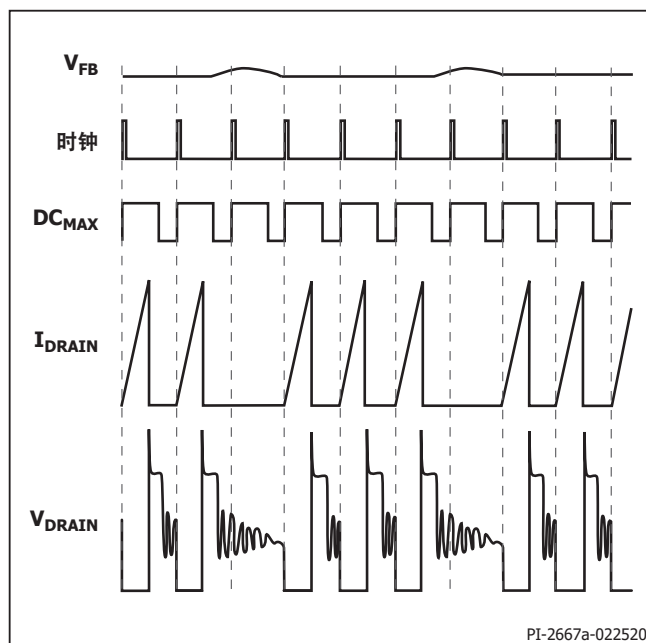


图 3. 在较重负载时的工作情况（反激）

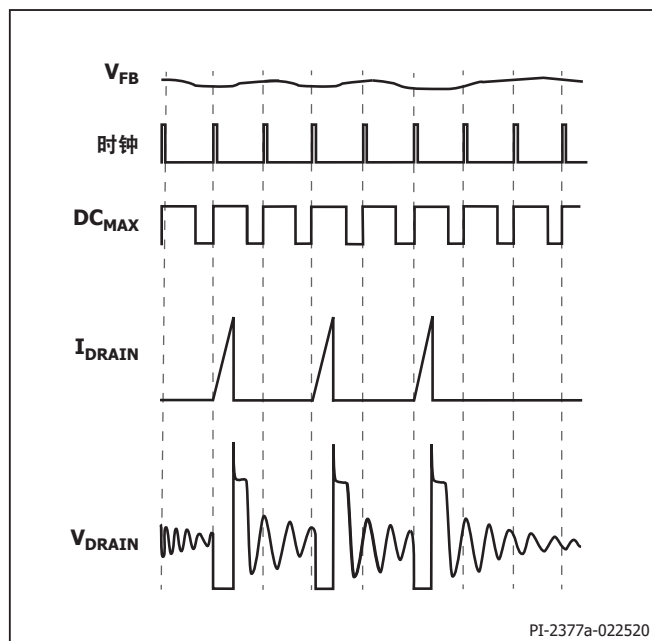


图 4. 在中等负载时的工作情况（反激）

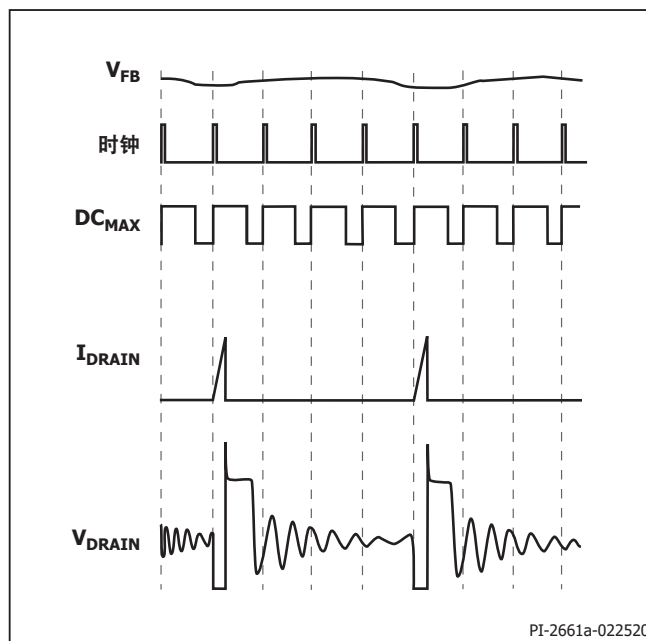


图 5. 在极轻负载时的工作情况（反激）

详细设计步骤

第1步 – 输入应用变量 V_{AC_MIN} 、 V_{AC_MAX} 、 f_L 、 V_O 、 I_O 、 η 、 C_{IN}

1	ACDC_LinkSwitchTNZ_Buck_052621; Rev.1.0; Copyright Power Integrations 2021	INPUT	INFO	OUTPUT	UNIT	ACDC LinkSwitch™-TNZ Buck
2	ENTER APPLICATION VARIABLES					设计标题
3	LINE VOLTAGE RANGE			Universal		交流输入电压范围
4	VACMIN			85.00	V	最小交流输入电压
5	VACMAX			265.00	V	最大交流输入电压
6	fL			60.00	Hz	交流电网频率
7	LINE RECTIFICATION TYPE	F		F		输入电压整流类型: 全波整流时选择“F”, 半波整流时选择“H”
8	VOUT	12.00		12.00	V	输出电压
9	IOUT	0.500		0.500	A	平均输出电流
10	EFFICIENCY_ESTIMATED			0.80		输出端的估计效率
11	EFFICIENCY_CALCULATED			0.78		计算效率基于实际元件和工作点
12	POUT			6.00	W	连续输出功率
13	CIN			15.00	uF	输入电容
14	VMIN			91.0	V	整流后最小交流输入电压的波谷电压
15	VMAX			374.8	V	最大交流输入电压的峰值电压
16	INPUT STAGE RESISTANCE			10	Ohms	输入级电阻, 单位欧姆 (包括热敏电阻、滤波元件等)
17	PLOSS_INPUTSTAGE			0.068	W	最大输入级损耗

表 8. LinkSwitch-TNZ设计表格中的应用变量部分

输入电压

从表9当中确定输入电压范围。

额定输入电压(VAC)	V_{AC_MIN}	V_{AC_MAX}
100/115	85	132
230	195	265
通用	85	265

表 9. 标准的全球输入电压范围

工频, f_L

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。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% (47Hz或56Hz)。

额定输出电压, V_{OUT} (V)

在连续输出负载情况下, 录入电源主输出的额定输出电压。一般来讲, 反馈电路都是连接到主输出上。

输出电流, I_{OUT} (A)

录入电源的输出电流。如果电源是多路输出电源, 输入所有输出的总等效电流, 也即总功率除以主输出电压。

在多路输出设计中, 应增大主输出 (通常有反馈电路连接的输出) 的输出功率, 使得适用的最大连续输出功率与设计中的所有输出的总输出功率相匹配。其他各路输出的输出电压及电流应输入在设计表格底部的单元内。

电源效率, η

输入整个电源的估计效率, 该值是在峰值负载及最差情况输入电压 (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或更大的电源设计, 如果没有更好的参考数据IS可用, 对于12V输出起始值可以取0.7, 对于5V输出取值0.55。一旦完成了工程样板, 应输入实际测量的电源效率。

总输入电容容量, C_{IN} (uF)

参考表10录入总输入电容容量。输入电容容量用来计算大电容两端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 $V_{MIN} > 70V$ 。

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(uF/W)	
	全波整流	半波整流
100/115	2	4-5
230	1	1-2
85-265	2	4-5

表 10. 不同输入电压范围的建议总输入电容容量

第2步 – 确定AC输入级

输入级由可熔电阻、输入整流二极管及电源线滤波器网络组成。推荐使用可熔阻燃型电阻, 根据输入差模浪涌测试要求, 可能需要使用绕线类型的电阻。可熔电阻提供保险丝安全、浪涌电流限制和差模噪声衰减。表12说明了宽电压输入时不同输出功率情况下建议的输入级电路结构。表10说明了在其他输入电压范围内如何选择输入电容的容量。

第3步 – 根据交流输入电压确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX}

根据以下公式计算 V_{MAX} ：

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \quad (1)$$

假设输入可熔电阻的值较小，可忽略其电压降。

得出最小输入电压 V_{MIN}

半波整流管：

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

整流桥：

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \quad (3)$$

如果 $V_{MIN} \leq 70V$ ，则增大 $C_{IN(TOTAL)}$ 值。 T_c 是整流二极管的导通时间。

第4步 – 根据输出电流、限流点和X电容放电选择LinkSwitch-TNZ器件

确定工作模式 – 参见表7。

对于MDCM模式，输出电流 I_o 小于或等于从数据手册中所选器件的最小限流点值的一半。

$$I_{LIMIT_MIN} > 2 \times I_o \quad (4)$$

对于CCM模式，所选的器件应能使输出电流 I_o 大于最小限流点 I_{LIMIT_MIN} 的50%但小于其80%。

$$0.5 \times I_{LIMIT_MIN} < I_o < 0.8 \times I_{LIMIT_MIN} \quad (5)$$

请参阅数据手册了解LinkSwitch-TNZ的限流点值。

典型的LinkSwitch-TNZ器件经过设定可在两个限流点的其中之一进行工作。“RED”或降低的限流点支持以降低的限流点工作，当器件要在远低于额定输出电流的电流水平下工作时，推荐采用此限流点。“STD”或标准限流点适用于大多数应用，可降低BP电容成本。

使用数值为0.1μF的电容会工作在标准电流限流值上。使用1μF的电容可降低限流值，以便采用低成本的贴片式降压电感进行设计。

21	ENTER LINKSWITCH™-TNZ VARIABLES				
22	OPERATION MODE		MCM		深度连续导通工作模式
23	CURRENT LIMIT MODE	STD	STD		选择“RED”表示降低电流限流点，或者选择“STD”表示标准电流限流点
24	XCAP REQUIRED	YES	YES		选择是否需要X电容
25	PACKAGE		SO-8C		器件封装
26	DEVICE SERIES	AUTO	LNK3317		通用LinkSwitch™-TNZ器件
27	DEVICE CODE		LNK3317D		要求的LinkSwitch™-TNZ器件
28	ILIMITMIN		0.725	A	器件的最小限流点
29	ILIMITTYP		0.780	A	器件的典型限流点
30	ILIMITMAX		0.835	A	器件的最大限流点

表 11. LinkSwitch-TNZ设计表格中的LinkSwitch-TNZ变量部分

POUT	≤ 0.25W	0.25 - 1W	> 1W
85 - 265VAC 输入级			
	R_{F1}, R_{F2}: 100-470Ω, 0.5W, 可熔 C_{IN}: ≥2.2μF, 400V D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1}: 8.2Ω, 1W, 可熔 R_{F2}: 100Ω, 0.5W, 阻燃 C_{IN1}, C_{IN2}: ≥3.3μF, 每个400V D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1}: 8.2Ω, 1W, 可熔 L_{IN}: 470μH – 2.2mH, 0.05A – 0.3A C_{IN1}, C_{IN2}: ≥4μF/W_{OUT}, 每个400V D_{IN1}, D_{IN2}: 1N4007, 1A, 1000V
备注	*可选作用来改善EMI和输入电涌性能。在返回母线中不要求阻抗的设计中可以省去。 **可增大取值以满足差模输入雷击测试。		

表 12. 通用输入推荐的交流输入级

第5步 – 选择输出电感

选择任何满足设计要求的市售标准电感。如下图所示，推荐采用单一铁氧体材料的工字型磁芯或棒型磁芯的电感，因为这种电感具成本低和噪声极低的特点。不过，电感应选用浸漆型，以便获得更低的音频噪声。

