

应用指南AN-70 LinkSwitch-TN2产品系列

设计指南

简介

LinkSwitch™-TN2 IC在单片IC上集成了一个高压(725 V)功率MOSFET开关和一个ON/OFF控制器。开关频率通过增加调制特性来降低EMI, 使IC得到全面的故障保护。自动重启功能在过载及输出短路时限制了器件及电路的功率耗散, 而过热保护功能在出现温度故障时禁止内部功率MOSFET开关操作。高热关断阈值非常适合环境温度较高的应用, 而大迟滞值可防止PCB和周边元件平均温度过高。

LinkSwitch-TN2产品系列适合要求采用非隔离电源的任何应用, 例如家电(咖啡机、电饭煲、洗碗机、微波炉等)、夜灯、紧急出口指示灯和LED驱动器。LinkSwitch-TN2 IC可配置在所有常见拓扑结构中, 从而提供一个以相线或中线为参考的输出电压或者一个反相/非反相输出电压 - 适合采用可控硅进行交流负载控制的应用。由于采用开关电源而非无源降压电路(电容性或电阻性), 因此可提供众多优势, 部分优势如下所示。

- 通用输入 - 同样的电源/产品全球通用
- 高功率密度 - 外形尺寸更小, 大部分设计通常无需使用X电容
- 高效率 - 对于12 V/120 mA输出, 满载效率通常 > 75%
- 出色的输入电压调整率和负载调整率
- 可在轻载条件下实现高效率 - ON/OFF控制即使在轻载条件下也可保持高效率
- 极高能效 - 空载输入功率 < 30 mW
- 完美兼容SMD元件, 可制造性高
- 全面的故障保护(过载、短路及热故障)
- 设计灵活度高 - LinkSwitch-TN2产品系列允许相同的基本设计用于 < 50 mA至360 mA的输出范围。