表4和表5提供了根据设计表格计算得出的常见输出电压和电流所需电感的感量及有效值电流额定值。选择下一个高出要求输出规格的最接近的更大电压和/或电流。或者，可使用PI Expert软件设计套件中的PIXIs设计表格工具或附录B来计算精确的电感值（公式C13）和有效值电流额定值（公式C29）。推荐所选电感器的值更接近 L_{TYP} 而非 $1.5 \times L_{TYP}$ ，因为直流电阻更小并且有效值额定值更高。

$$L_0 < 1.5 \times L_{TYP}$$

对于LinkSwitch-TNZ设计，工作模式不再依赖于电感值。工作模式与负载电流及所选器件的限流点成函数关系。电感值仅设置平均开关频率。表格14所示为标准电感厂商的典型数据手册。市售标准工字型磁芯/棒型磁芯的电感值将随着电流的增大而减小20%。公式(C14)和设计表格中的常数 K_{L_TOL} 可调整此电感值降幅和电感值初始公差。例如，如果要求使用

680μH、360mA电感（参见表格14），公差为10%，电感量在工作电流下估计下降9.5%（约为 $[0.36/0.38] \times 10$ ）。因此， K_{L_TOL} 值 = 0.195 (19.5%)。

并非所有存储在电感中的能量都会传输至负载因为LinkSwitch-TNZ器件之后的元件都会产生损耗，它们分别是电感（绕组电阻和磁芯损耗）、续流二极管、反馈电路、输出电容和假负载。这会限制最大功率输出能力，从而减小最大输出电流。最小电感量必须补偿这些损耗，以便提供指定的满载功率。进行补偿时，需要使用损耗因数 K_{LOSS} 。补偿损耗的推荐值介于总电源损耗的50%至66%之间，根据公式6可以算出。例如，如果一个设计的总效率(η)为0.75，则 K_{LOSS} 值介于0.875和0.833之间。

$$K_{LOSS} = 1 - \left(\frac{1 - \eta}{2} \right) \text{ to } 1 - \left(\frac{2(1 - \eta)}{3} \right) \quad (6)$$



图 6. 工字型磁芯电感示例

52	BUCK INDUCTOR PARAMETERS				
53	INDUCTANCE_MIN		558	uH	输出电流所需的最小设计电感量
54	INDUCTANCE_TYP	AUTO	620	uH	输出电流所需的典型设计电感量
55	INDUCTANCE_MAX		682	uH	输出电流所需的最大设计电感量
56	TOLERANCE_INDUCTANCE		10	%	设计电感的公差
57	DC RESISTANCE OF INDUCTOR		2.0	ohms	降压电感器的直流电阻
58	FACTOR_KLOSS		0.50		可表示电感器提供的“关断状态”下的功率损耗的因子（通常在50%至66%之间）
59	IRMS_INDUCTOR		0.621	A	电感的最大有效值电流
60	PLOSS_INDUCTOR		0.772	W	最大电感损耗

表 13. LinkSwitch-TNZ设计表格中的降压电感参数部分

● SBC3系列					
型号	电感量及公差	20°C温升时的 额定电流	40°C温升时的 额定电流	-10%值对应的 电流额定值	
	电感量 L(μH/ at 10 kHz)	Rdc (Ω) (最大值)	额定电流 (A) ΔT = 20 °C	电流 (参考值) (A) ΔT = 40 °C	电流 (参考值) (A) L变化率 -10%
681-361	680±10%	1.62	0.36	0.50	0.38
102-281	1000±10%	2.37	0.28	0.39	0.31
152-251	1500±10%	3.64	0.25	0.35	0.26
222-191	2200±10%	5.62	0.19	0.26	0.21
332-151	3300±10%	7.66	0.15	0.21	0.17

表 14. 标准电感数据手册示例

PI-3783-121521

第6步 – 选择续流二极管

对于 $t_{AMB} \leq 70^{\circ}\text{C}$ 的MDCM工作模式，选择 $t_{RR} \leq 75\text{ns}$ 的超快速二极管。在 $t_{AMB} > 70^{\circ}\text{C}$ 时， $t_{RR} \leq 35\text{ns}$ 。对于CCM工作模式，选择 $t_{RR} \leq 35\text{ns}$ 的超快速二极管。给续流二极管留出25%的设计裕量，

$$V_{PIV} = 1.25 \times V_{MAX} \quad (7)$$

该二极管必须能够传导满载电流。由此：

$$I_F > 1.25 \times I_O \quad (8)$$

表3列出了可供选择的常用续流二极管。

第7步 - 选择输出电容

输出电容应根据输出电压纹波要求进行选择。通常，输出电压纹波由电容的ESR决定，可根据以下公式估算：

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} \quad (9)$$

其中， V_{RIPPLE} 是规定的最大输出电压纹波， I_{RIPPLE} 是LinkSwitch-TNZ输出纹波电流（参见附录B中的公式C2及C3）。

电容的ESR值应在66kHz开关频率下大致指定。对于非阻性负载，不推荐采用100μF以上的电容值，因为它们会在自动重新启动之前的50ms内阻止输出电压达到稳压。如果要求使用更大的容量，应添加一个软启动电容（参见“设计技巧”部分）。选取一个电压额定值，使 $V_{RATED} \geq 1.25 \times V_O$ 。

第8步 – 选择反馈电阻

R_{FB} 和 R_{BIAS} 所选取的值，应在输出稳压下使反馈引脚电压(V_{FB})达到2V。该电压对应的反馈引脚电流(I_{FB})为49μA。

让 R_{BIAS} 值 = 2.49kΩ。这样可以为反馈网络提供如下的偏置供电。

$$R_{FB} = \frac{V_O - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{BIAS}} + I_{FB}} = \frac{(V_O - V_{FB}) \times R_{BIAS}}{V_{FB} + (I_{FB} \times R_{BIAS})} \quad (10)$$

第9步 – 选择反馈二极管和电容

对于反馈电容，使用容值为10μF的通用电解电容，且其电压额定值 $\geq 1.25 \times V_O$ 。对于反馈二极管，使用玻璃钝化二极管1N4005GP或DFLR1600-7，且其电压额定值 $\geq 1.25 \times V_{MAX}$ 。

第10步 – 选择旁路引脚的外围偏置电阻

外围旁路引脚电阻 R_{BP} 可降低输出电压 $> V_{BP(SHUNT)}$ 时的空载输入功率。

为实现最低的空载功耗，流入旁路引脚的电流应稍微大于数据手册中的 I_{S1} 。满载时，为获得最佳满载效率和更低的温升表现，改电流应稍微大于 I_{S2} 。

在最大输出电压（通常为空载时的输出电压）下，旁路引脚电流不得超过16mA ($I_{BP(MAX)}$)。

第11步 – 选择假负载电阻

在最小负载 $< 3\text{mA}$ 的高端直接反馈设计中，需要使用假负载电阻来维持输出稳压。这可以确保有足够的电感能量通过 D_{FB} 输入到反馈电容 C_{FB} 去稳定空载时的输出电压。所选取的 R_{PL} 值应能提供3mA的最小输出负载。

在使用光耦器的设计中，稳压管或参考偏置电流提供1mA到2mA的最小负载，可在零负载下防止脉冲串产生和输出纹波增大。

第12步 – X电容放电元件的选择

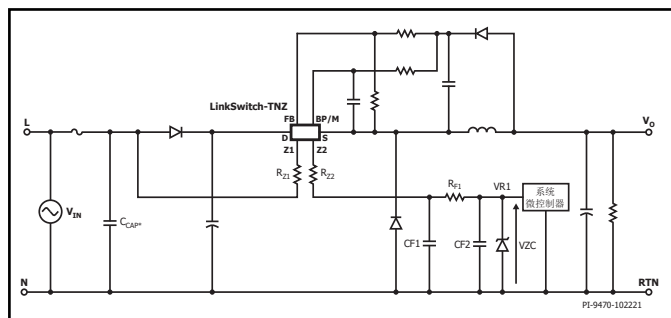
如果需要X电容放电（PIXLS第24行），请在第88行输入X电容值。默认情况下，软件会计算放电电阻 R_{Z1} 和 R_{Z2} ，以确保交流输入断开后X电容在1秒内放电至60V。更改 R_{Z1} 的值可改变放电时间。

87	X-CAPACITOR DISCHARGE COMPONENTS					
88	XCAP	220.0		220.0	nF	输入端的X电容
89	TOLERANCE_RZ	0.05		5%		X电容放电电阻的公差
90	RZ1	1.00		1.00	MOhms	X电容放电电阻从输入相线连接到LinkSwitch™-TNZ器件的Z1引脚
91	RZ2			1.00	MOhms	X电容放电电阻从输入零线连接到LinkSwitch™-TNZ器件的Z2引脚
92	t_XCAP_DISCHARGE			0.846	sec	交流输入断开后，X电容放电至60V的实际时间（最差情况）

表 15. LinkSwitch-TNZ设计表格中的X电容放电部分

第13步 – 选择ZCD电路配置

高压侧降压，具有齐纳稳压管的半波整流ZCD



* X电容仅用于LNK-331x元件

图 7. 电路原理图: 高压侧降压，具有齐纳稳压管的半波整流ZCD

ZCD电路的基本实现如图7所示。该电路配置适用于具有半波输入整流的高压侧降压拓扑结构，其中中性线充当电源的接地参考。

当交流输入电压处于正相($L > N$)时，22 μ A的Z1/Z2电源电流流经VR1，从阳极流向阴极。因此，微控制器(μ C)输入端的电压被设置为VR1稳压管电压(V_{ZC})。

在下一个半周期($N > L$)中，Z1/Z2电源电流以相反方向流经VR1，即从阴极流向阳极。微控制器的过零点输入电压被钳位到低于地电压的一个二极管压降上 (VR1的-VF)。

在非X电容应用中，电阻 R_{Z1} 和 R_{Z2} 有两个用途。首先，它们在Z1和Z2短路时起到安全保护作用（参见有关安全的章节）。其次，该电阻有助于降低EMI噪声。由于源极引脚悬空，开关噪声会耦合到输入和输出。 R_{Z1} 可降低开关噪声电流的大小。为了降低EMI噪声，建议 R_{Z1} 和 R_{Z2} 的电阻值介于500k Ω 和1M Ω 之间。只要EMI正常且电流不超过Z1/Z2额定值，就可以使用较小的值。更高的值可能会进一步改善EMI。不过，它们可能会导致ZCD信号出现更多延迟。

无源滤波器网络CF1、CF2和RF1将开关噪声与ZCD信号分离。所选值必须确保不耦合开关噪声，同时将延迟降到最低。建议值如下：CF1 = 100pF，RF1 = 100k Ω ，CF2 = 100pF

VR1将ZCD信号钳位到低于微控制器引脚电压规格的水平。

高压侧降压，具有2个二极管的半波整流ZCD

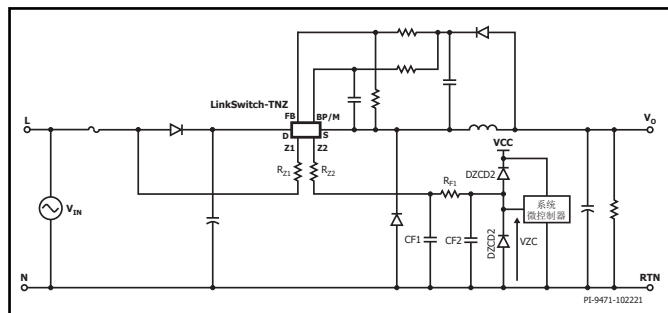


图 8. 电路原理图: 高压侧降压，具有2个二极管的半波整流ZCD

下一个电路配置用两个二极管取代了齐纳稳压管。除了用两个二极管取代齐纳稳压管外，其他元件的选择与之前的电路配置相似。使用此选项时，ZCD逻辑高电平信号更受控制，因为它被钳位到 $VCC + \text{二极管压降}$ 上。由于齐纳稳压管的电容量通常比普通二极管大，因此普通二极管的延迟时间也更短。

另一方面，这种电路配置与X电容放电不兼容。为此，用齐纳二极管取代二极管 D_{ZCD1} 。

高压侧降压，具有MOSFET的半波整流ZCD

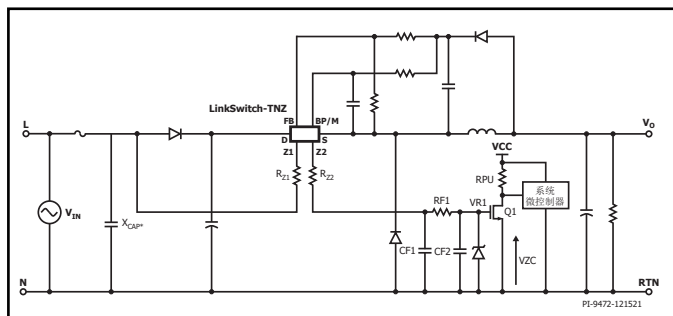


图 9. 高压侧降压，具有MOSFET的半波整流ZCD

这种电路配置在图7的基本电路图中增加了一个MOSFET。在这里，齐纳稳压管VR1将栅极电压钳位到MOSFET Q1的额定值以下。建议值在4.7V至10V之间。然后将Q1的漏极连接到微控制器的数字输入端。电阻 R_{PU} 被上拉至VCC。

此选项提供更清晰的上升沿和下降沿ZCD信号。此外，信号限制为VCC，而不是VCC + 二极管压降。如果微控制器的输入被设定为具有内部上拉能力，则可以移除 R_{PU} 。要获得更快的电压变化率，需要更强的上拉能力。

高压侧降压，具有MOSFET的全波整流ZCD

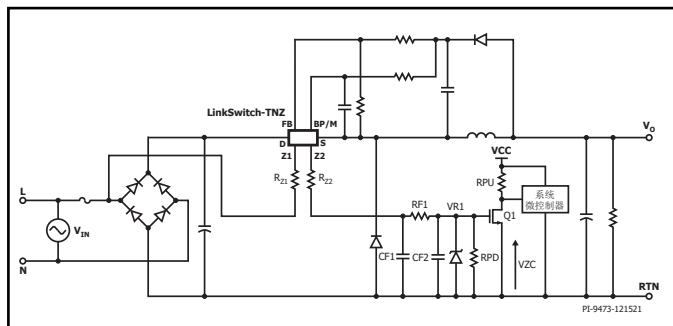


图 10. 电路原理图：高压侧降压，具有MOSFET的全波整流ZCD

半波整流是ZCD的理想配置，因为电流可以在交流线路的任一相中流动。不过，功率较高的应用可能需要全波整流，以尽量减小大电容的容值和尺寸。推荐的ZCD电路原理图如图10所示。除了所需的下拉电阻 R_{PD} 外，它与图9相似。该电阻用于确保Q1可以正常关断，并防止任何漏电流误导通Q1。

这种电路的一个局限性是对探测的敏感性，探测会破坏ZCD信号。有关建议，请参见“设计技巧”部分。

高压侧降压-升压，半波整流ZCD

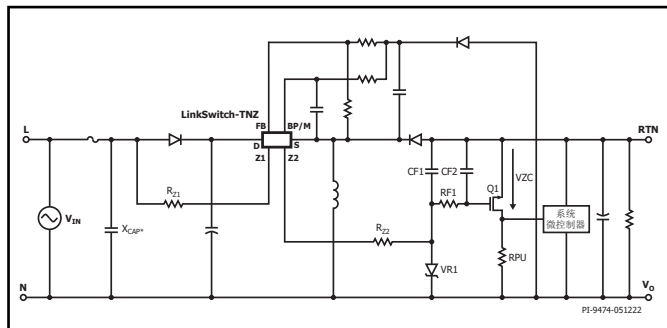


图 11. 电路原理图：高压侧降压-升压，半波整流ZCD

图11显示了降压-升压变换器中ZCD的典型实现。该电路还具有X电容放电功能。

在正半周期期间，Z1/Z2电流会使VR1正向偏置。Q1的栅极电压(V_{GS})等于 $V_O + V_{F(VR1)}$ 。对于额定5V的输出，VGS为5.5V，使Q1成为低成本逻辑电平器件。例如，2N7000的最大栅极阈值为3V。施加5.5V将完全开通该器件，拉低微控制器的过零点输入。

在下一个半周期中，Z1/Z2电流以相反方向流经VR1，即从阴极流向阳极。因此，Q1的 V_{GS} 等于 $V_O - V_{VR1}$ 。对于额定5V输出和6.8V稳压管，栅极电压为-1.8V，从而关断Q1。选择VR1值时，应使 $V_O - V_{VR1} \leq V_{GS(TH)}$ 。2N7000的最大 $V_{GS(TH)}$ 值为0.8V，最大 V_{GS} 电压为 $\pm 20V$ 。

当 $V_O < 18V$ 时，无需栅极电压钳位。高于此电压时，可用从栅极到源极的钳位齐纳稳压管或电阻分压器来限制电压。

设计技巧

非阻性负载的启动

如果系统总电容大于 $100\mu\text{F}$ 或输出电压大于 12V ，在启动时输出可能无法在 50ms 内达到稳压，这会触发自动重新启动保护功能。当负载不是阻性负载（例如，输出为电机或风扇供电）时，也可能会出现此类情况。为增加启动时间，可为反馈电阻添加一个软启动电容，如图12所示。该软启动电容的值通常介于 $0.47\mu\text{F}$ 至 $47\mu\text{F}$ 之间，且其电压额定值为 $1.25 \times V_O$ 。在有些设计中，添加该电容可导致不稳定，类似于开关周期堆积，因此应通过测量不同工作条件下的主器件输出纹波来仔细验证该推荐做法。

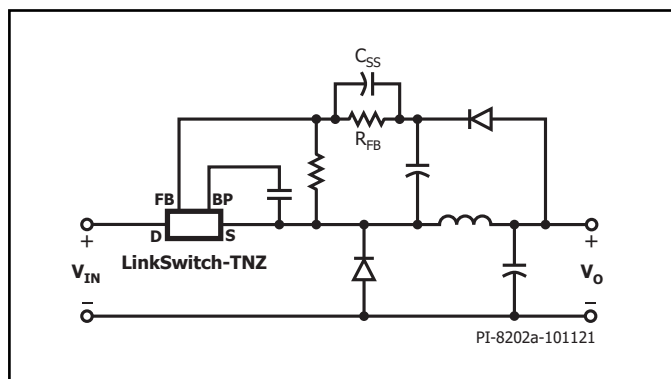


图 12. 电路原理图：高压侧降压-升压，半波整流ZCD

生成负输出及正输出

在家电应用中，经常要求生成以交流输入电压为参考的正输出及负输出。这可以通过采用图13中的电路来实现。两个齐纳稳压管的电压额定值接近每个母线要求的输出电压，可确保在一个母线轻载而另一个母线

重载时维持稳压。LinkSwitch-TNZ电路的设计如共用一个输出电流的单输出电压，等于两个输出之和。本例中输出电压的大小之和为 12V 。

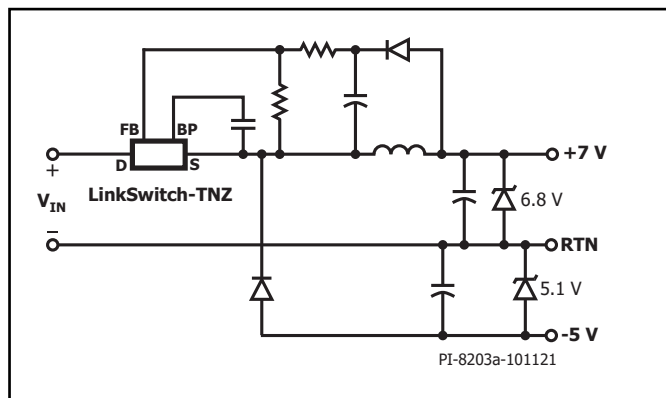


图 13. 显示软启动电容所处位置的电路图示例

热环境

为确保良好的温升性能，源极引脚温度应维持在 110°C 以下，通过提供足够的散热实现。对于环境温度较高($>50^\circ\text{C}$)的应用，推荐在最大工作温度下构建和测试电源，确保有足够的温升裕量。数据手册中规定的最大输出电流是基于特定工作条件的，需要进行热降额。此外，推荐在较高工作温度($>70^\circ\text{C}$)下使用超快速($\leq 35\text{ns}$)低反向恢复二极管。如果器件的温度超过 85°C 且环境温度为 25°C ，建议应为电源设计选择该产品系列中相邻更大型号的器件。

源极引脚是开关节点时，推荐使用电池供电的温度记录仪来测量。或者，可以升高环境温度来测试过温关断的温度。

最低输入待机电流的设计

对于在空载或待机条件下需要极低输入漏电流的应用（如两线智能开关），可采取以下措施优化系统，以获得最低输入电流：

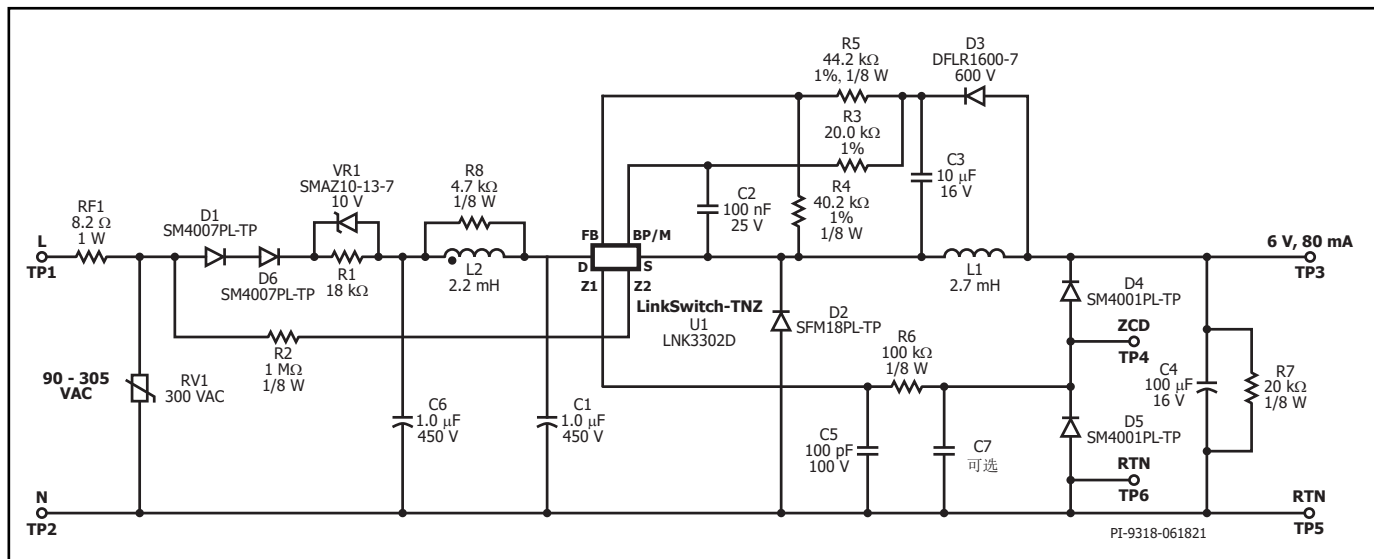


图 14. 电路示例 – 生成双路输出电压

R-Z功率因数电路

专有R-Z电路是许多两线（无中性线）应用中的重要组成部分，在这些应用中，最大限度地减少待机工作下的漏电流至关重要。该电路由电阻和齐纳稳压管并联，再与输入串联而构成（图14）。电阻可调节输入电流，提高待机时的功率因数。当负载需要更多功率时，电阻本身会限制电流。这就是齐纳稳压管的作用所在。当负载需要时，它为电流提供一条通过的路径。在待机状态下，它被设计为被旁路。齐纳稳压管的推荐值介于10V和20V之间。数值越大，功率因数越有效，输入电流也会进一步减小。然而，它也限制了大电容的电压。此外，数值越高，输入浪涌期间耗散的功率越大。因此，根据浪涌要求，建议使用1W或更高的额定功率。