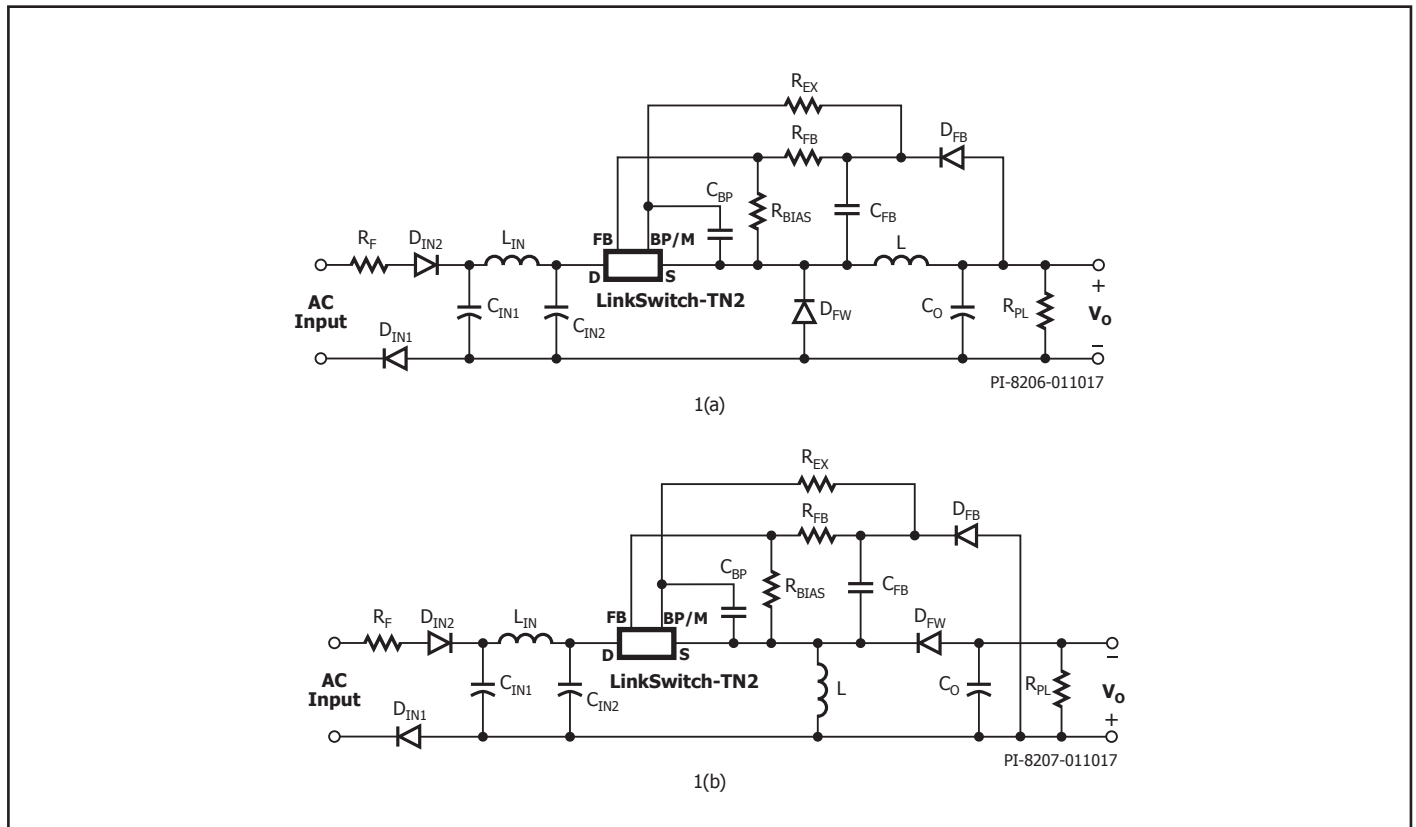


图1. 采用LinkSwitch-TN2的降压式变换器1(a)和降压-升压式变换器1(b)的基本配置

范围

本应用指南适用于使用LinkSwitch-TN2系列器件设计非隔离式电源。本文将介绍使用LinkSwitch-TN2系列集成离线式开关IC设计降压及降压-升压式变换器的步骤。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效率、低成本的降压或降压-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，用户可以选用市售标准元件来满足典型的输出电压及电流要求。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™设计软件的一部分。LinkSwitch-TN2电源的基本电路结构如图1所示，本应用指南也使用该电路作为参考电路，对其中的元件设计加以讨论。

除了本应用指南之外，您还会发现LinkSwitch-TN2参考设计套件（RDK，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。关于PI Expert软件下载、如何得到RDK及本文最新方面的详细信息，请访问www.power.com。

快速入门

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10）。
2. 选择拓扑结构（表1和表2）。如果要求输出调整率优于 $\pm 5\%$ ，需要使用具有合适参考电压的光耦器反馈，例如TL431或高精度齐纳稳压管。
3. 选择LinkSwitch-TN2器件、L、 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 $100\text{ }\mu\text{F}$ 、 $1.25 \times V_O$ 、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
高端降压式 - 直接反馈	<p>PI-8199-120516</p>	<ol style="list-style-type: none"> 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. 低成本直接反馈 ($\pm 5\%$典型值) 5. 需要使用一个输出负载来维持稳压 (注释2)。
高端降压-升压式 - 直接反馈	<p>PI-8200-120516</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 输出以输入为参考。 2. 正输出(V_O)，相对于$-V_{IN}$。 3. 升降压：$V_O < V_{IN}$ 或 $V_O > V_{IN}$。 4. 低成本直接反馈 ($\pm 5\%$典型值) 5. 自动防故障 - 当内部功率MOSFET故障时输出不受输入电压的影响。 适合驱动LED - 比低端降压式恒流LED驱动器具有更高的精度和温度稳定性。 6. 需要使用一个输出负载来维持稳压 (注释2)。

表1. 采用直接检测反馈的LinkSwitch-TN2电路配置

注释:

1. 对于12 V设计，使用3 mA假负载时，低成本的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3 mA的最小负载电流（仅限降压式与降压-升压式拓扑结构）。
3. 升压式拓扑结构也可以，但未显示。

拓扑结构	基本电路原理图	主要特色
高端降压式 - 光耦反馈	<p>PI-7844a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 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. 光耦反馈。 <ul style="list-style-type: none"> - 精度仅受限于参考电压的选择 - 不具安全等级要求的低成本光耦 - 无需假负载 5. 最小空载功耗。
低端降压式 - 光耦反馈	<p>PI-7845a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 输出以输入为参考。 2. 负输出(V_O), 相对于$+V_{IN}$。 3. 降压: $V_O < V_{IN}$。 4. 光耦反馈。 <ul style="list-style-type: none"> - 精度仅受限于参考电压的选择 - 不具安全等级要求的低成本光耦 - 无需假负载
低端降压-升压式 - 光耦反馈	<p>PI-7848a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 输出以输入为参考。 2. 正输出(V_O), 相对于$+V_{IN}$。 3. 升压/降压: $V_O > V_{IN}$或$V_O < V_{IN}$。 4. 光耦反馈。 <ul style="list-style-type: none"> - 精度仅受限于参考电压的选择 - 不具安全等级要求的低成本光耦 - 无需假负载 5. 自动防故障 - 当内部功率MOSFET故障时输出不受输入电压的影响。 6. 最小空载功耗。

表2. 采用光耦反馈的LinkSwitch-TN2电路配置

注释:

1. 光耦反馈调整仅受到参考电压精度的限制(齐纳稳压管或IC)。
2. 光耦无需通过安规认证。
3. 参考偏置电流提供最小负载。 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470 Ω 至2 k Ω , 1/8 W, 5%。
4. 升压式拓扑结构也可以, 但未显示。
5. 光耦反馈提供最低空载功耗。

元件编号	V_{RRM}	I_F	t_{RR}	封装	生产商
	(V)				
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

表3. 适合用作续流二极管的超快速二极管的列表

V_{OUT}	$I_{OUT(MAX)}$	电感			LNK320X	模式	二极管 t_{RR}	$R \times FB$	V_z
		μH $I_{RMS(MA)}$	Token	Coilcraft					
5	≤ 63 80	2000 122 2000 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	3.48 k	3.9 V
	120 160	870 210 870 167	-	-	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 327 680 236	SBC4-681-211 SBC4-681-211	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	680 485 680 364	SBC6-681-211 SBC6-681-211	RFB1010-681 RFB1010-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
12	≤ 63 80	2000 88 2400 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	11.8 k	11 V
	85 120 160	870 152 870 151 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	870 265 870 236	-	-	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 336 1200 364	SBC6-681-431	RFB0810-681 RFB1010-122	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
15	≤ 63 80	2000 80 3000 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	15.4 k	13 V
	70 120 160	870 142 1200 160 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-122 RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	750 223 1000 230	-	RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 323 1500 364	SBC6-681-211 SBC6-152-451	RFB1010-681 RFB1010-152	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
24	≤ 63 80	2400 80 3600 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	25.5 k	22 V
	50 120 160	870 118 1500 158 2200 167	SBC4-152-221 SBC4-222-211	RFB0810-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1000 227 1000 236	SBC6-102-561 SBC6-102-561	RFB1010-102 RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	750 282 2000 364	-	-	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		