选择稳压管电压后，再对电阻进行调整，使电阻两端的电压低于稳压管电压，以确保稳压管被旁路。这将产生R-Z电路所能提供的最低电流。

在高功率设计中使用，稳压管上的耗散会影响系统效率。因此，建议将该电路用于低功耗设计或仅在短时间内需要供电的场合（如自动开关或为闭锁继电器供电）。

增加反馈电阻的电阻值

默认反馈电阻将分压器下端电阻的值设置为2.49kΩ。然后计算上端电阻，以便将FB电压设置为2V。这种方法足以获得<30mW的待机功率。然而，如果待机电流更为关键，或者需要更低的待机功率，那么一种方法就是减少反馈电阻的耗散。验证负载瞬态响应，确保在更改反馈电阻后输出电压仍符合规格要求。

优化BP电阻

对于输出电压大于5V的情况，在BP上添加外部电流源可大幅降低输入电流。计算电阻以向BP提供IS1。

优化假负载电阻

高压侧配置通常需要假负载，以保持空载时的稳压。然而，LinkSwitch TNZ的许多应用通常具有为微控制器和其他辅助电路供电的最小负载。因此，可以根据最小负载而不是空载来优化假负载电阻。

整流桥系统的过零点检测测量

ZCD电路使用整流桥的降压和降压-升压设计（图10）可能会对电压探头或电子负载引入的漏电流敏感。

以下是在不影响ZCD信号完整性的情况下探测和测量ZCD信号的具体指导原则：

电流探头法（推荐方法）

虽然微控制器处理的ZCD信号是电压信号，但使用电流探头验证信号可防止波形失真。使用这种技术时必须采取额外的步骤：

- 避免使用电子负载。使用实际负载或电阻负载代替
- 将上拉电阻RPU换成阻值更低的电阻，以提高电流测量精度
- 将电流探头远离IC或PCB，以避免开关噪声耦合
- 使用差分电压探头监测输入电压。

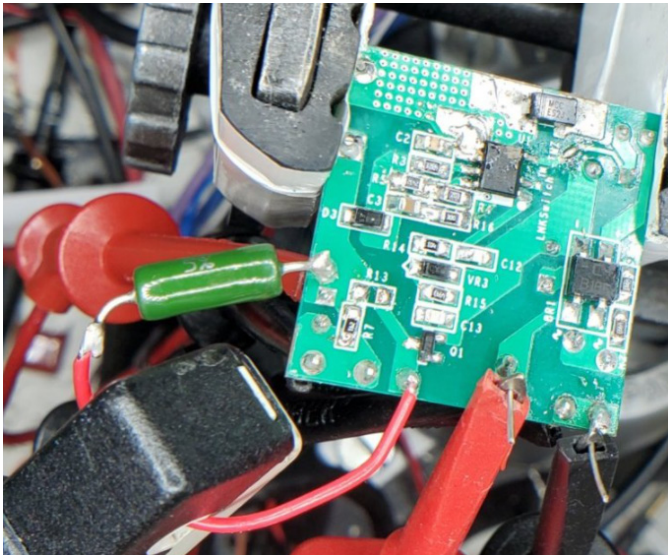


图 15. 使用电流测量方法的ZCD信号

电压探头法（替代方法）

作为替代方法，可使用以下技术测量ZCD电压：

- 将输入直接连接至交流电源线路 - 不要使用电子交流电源
- 确保示波器地线（接地线）已连接
- 使用差分电压探头
- 使用固定电阻负载，而不是电子负载。



图 16. 使用电压测量方法的ZCD信号

传导EMI因素

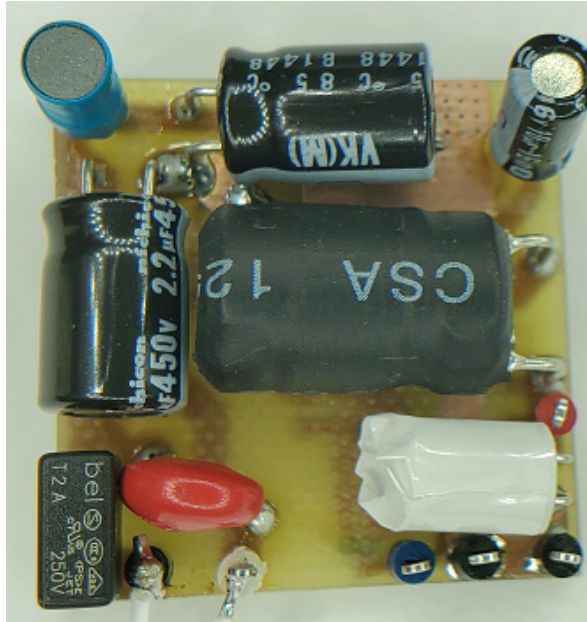
$R_{Z1} + R_{Z2}$ 值

在高压侧降压或降压-升压电路配置中，LinkSwitch-TNZ源极处于悬空状态，噪声可能会通过ZCD电路耦合到线路上。对于使用X电容的应用来

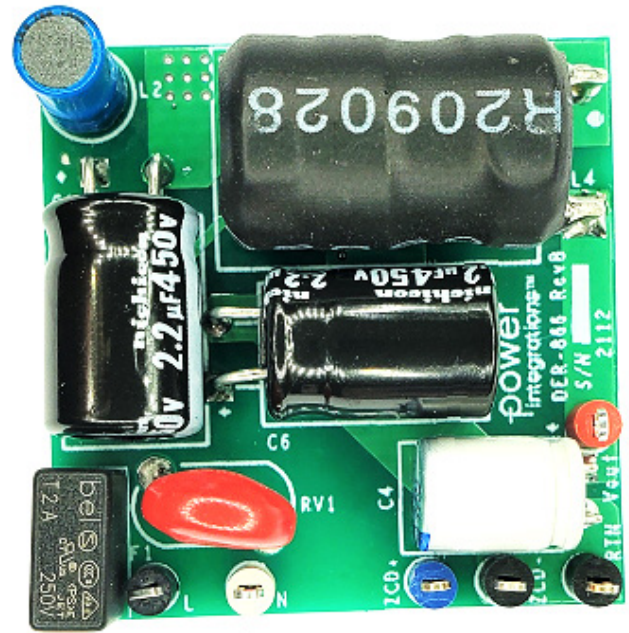
说，这并不是一个大问题。不过，对于不常用X电容的低功耗设计，可以通过增加输入的串联阻抗($R_{Z1} + R_{Z2}$)的值来最大限度地降低EMI。 $1M\Omega$ 的总阻抗可在EMI和ZCD延迟之间实现平衡。

电感的放置

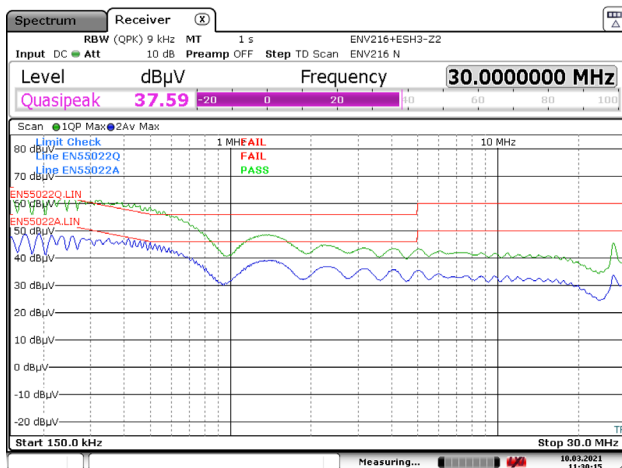
使用非屏蔽降压电感时，应尽可能将其置于远离交流输入端的位置。下图对比显示了电感所处位置如何对EMI产生重大影响。



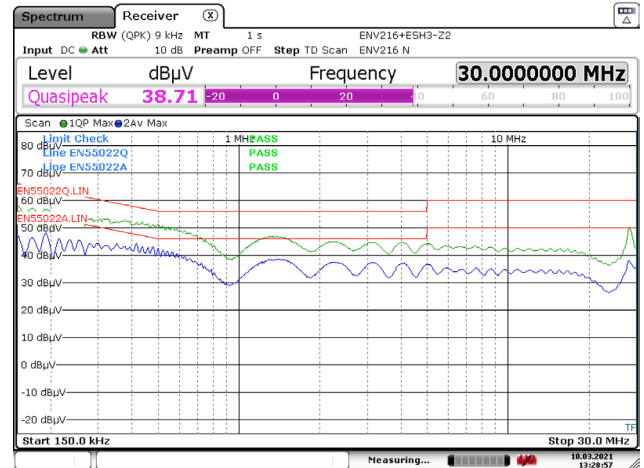
降压电感置于电路板中部，更靠近交流输入端



降压电感远离交流输入端



当降压电感置于电路板中部，更靠近交流输入端时，EMI测试失败

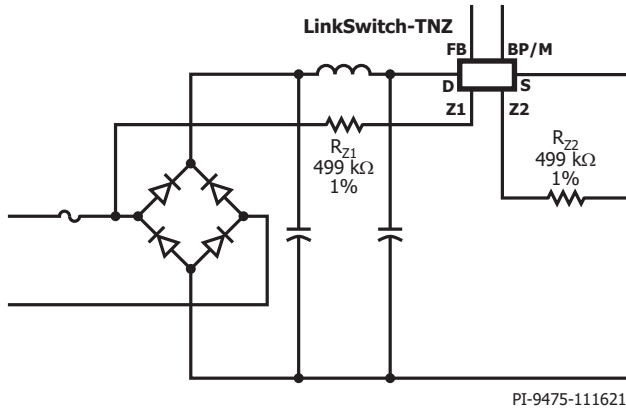


当降压电感远离交流输入端时，通过EMI测试

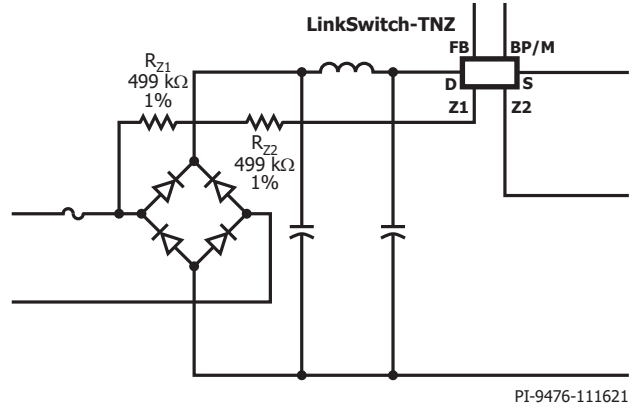
表 16. 电感所处位置对EMI的影响

R_{Z1} 和 R_{Z2} 的放置

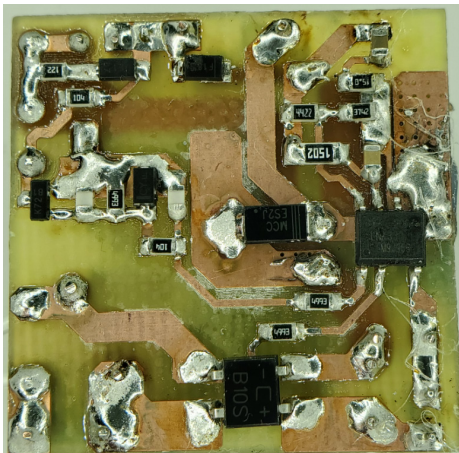
除了优化 R_{Z1} 和 R_{Z2} 的值外，它们在PCB上的安装位置也会影响EMI。为获得最佳EMI性能，请将 R_{Z1} 电阻放置在靠近交流输入端的位置。如下例所示，将 R_{Z1} 和 R_{Z2} 串联起来并将它们置于更靠近交流输入端的位置，也可使某些设计受益。



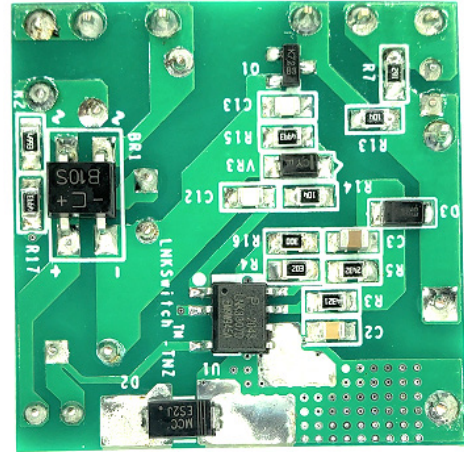
R_{Z1} 和 R_{Z2} 在Z1和Z2之间分配的电路图



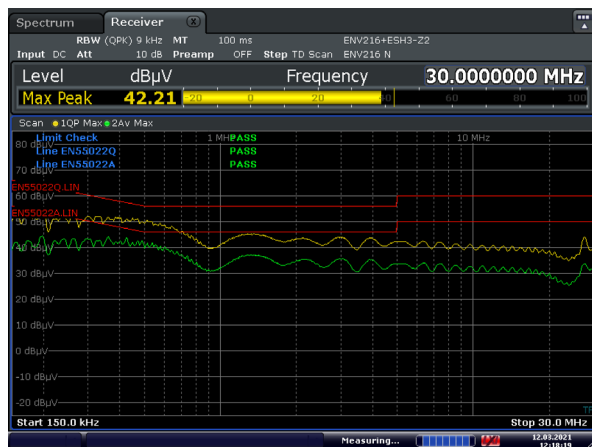
R_{Z1} 和 R_{Z2} 串联放置且更靠近输入端



R_{Z1} 和 R_{Z2} 在Z1和Z2之间分配的测试电路板



R_{Z1} 和 R_{Z2} 串联放置且更靠近输入端



R_{Z1} 和 R_{Z2} 在Z1和Z2之间分配时的EMI性能



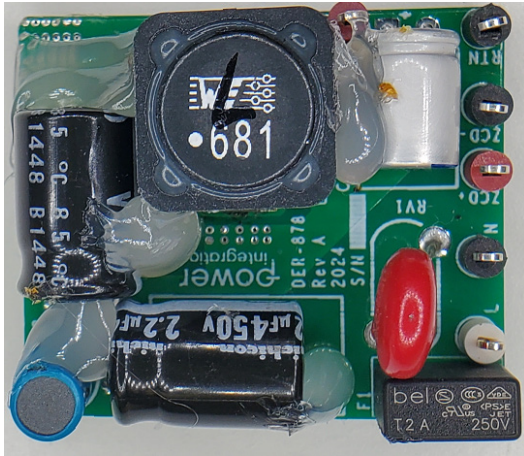
R_{Z1} 和 R_{Z2} 串联放置且更靠近输入端时EMI更低

表 17. 电阻所处位置对EMI的影响

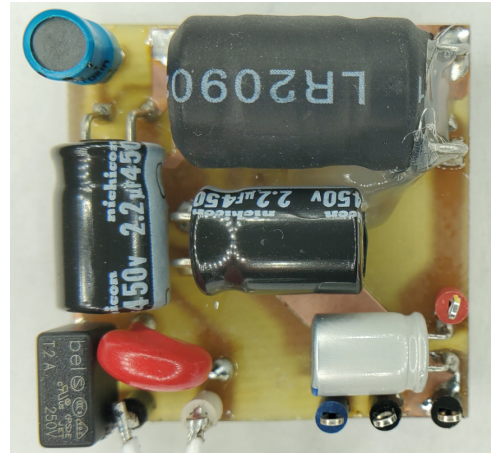
降低音频噪声的设计技巧

- 使用LNK3307D。它内置一个流限状态调节器，可根据负载情况自动调节限流点。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。
- 在功率电感等容易产生噪声的元件周围涂上热熔胶。
- 使用工字型或桶型电感时，应将垂直安装方向改为水平安装方向。
- 使电感远离其他大型元件。

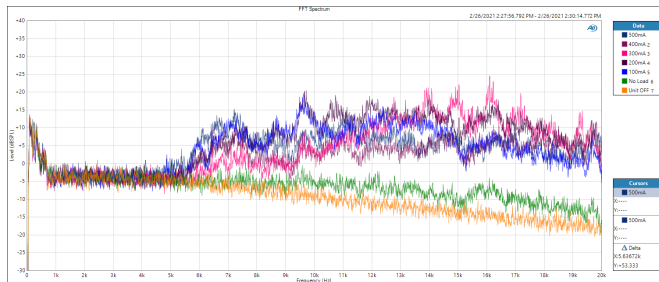
电感类型和安装方向



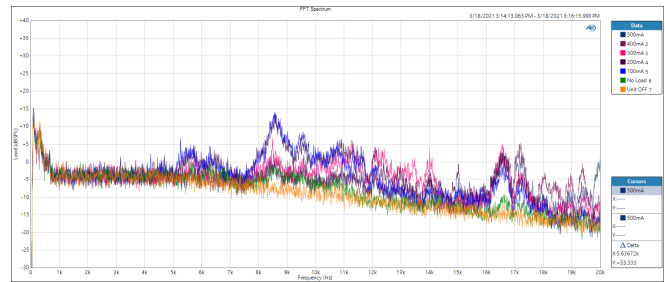
垂直安装的屏蔽降压电感



水平安装的工字型降压电感



垂直安装的SMD屏蔽电感会在PCB中产生更多振动，
音频噪声 < 25dBSPL



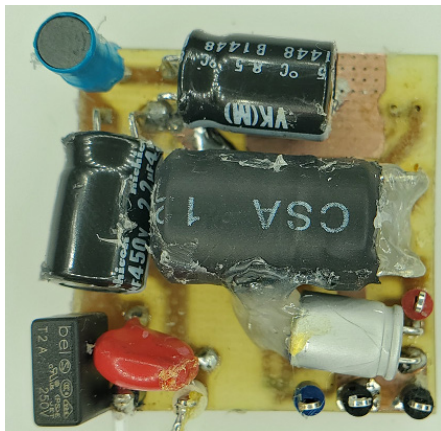
水平安装的工字型电感
音频噪声 < 10dBSPL

表 18. 电感类型和安装方向对音频噪声的影响

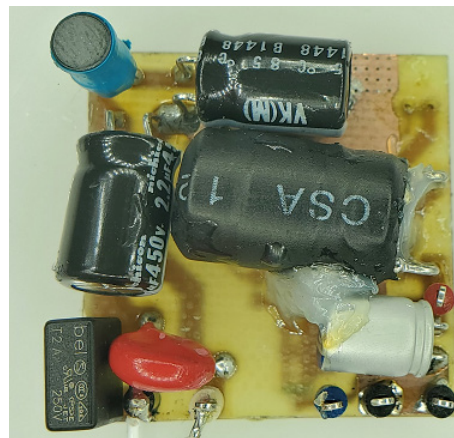
减少元件振动的胶粘剂/胶水类型

表19显示了两种胶水（热熔胶(SDL4062-ND)和Devcon环氧树脂)之间的音频噪声性能。

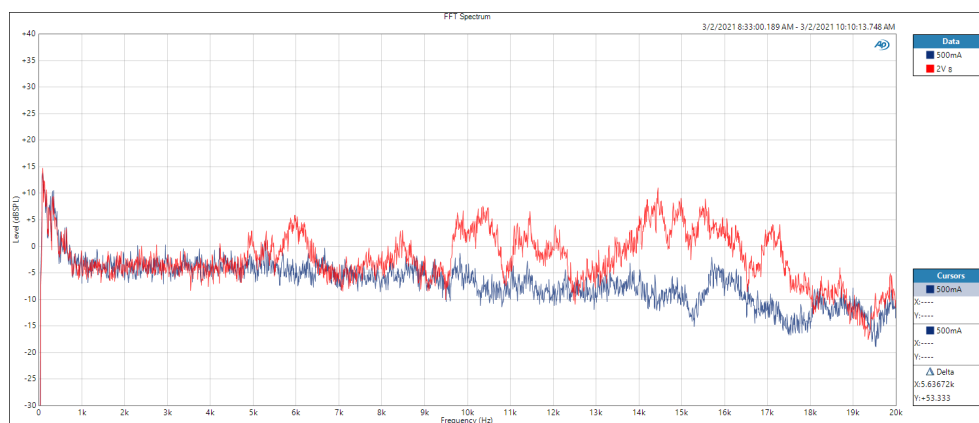
前者较有弹性，可起到缓冲垫的作用，能最大限度地减少电感的振动；而后者硬而脆，可能会加剧PCB振动，尤其是在满载时。



热熔胶(SDL4062-ND)



Devcon环氧树脂



两种胶粘剂的音频噪声比较

表 19. 胶水类型对音频噪声的影响

LNK33x7D特别说明

LNK3307D和LNK3317D是LinkSwitch-TNZ产品系列中唯一具有流限状态调节器的器件（见图2至5）。随着输出负载的变化，流限也会转变为不同的状态。在某些情况下，如果流限在一个状态到另一个状态之间来回

改变，则可能会发生群脉冲。在高压输入、CCM负载较重或较多时，更容易出现这种情况。

图17所示为在高压侧降压或降压-升压应用中使用LNK33x7D时的推荐电路。添加电阻R6并与反馈电容C5串联。

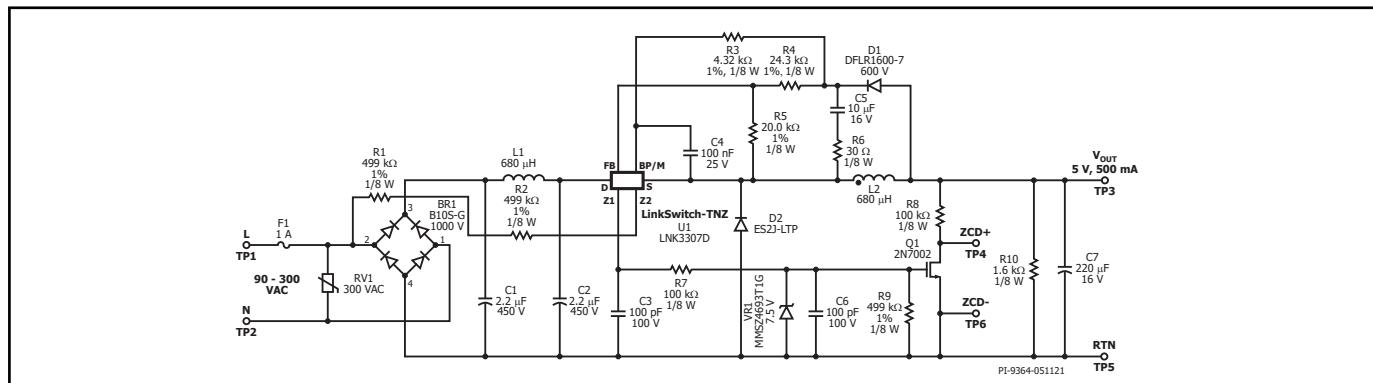
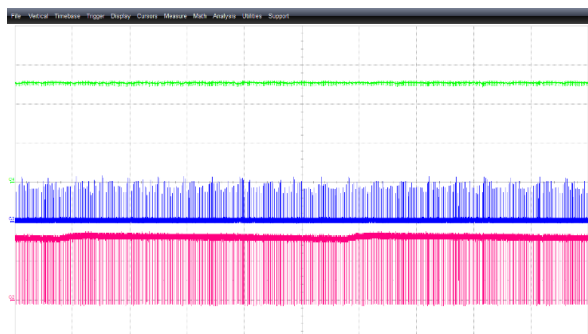