其他标准元件

R_{BIAS} : 2.49 k Ω , 1%, 1/8 W

C_{BP} : 0.1 μF , 50 V陶瓷

C_{FB} : 10 μF , $1.25 \times V_o$

D_{FB} : 1N4005GP

R_z : 470 Ω 至2 k Ω , 1/8 W, 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}	I _{OUT(MAX)}	电感			LNK320X	模式	二极管t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(mA)}	Token	Coilcraft					
5	≤ 65 80	1200 70 1500 80	SBC3-152-251	RFB0807-122 RFB0807-152	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	3.57 k	3.9 V
	120 160	680 220 680 230	SBC2-681-211 SBC2-681-211	RFB0807-681 RFB0807-681	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 340 680 320	SBC3-681-361 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	680 440 680 430	SBC4-681-431 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
12	≤ 63 80	2200 70 3300 90	SBC3-222-191 SBC3-332-151	RFB0807-222 RFB0807-332	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	11.8 k	11 V
	85 120 160	680 180 1200 220 1800 210	SBC4-152-251	RFB0807-681 RFB1010-122 RFB0807-182	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	820 320 1200 310	-	RFB0807-821 RFB0810-122	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	820 410 1800 410	-	RFB0810-821 RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
15	≤ 63 80	2200 70 3900 90	SBC3-222-191	RFB0807-222 RFB0807-392	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	15 k	13 V
	70 120 160	680 180 1500 220 2200 220	SBC2-681-211 SBC3-152-251 SBC4-222-211	RFB0807-681 RFB0807-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1000 320 1500 320	SBC4-102-291 SBC4-152-251	RFB0810-102 RFB0810-152	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	1200 400 2200 410	SBC6-222-351	RFB0810-122 RFB1010-222	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
24	≤ 63 80	3300 70 6800 100	SBC3-332-151 SBC3-682-111	RFB0807-332 RFB0807-682	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	25.5 k	22 V
	50 120 160	680 180 2200 210 3300 210	SBC2-681-211 SBC3-222-191 SBC4-332-161	RFB0807-681 RFB0810-222 RFB0810-332	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1800 300 2200 290	SBC4-222-211	RFB0810-182 RFB1010-222	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	1800 370 3300 410	-	RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		

其他标准元件

R_{BIAS}: 2.49 kΩ, 1%, 1/8 W

C_{BP}: 0.1 μF, 50 V陶瓷

C_{FB}: 10 μF, 1.25 × V_O

D_{FB}: 1N4005GP

R_Z: 470 Ω至2 kΩ, 1/8 W, 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。上表提供的电感值为保守估计值。在部分设计中, 可能需要根据评估结果进一步减小电感值。

LinkSwitch-TN2电路设计

LinkSwitch-TN2工作原理

图1(a)所示为使用LinkSwitch-TN2 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ON/OFF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。如果持续50 ms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。