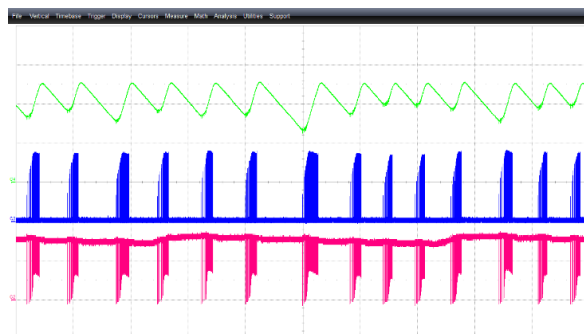
图 17. 胶水类型对音频噪声的影响

R6短接时，负载电流为300mA时波形正常（图18）。当负载为400mA时（图19），由于漏极电流的群脉冲，输出电压会出现大幅振荡。这种情况不仅会造成大幅的输出电压纹波，还会导致更高的音频噪声。



CH2（红色）：漏极电压/CH3（蓝色）：漏极电流
CH4（绿色）：输出电压

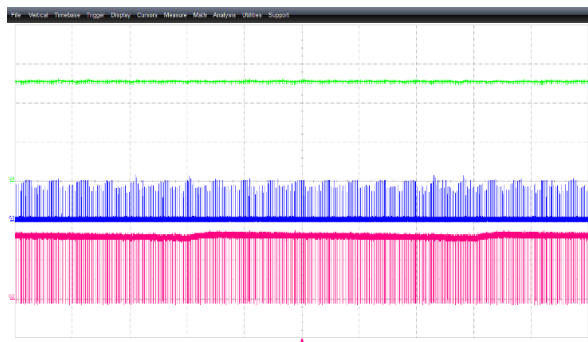
图 18. 230VAC, 50Hz, 300mA负载, R6短接



CH2（红色）：漏极电压/CH3（蓝色）：漏极电流
CH4（绿色）：输出电压

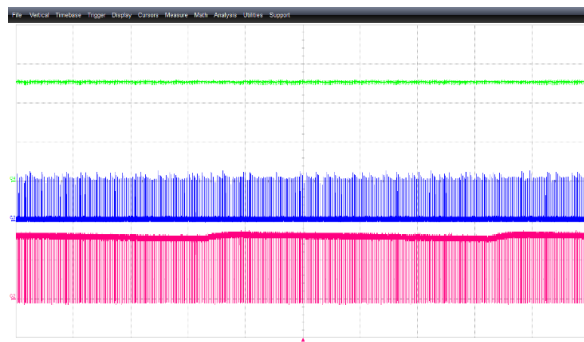
图 19. 230VAC, 50Hz, 400mA负载, R6短接

连接R6后，图21和22显示振荡消失。



CH2（红色）：漏极电压/CH3（蓝色）：漏极电流
CH4（绿色）：输出电压

图 20. 230VAC, 50Hz, 300mA负载, R6 = 30Ω



CH2（红色）：漏极电压/CH3（蓝色）：漏极电流
CH4（绿色）：输出电压

图 21. 230VAC, 50Hz, 400mA负载, R6 = 30Ω

该电路的缺点是负载调整率稍差。因此，需要在4.7Ω和30Ω之间选择一个值，以平衡调整和输出纹波。

推荐的布局注意事项

高功率（高电流）设计的温升管理

- 使用具有2盎司铜的双面PCB
- 尽量增大连接到源极引脚的铺铜面积
- 为续流二极管提供足够的铜散热片。

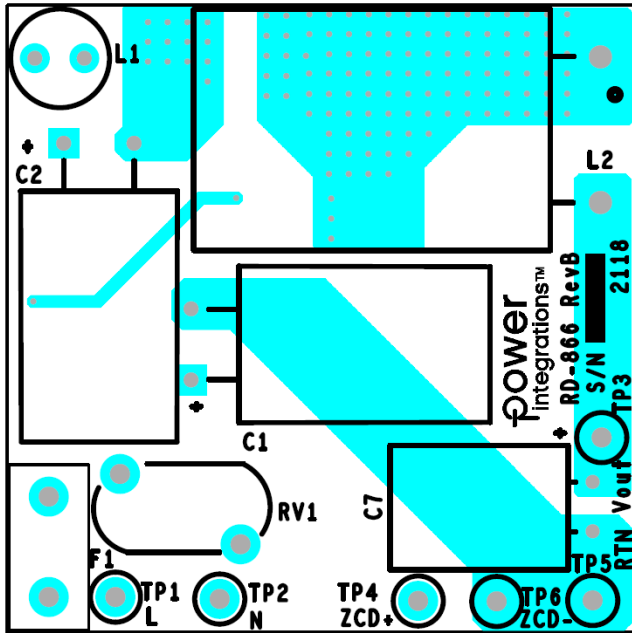
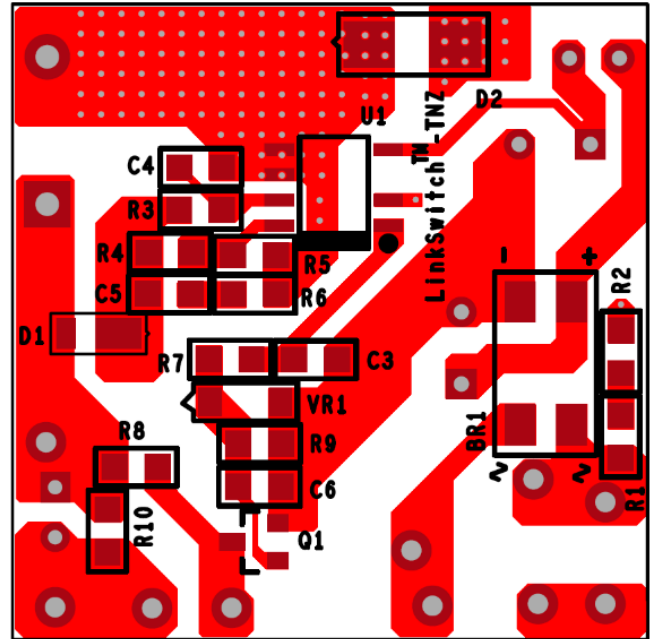


图 22. 推荐的D封装LinkSwitch-TNZ设计PCB布局

将噪声降至最低

- 尽量减小LinkSwitch-TNZ漏极和源极引脚以及续流二极管之间形成的环路，并且承载大电流的输入电容走线应尽可能短而粗
- 尽可能使输出电感远离交流输入
- 在电路板上安装时，控制输出电感的起始和终止方向，尤其是工字型电感，可能有助于降低EMI
- 将RZ1和RZ2电阻靠近交流输入端放置。



满足安规要求的设计考量

Z1/Z2电气间隙和爬电距离

根据UL/IEC 60950安全标准，满足以下任一条件即可实现功能绝缘：

1. 功能绝缘的爬电距离和电气间隙要求。
2. 功能绝缘耐电强度测试
3. 短路后，没有任何材料过热，不会造成火灾风险，没有熔融材料释放，没有PCB走线开口，温度在限制范围内。

Z1和Z2引脚的功能安全符合第3项条件，也就是说，只要外部元件（电阻、电容）的额定值正确，即使引脚短路也不会有违反安全规定的风险。

RZ1和RZ2器件额定值

当用作X电容放电时，电阻的额定电压应能够承受最大输入工作电压。如果仅用于ZCD，则当Z1和Z2引脚短路时，电阻不应导致安全故障。

抗浪涌能力的设计考量

电源必须能够耐受通常由各种事件（如雷击）引起的浪涌电压。此类事件不应导致任何元件出现故障或导致功能丧失。相关标准（如IEC 61000-4-5）都对雷击电压、电流波形以及源阻抗作出定义，用于模拟典型的最差瞬态条件，测试与交流线相连的电源电路及与设备连接的数据线的保护机制。

电源输入级中使用的保险丝电阻、EMI滤波器元件和电容都有助于降低电源在此类事件中的电压和电流应力。

如果雷击电压过高（差模雷击电压 > 1kV），往往需要将MOV添加到电源输入端。这些MOV被放置到输入保险丝后面，能够在发生雷击时对电源输入级的电压进行钳位。

依照如下设计过程可确保设计符合所适用的要求：

- 界定LinkSwitch-TNZ变换器的目标市场。
- 根据设备所属类别以确定共模(CM)和差模(DM)雷击要求。
- 如果差模雷击电压 > 1000V，您可能需要在EMI滤波器前端的AC线路两端添加一个MOV。
- 对于北美115VAC额定输入或通用输入应用，选择的MOV应在正常工作时具足够的关态电压，并具有足够的额定浪涌电流和功率耗散能力。

- 选择MOV的示例如下：假设您的设计要用于北美市场的3类设备，您需在AC输出线两端使用一个MOV来提供差模保护。差模尖峰能量将低于6.9 J。对于标称115VAC的应用，使用额定工作于150VAC的MOV将会提供足够高的关态电压。Littlefuse元件编号为V150LA5的器件可提供25J和2500A的抗雷击能力，其充足的裕量可减弱MOV生命周期内多次雷击所造成的性能下降所带来的影响。对于通用输入设计，V320LA10提供48J和2500A的抗雷击能力。
- 对变换器同时执行共模和差模浪涌测试，测量关键元件两端的电压及电流以确保元件在SOA范围内工作。
- 验证所有极端电压及电流都处于每个X电容和Y电容的额定规格内。如果测量结果超出规格要求，则要使用具有更高额定值的元件。
- 验证所用二极管桥堆的雷击瞬态电流额定值。
- 确认MOSFET开关击穿电压额定值大于开关节点的雷击电压。如果小于，可能需要增大高压输入电容的容量，防止浪涌电流将电容电压升高无法接受的水平。
- 确保在测试时不超过高压电容的雷击电压额定值。如果超过雷击电压额定值，您需要增大电容的容量。有些电容可能会短时耐受高于额定雷击电压的水平，但应咨询电容厂商获得指导。
- 选择一个这样的AC输入可熔电阻：它的I²t额定值能适应最高输入电压下的通电浪涌电流，它额定用于连续AC线电流，而且它不会因为浪涌I_t而断开。不要使用比实际所需更大的保险丝来耐受瞬态电流，因为在两条输入线之间连接的MOV出现故障时，需要确保保险丝能够断开。
- 在输入浪涌或安全测试期间对电源进行测量时，务必确保测试仪器是电气隔离的。如果在连接测试探头后产生了另外的浪涌能量通路，测试结果将不会准确。应使用额定用于测量高压的电压探头进行测试，因为测试时有可能出现过高的电压，此电压会超过探头的耐压额定值。

半波整流管设计要点

在部分半波整流管设计中，有一个额外的二极管连接到交流返回端或中性线上。采用这种技术通常是为了降低EMI，并提高整流二极管的抗浪涌能力。但在LinkSwitch-TNZ应用中，不建议采用这种配置，因为有可能破坏ZCD信号。相反，可按照图23所示的电路来提高抗浪涌能力。

附录A – 应用范例

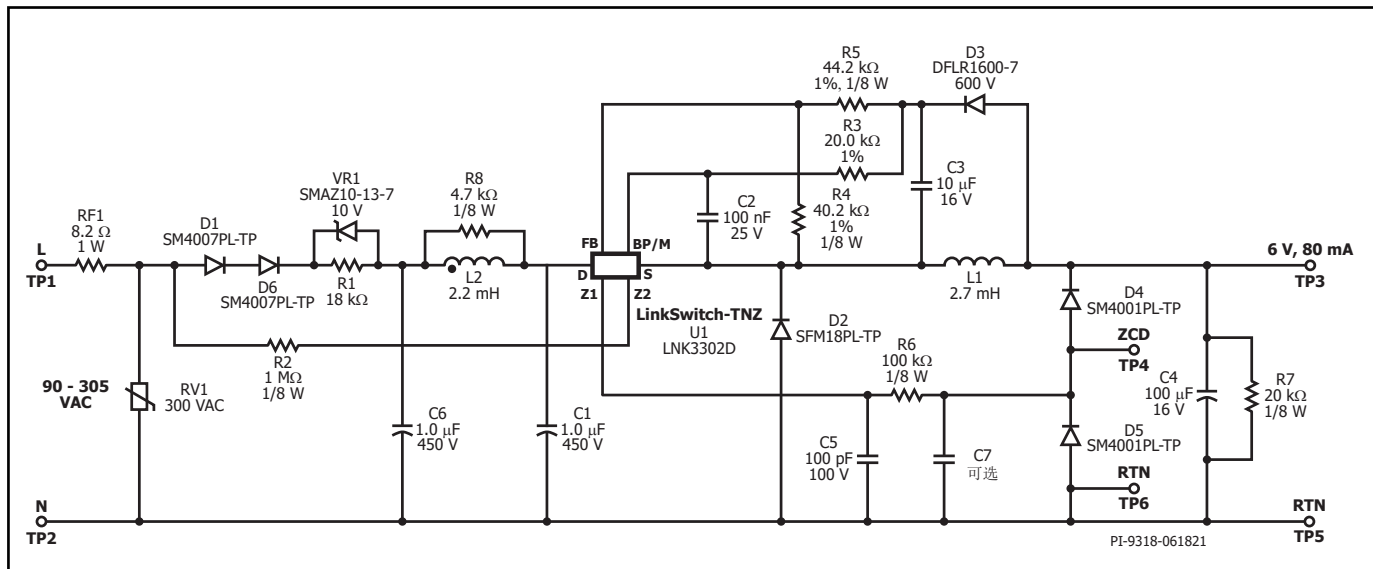


图 23. 使用LinkSwitch-TNZ且具有过零点检测电路的通用输入6V/80mA恒压电源

0.48W通用输入降压式变换器

图23所示电路是两线智能开关应用中使用的6V、80mA非隔离电源的典型实现。

输入级由可熔电阻RF1、压敏电阻RV1、二极管D1和D6、电容C1和C6、电感L2和电阻R8以及R-Z电路R1和VR1组成。电阻RF1是防火、可熔、绕线式电阻。它具有下列多项功能：

- A. 将浪涌电流限制到对整流管D3和D4安全的水平；
- B. 差模噪声衰减；
- C. 在任何其他元件发生失效短路时充当输入保险丝（元件安全开路，不会产生烟雾、火花或高温炽热物质）。

RV1用于雷击保护。R-Z电路通过放置一个大的串联电阻R1来减小空载输入电流，从而提高系统功率因数。齐纳稳压管可在启动和较高输出负载时钳位R1上的电压。

D1和D6在振荡浪涌期间提供整流和保护，振荡浪涌的测试电压通常高于2kV。为了避免ZCD测量期间出现相移，不建议将其中一个二极管放置在零线侧。

功率处理级由LinkSwitch-TNZ U1、续流二极管D2、输出电感L1和输出电容C4组成。此设计选用的是LNK3302，可使电源在深度连续导通模式(CCM)下工作。二极管D2是反向恢复时间(t_{rr})为35ns的超快速二极管，推荐用于CCM工作模式。对于深度断续模式(MDCM)设计，可使用 t_{rr} 为75ns的二极管。电感L1是具有适当额定有效值电流的市售标准电感。电容C4是低ESR电解电容，可降低输出电压纹波。在轻载或空载条件下，需要一个小假负载R7将输出电压限制在额定电压的110%左右。

电容C2的容值为100nF，将电流限流点设置为标准模式。电阻R5为旁路(BP)引脚提供外部电流源，以降低空载输入功率。

基本上，D2和D3的正向电压降是相等的。因此，C3的电压可跟踪输出电压。C3上形成的电压通过连接至U1反馈电压的电阻分压器R4和R5进行检测和调整。R4和R5选取的值可在所需的输出电压下设置反馈引脚为2V。

输出电压调整通过跳开关周期得以维持。当输出电压升高时，进入反馈引脚的电流将随之增大。如果此电流超过IFB，将跳过随后的周期，直至电流减小到IFB以下。因此，随着输出负载减小，跳过的周期也更多，如果负载增大，跳过的周期就更少。

如果在50ms内不跳过任何周期的情况下提供过载保护，LinkSwitch-TNZ将进入自动重启，将平均输出功率限制在最大过载功率的3%左右。

Z1和Z2引脚用于提供无损耗(<5mW)过零点检测(ZCD)电路。Z1通过电阻R2连接到其中一条输入交流线路，而Z2形成ZCD信号输出。

当交流电压相对于零线正向时，D4正向偏置，并将ZCD输出钳位至 $V_{OUT} + 0.7V$ 。在交流输入的负向相位处，D5正向偏置，并将ZCD输出钳位至-0.7V。

由R2、C5、R6和可选C7组成的无源元件提供噪声滤波，以确保ZCD信号的纯净。选择这些值时应使ZCD的总延迟保持在200μs以下。C7是一个占位符，用于在需要时增添额外的滤波器。D5的电容量足够大，无需再增加额外的电容。然而，选择二极管时必须小心，因为电容量太大会导致更多延迟。

附录B

降压及降压-升压式拓扑结构电感值的计算

需要有一个最小电感值，以便提供指定的输出功率，而这与输入电压和工作模式无关。

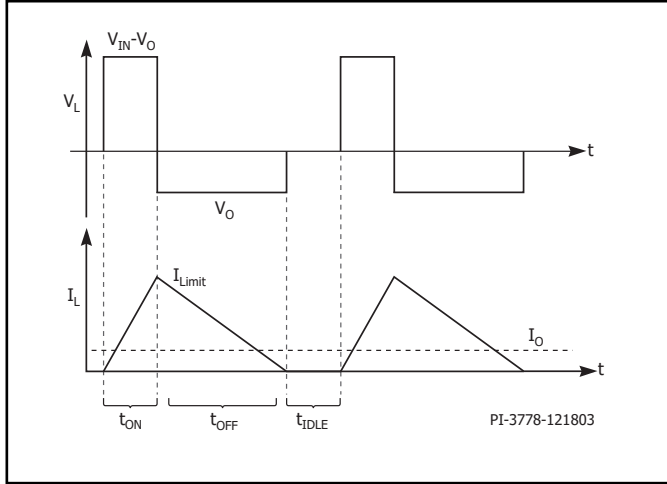


图 24. 降压变换器在DCM模式中的电感电压及电感电流

图10所示为一般情况下在断续导通模式(DCM)下的电感电流。下面的表达式适用于CCM和DCM工作模式。从图10可以看出，DCM模式下有三个独特的时间间隔。时间间隔 t_{ON} 出现在LinkSwitch-TNZ IC导通和续流二极管关断之时。电感中的电流从初始的零值逐渐增大。峰值电流是器件的限流点 I_{LIMIT} 。时间间隔 t_{OFF} 出现在LinkSwitch-TNZ IC关断和续流二极管导通之时。电流在此时间间隔内逐渐减小至零。时间间隔 t_{IDLE} 出现在LinkSwitch-TNZ IC和续流二极管同时关断期间，并且电感电流为零。

在CCM模式下，此闲置状态不存在，因此 $t_{IDLE} = 0$ 。

我们可以将降压式变换器中时间间隔 t_{ON} 结束时的电流摆动在表示为：

$$\Delta I(t_{ON}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{MIN}} \times t_{ON} \quad (C1)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \quad t_{IDLE} = 0 \quad (\text{适用于CCM}) \quad (C2)$$

$$I_{RIPPLE} = (I_{LIMIT_MIN}) \quad t_{IDLE} > 0 \quad (\text{适用于MDCM}) \quad (C3)$$

其中

I_{RIPPLE} = 电感纹波电流

I_{LIMIT_MIN} = 最小限流点

V_{MIN} = 最小直流母线电压

V_{DS} = 导通状态漏源极电压降

V_O = 输出电压

L_{MIN} = 最小电感

同样，我们可以将时间间隔 t_{OFF} 结束时的电流摆动表示为：

$$\Delta I(t_{OFF}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_O + V_{FD}}{L_{MIN}} \times t_{OFF} \quad (C4)$$

每个开关周期开始时流经电感的初始电流可以表示为：

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} - I_{RIPPLE} \quad (C5)$$

在一个完整开关周期内流经电感的平均电流等于输出电流 I_O 。此电流可以表示为：

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{ON} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{OFF} + 0 \times t_{IDLE} \right) \quad (C6)$$

其中

I_O = 输出电流

T_{SW_MAX} = 与最小开关频率 F_{SMIN} 相对应的开关时间间隔

代入公式(C1)和(C4)中的 t_{ON} 和 t_{OFF} ，可以得出：

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_{MIN} - V_{DS} - V_O} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_O + V_{FD}} + t_{IDLE} \right) \quad (C7)$$

$$L_{MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times F_{SMIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C8)$$

对于MDCM设计， $I_{INITIAL} = 0$ ， $I_{RIPPLE} = I_{LIMIT_MIN}$ 。

$$L_{MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{I_{LIMIT_MIN}^2 \times F_{SMIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C9)$$

对于CCM设计， $t_{IDLE} = 0$ 。

$$I_O = \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \quad (C10)$$

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} \quad (C11)$$

$$L_{MIN} = \frac{(V_O + V_{FD}) \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \times F_{SMIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C12)$$

输出电压大于20V时，使用 V_{MAX} 计算 L_{MIN} （公式C8）。输出电压小于20V时，使用 V_{MIN} 计算 L_{MIN} ，对限流点延迟时间过冲进行补偿。

然而，这并未包含电感（绕组电阻和磁芯损耗）和续流二极管内的损耗，这些损耗会限制最大输出功率能力，从而减小最大输出电流。最小电感量必须补偿这些损耗，以便提供指定的满载功率。通过估计电源中的总损耗，然后将这些损耗分配到电感和二极管，可以估算出这些损耗量。损耗估算可以通过损耗因数 K_{LOSS} 完成，它会相应增加电感的尺寸。而且，此类应用的典型电感为骨架磁芯或棒型电感。指定的电流额定值参考了20°C或40°C温升以及10%电感降。我们必须将电感公差因数

K_{L_TOL} 纳入最小电感的计算公式，以考虑到这种制造公差。因此，典型电感值可以表示为：

$$L_{TYP} = \frac{(1 + K_{L_TOL}) \times L_{MIN}}{K_{LOSS}} \quad (C13)$$

其中

K_{LOSS} 是损耗因数，用于计算电感的关断状态总损耗。

K_{L_TOL} 是电感公差因数，可介于10%和20%之间。其典型值为0.15。根据这种典型电感量，最大输出功率可以表示为：

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C14)$$

同样对于降压-升压拓扑结构， L_{TYP} 和 P_{O_MAX} 的表达式为：

$$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C15)$$

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS}) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C16)$$

平均开关频率

由于LinkSwitch-TNZ采用开/关型控制，开关频率因跳周期而并不统一。我们可以将最大功率代入公式C14中的输出功率计算开关频率的平均值。公式可简化为：

$$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C17)$$

同样对于降压-升压变换器，公式C16可简化为：

$$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C18)$$

计算有效值电流

电感的有效值电流主要用于确保电感尺寸适当并且不会过热。此外，LinkSwitch-TNZ IC和续流二极管的有效值电流需要用来估计电源的损耗。假设采用CCM工作模式，电感在稳态时的初始电流计算如下：

$$I_{INITIAL} = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t_{OFF} \quad (C19)$$

t_{OFF} 出现在MOSFET关断时。

对于DCM工作模式，此初始电流将为零。

LinkSwitch-TNZ的电流与时间成函数关系，计算如下：

$$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C20)$$

$$i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T \quad (C21)$$

t_{ON} 出现在MOSFET导通时。

续流二极管的电流与时间成函数关系，计算如下：

$$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C22)$$

$$i_D(t) = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF} \quad (C23)$$

$$i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T \quad (C24)$$

t_{OFF} 出现在续流二极管导通时。

电感的电流与时间成函数关系，计算如下：

$$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t) \quad (C25)$$

根据有效值电流的定义，可以将开关IC、续流二极管和电感的有效值电流分别表示如下：

$$i_{SW_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_{SW}(t)^2 \times dt} \quad (C26)$$

$$i_{D_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_D(t)^2 \times dt} \quad (C27)$$

$$i_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T (i_{SW}(t) + i_D(t))^2 \times dt} \quad (C28)$$