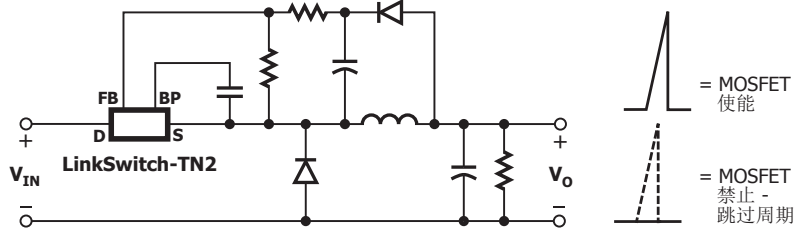
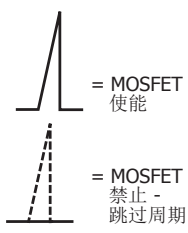
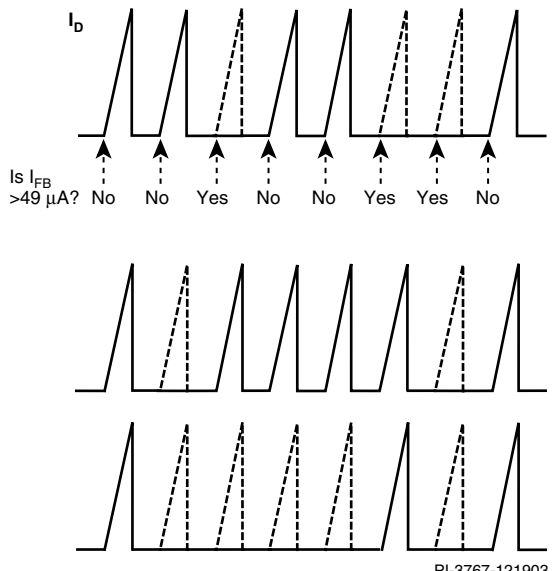
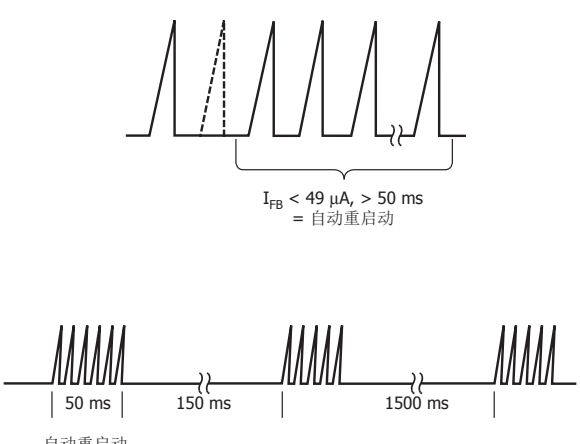
<p>参考电路原理图和图解</p>	 <p style="text-align: right;">PI-8201-120516</p>	
<p>正常工作</p>	 <p style="text-align: right;">PI-3767-121903</p>	<p>在每个周期开始时反馈(FB)引脚进行采样。</p> <ul style="list-style-type: none"> • 如果$I_{FB} < 49 \mu A$，则开始下一开关周期 • 如果$I_{FB} > 49 \mu A$，则跳过下一开关周期
<p>自动重启</p>	 <p style="text-align: right;">PI-8208-120616</p>	<p>如果超过$t_{AR(ON)}$ (50 ms)无反馈($I_{FB} < 49 \mu A$)，则输出开关禁止，时间等于自动重启启动关断时间。故障刚发生时，关断时间为150 ms (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1500 ms (后续$t_{AR(OFF)}$关断期间)。</p>

表6. LinkSwitch-TN2工作原理

为实现在无需参考电压（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12 V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中的参考电压使用一个光耦器。由于光耦器仅提供电平位移，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-TN2 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-TN2 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身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，先选择主要为非连续导通模式(MDCM)或连续导通模式(CCM)，因为这决定着LinkSwitch-TN2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。对于其他所有情况，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-TN2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是固定的设计参数，因此LinkSwitch-TN2限流点是设置导通模式的唯一设计参数。

“主要为非连续”一词用于ON/OFF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非连续导通模式。设计可以做到完全非连续导通，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

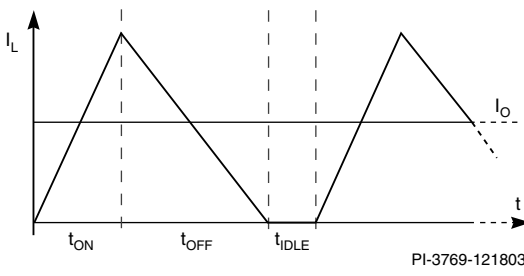
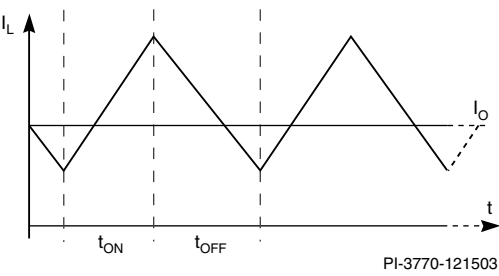
工作模式	MDCM	CCM
工作说明	 <p>PI-3769-121803</p> <p>在t_{OFF}期间电感电流降至零，当$t_{IDLE} = 0$时处于MDCM与CCM之间的界线处。</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>在整个开关周期之内，电流在电感器中持续流动。</p>
电感	成本较低 值更低，尺寸更小。	成本较高 值更高，尺寸更大。
续流二极管	成本较低 75 ns超快速反向恢复二极管（环境温度 $> 70^\circ\text{C}$ 时 $\leq 35\text{ ns}$ ）。	成本较高 要求使用35 ns超快速恢复二极管。
LinkSwitch-TN2	IC成本可能较高 可能要求使用更大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。
总体成本		通常成本较高