由于开关和续流二极管电流在关断和导通时间间隔内分别会减至零，有效值电感电流可简单表示为：

$$i_{L_RMS} = \sqrt{i_{SW}^2 + i_D^2} \quad (C29)$$

表C1列出了降压和降压-升压式拓扑结构的重要参数的设计公式：

参数	降压	降压-升压
L_{TYP}	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
FS_{AVG}	$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
$i_{SW}(t)$ LinkSwitch-TNZ 电流	$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$	$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$
$i_D(t)$ 二极管 正向电流	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$
$i_L(t)$ 电感电流	$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t)$	$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t)$
最大漏极电压	V_{MAX}	$V_{MAX} + V_O$

表 20. 降压和降压-升压拓扑结构的电路特性

附录C – 反激式应用的保护特性

滞回输出过压保护

在反激式拓扑结构中，LinkSwitch-TNZ IC提供的输出过压保护采用自动重启方式来实现，由 $>I_{BP(SD)}$ 的电流流入旁路引脚时触发。为了避免误触发这一功能，旁路引脚电容除起到内部滤波作用外，还提供外部滤波。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旁路引脚最近的地方。

在非隔离反激式变换器中，通过将稳压管从输出供电连接到旁路引脚可以实现OVP过压保护功能。图11中的电路示例所示为一种实现输出过压保护的简单方法。此外，也可将一个小电阻（ 10Ω 到 47Ω ）与OVP过压保护齐纳稳压管串联接入，为OVP检测提供额外滤波。与OVP齐纳稳压管串联在一起的电阻同样可以控制流入旁路引脚的最大电流。流入电流必须限制在 $16mA$ 以下。

在反馈失效而导致的故障情况下，输出电压将快速上升并超过额定电压。当输出端电压超过连接在输出端和旁路引脚间的齐纳稳压管额定电压与旁路电压的总和时，将导致注入旁路引脚的电流超过 $I_{BP(SD)}$ ，从而触发自动重启，即实现了输出过压保护。

输入过压保护

在反激式变换器配置中，在功率MOSFET导通期间，LinkSwitch-TNZ IC可根据电路配置监测流入反馈引脚的电流，间接检测直流母线过压情况。图12所示为可能的电路设计。在功率MOSFET导通期间，次级绕组上的电压与初级绕组上的电压成正比。因此，流经晶体管Q3的发射极和基极的电流与 V_{BUS} 电压直接成正比。

$$V_{PRI} = V_{BUS} - V_{DS} \quad (D1)$$

V_{DS} 比母线电压小很多，因此可忽略不计。

次级绕组的电压与初级绕组的电压成正比。

$$V_{SEC} = \frac{V_{PRI}}{n} \quad (D2)$$

$$-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3} = V_{SEC} \quad (D3)$$

因此，齐纳稳压管VR3的电压取决于 V_{BUS} 。当输入电压高于其阈值且齐纳稳压管VR3导通时，晶体管Q3导通，电流将从旁路引脚电容经过晶体管Q3流入反馈引脚。当馈入电流大于反馈引脚即时关断电流 $I_{FB(SD)}$ 且至

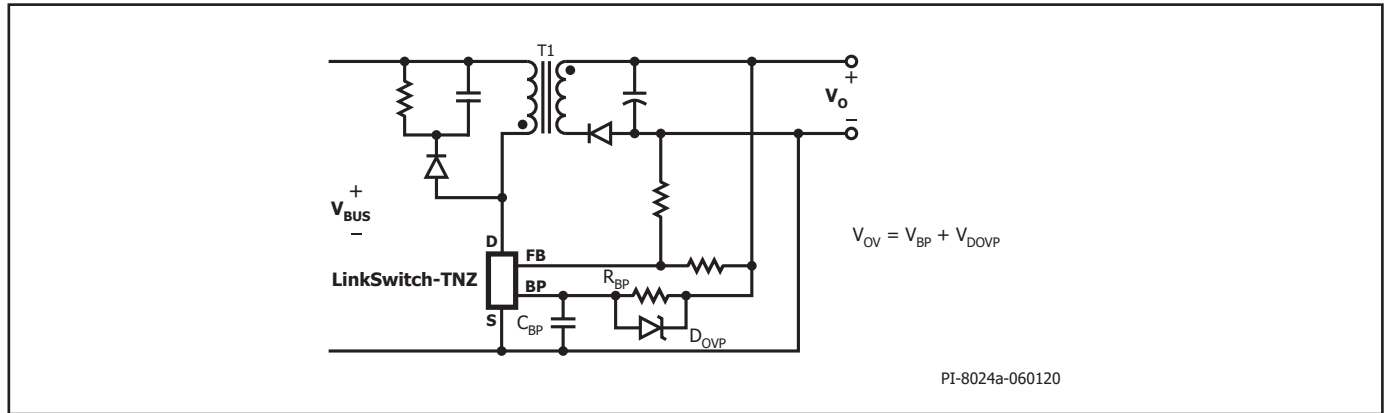


图 25. 具有输出过压保护的的非隔离反激式变换器

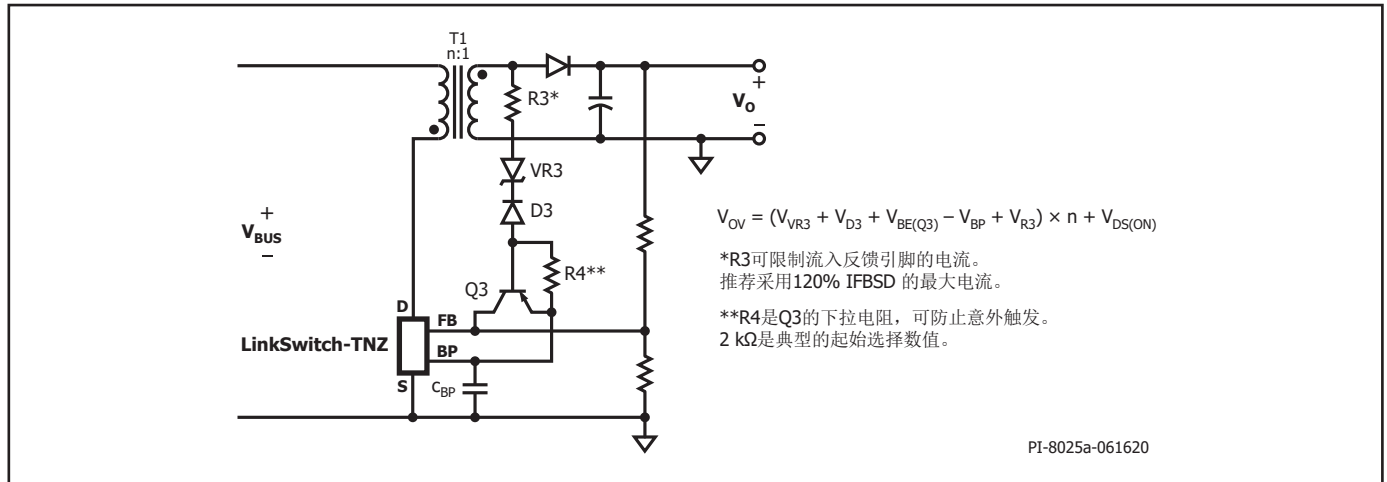


图 26. 通过使用反馈引脚进行输入电压检测，从而提供过压保护

少持续2个连续开关周期，将触发输入过压保护，LinkSwitch-TNZ IC将进入自动重启模式。

母线过压的阈值为：

$$V_{OV} = (-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3}) \times n + V_{DS} \quad (D4)$$

间接输入电压检测可降低典型初级侧输入过压检测电路中常见的功耗。

电阻R4用作微弱的下拉电阻，有助于防止Q3在正常工作期间发生误导通。R4可采用2kΩ电阻。根据所选择的齐纳稳压管和晶体管，可能需要调整R4的值。R3用于限制流入反馈引脚的电流。流经R3的电流等于分别流经R4与Q3发射极和基极的电流的总和，可表示为：

$$I_{R3} = I_{Q3(EB)} + I_{R4} \quad (D5)$$

根据公式D4得出：

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R3} = \frac{\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3}}{R3} \quad (D6)$$

且

$$I_{R4} = \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

根据公式D6和D7得出：

$$I_{Q3(EB)} = \frac{\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3}}{R3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

如果晶体管没有饱和，流经反馈引脚的电流是Q3的集电极电流，计算如下：

$$I_{Q3(EC)} = h_{FE} \times I_{Q3(EB)} = h_{FE} \times \left[\frac{\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3}}{R3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \right] \quad (D8)$$

电流 $I_{Q3(EC)}$ 不得超过 $I_{FB(SD)}$ 的120%，以便限制流入反馈引脚的电流。

为了获得精确的输入过压阈值电压以及良好的效率、稳压性能和稳定性，应尽量减少变压器漏感。低漏感将会减弱次级绕组的振铃并提供精确的输入OVP过压检测。通常在高压功率MOSFET导通280ns后，会对流入反馈引脚的电流进行取样并与 $I_{FB(SD)}$ 进行比较。

在某些设计中，如果次级绕组振铃时间超过280ns，可以在整流二极管两端跨接RC缓冲器来抑制振铃，确保精确检测输入电压。

下面是采用33V齐纳稳压管(VR3) BZX74-C33的示例，阈值为308V。当母线电压高于该阈值时，电源进入自动重启。首次检测到故障时，开关关断的持续时间为150ms（第一个 $t_{AR(OFF)}$ 关断期间）。如果故障持续存在，后续关断时间延长为1500ms（后续 $t_{AR(OFF)}$ 关断期间）。

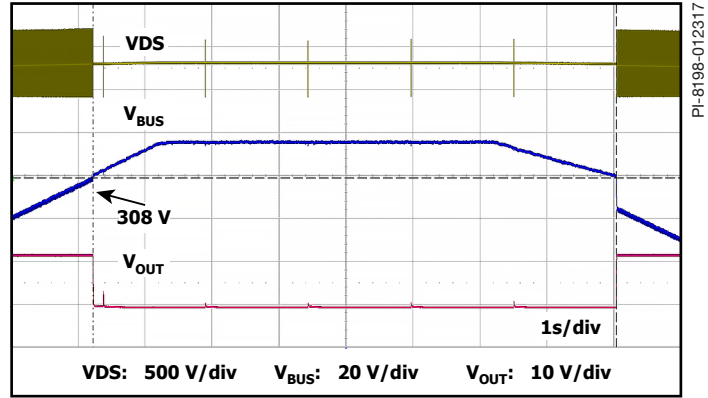


图 27. 间接输入电压检测实现的过压保护结果

修订版本	注释	日期
A	A版本发布。	04/22
B	更新了第14页的图11。	05/22

有关最新产品信息，请访问：www.power.com

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

Patent Information

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

Life Support Policy

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

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

Power Integrations, the Power Integrations logo, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, 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. ©2022, Power Integrations, Inc.

Power Integrations全球销售支持网络

全球总部

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

中国（上海）

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

中国（深圳）

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

德国

（AC-DC/LED/电机控制销售）
Einsteinring 24
85609 Dornach/Aschheim
Germany
Tel: +49-89-5527-39100
e-mail: eurosales@power.com

德国（门极驱动器销售）

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

印度

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

意大利

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

日本

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

韩国

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

新加坡

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

台湾地区

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

英国

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