表7. 主要为非连续导通模式(MDCM)与连续导通模式(CCM)工作方式之比较

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}

输入应用变量		Universal		
输入电压范围				交流输入电压范围
VACMIN	85.00	85.00	volts AC	最小交流输入电压
VACTYP		115.00	volts AC	典型交流输入电压
VACMAX	265.00	265.00	volts AC	最大交流输入电压
f_L		50.00	Hz	AC电网频率
LINE RECTIFICATION TYPE	H	H		选择“全波整流”或“半波整流”
$t_{CONDUCTION}$		2.72	ms	输入桥式二极管的导通时间
VOUT	12.00	12.00	volts DC	输出电压
IOUT	0.120	0.120	A	平均输出电流
EFFICIENCY_ESTIMATED		0.75		输出端的估计效率
EFFICIENCY_CALCULATED		0.82		计算效率基于实际元件和工作点
POUT		1.44	W	连续输出功率
CIN	9.40	9.40	μF	输入电容
VMIN		86.0	volts DC	整流输入电压的波谷
VMAX		374.8	volts DC	整流最大输入交流电压的峰值
T_AMBIENT		50	degC	工作环境温度 (摄氏度)
INPUT_STAGE_RESISTANCE		10	mohms	输入级电阻, mH (包括保险丝、热敏电阻、滤波元件)
PLOSS_INPUTSTAGE		0.000	W	输入级损耗估计值

图2. LinkSwitch-TN2设计表格中的应用变量部分

输入电压

从表8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
通用电压范围	85	265

表8. 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100 VAC输入取值50 Hz; 对于单电压115 VAC输入取值60 Hz; 对于单电压230 VAC输入取值50 Hz。这些值表示典型的线电压频率, 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% (47 Hz或56 Hz)。如果是半波整流, 可以使用 $f_L/2$ 。

额定输出电压, V_{OUT} (V)

在连续输出负载情况下, 输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。

输出功率, I_{OUT} (A)

输入电源的输出电流。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, 使得最大连续输出功率等于电源所有输出的输出功率的总和。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12 V或更大的电源设计, 如果没有更好的参考数据可用, 对于12 V输出起始值可以取0.7, 对于5 V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。

总输入电容量, C_{IN} (μF)

参考表9输入总输入电容量。

输入电容量用来计算大容量滤波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 $V_{MIN} > 70 V$ 。

交流输入电压 (VAC)	每瓦特输出功率应使用的总输入电容量 $\mu F/W$	
	全波整流	半波整流
100/115	2	4-5
230	1	1-2
85-265	2	4-5

表9. 不同的输入电压范围建议的总输入电容量值

第二步 – 确定AC输入级

输入级由可熔电阻、输入整流二极管及线滤波器网络组成。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。半波整流的设计中在功率返回端增加另外一个二极管可以改善EMI性能。此二极管相当于一个EMI“选通门”（EMI电流只有在二极管导通时才可以通过），同时此二极管使得差模雷击的耐受力增加一倍，因为两个二极管分担了雷击电压。表10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9说明了在其它输入电压范围下如何选择输入电容的容量。

第三步 – 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，可忽略器电压降。

得出最小输入电压 V_{MIN} 。

半桥整流管：

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

全桥整流管：

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

如果 $V_{MIN} \leq 70$ V，则增大 $C_{IN(TOTAL)}$ 值。 t_c 是二极管桥的导通时间。

第四步 – 根据输出电流和限流点选择LinkSwitch-TN2器件

确定工作模式 – 参见表7。

对于MDCM模式，输出电流(I_o)应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-TN2的限流点值。

典型的LinkSwitch-TN2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0.1 μ F的电容会工作在标准电流限流值上。使用1 μ F的电容可降低限流值，以便采用低成本的表面贴装降压电感进行设计。

POUT	≤ 0.25 W	0.25 - 1 W	> 1 W	
85 - 265 VAC 输入级				
	R_{F1}, R_{F2} : 100-470 Ω , 0.5 W, 可燃 C_{IN} : ≥ 2.2 μ F, 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W可燃 R_{F2} : 100 Ω , 0.5 W, 阻燃 C_{IN1}, C_{IN2} : ≥ 3.3 μ F, 每个400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W可燃 L_{IN} : 470 μ H – 2.2 mH, 0.05 A – 0.3 A C_{IN1}, C_{IN2} : ≥ 4 μ F/ W_{OUT} , 每个400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W可燃 L_{IN} : 470 μ H – 2.2 mH, 0.05 A – 0.3 A C_{IN1}, C_{IN2} : ≥ 2 μ F/ W_{OUT} , 每个400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V
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10. 通用输入推荐的交流输入级

第五步 – 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鼓状磁芯或工字型磁芯的电感，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电感值以及常见输出电压和电流的RMS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RMS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RMS额定值更高。680 μH 的下限值可控制最大 di/dt ，防止产生非常高的峰值电流值。表4和表5提供了两家供应商的标准电感的参考零件号。

$$680 \mu\text{H} < L < 1.5 \times L_{TYP}$$

对于LinkSwitch-TN2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。图4所示为标准电感厂商的典型数据手册。市售标准鼓状磁芯/工字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680 μH 、360 mA电感（请参见图4），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%)。如果无数据可用，假设 $K_{L_{TOL}}$ 值为0.15 (15%)。

并非所有存储在电感中的能量都会传输至负载，因为LinkSwitch-TN2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

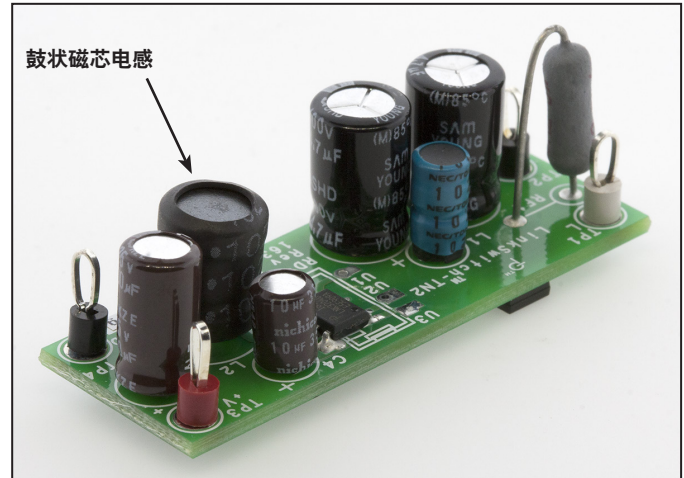


图3. 鼓状磁芯电感示例

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。

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

● SBC3 Series 型号	电感及公差 电感量 L(mH) at 10 kHz	20 °C温升电流额定值		40 °C温升电流额定值		-10%值对应的 电流额定值
		Rdc (Ω) 最大值	额定电流 (A) $\Delta T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$	额定电流 (A) $\Delta T = 40 \text{ }^\circ\text{C}$	电流 (参考值) (A) L 变化率 -10%	
681-361	680 \pm 10%	1.62	0.36	0.50	0.38	
102-281	1000 \pm 10%	2.37	0.28	0.39	0.31	
152-251	1500 \pm 10%	3.64	0.25	0.35	0.26	
222-191	2200 \pm 10%	5.62	0.19	0.26	0.21	
332-151	3300 \pm 10%	7.66	0.15	0.21	0.17	

图4. 标准电感数据表示例

PI-3783-030217

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-TN2输出纹波电流（参见C2及C3）。

电容的ESR值应在66 kHz开关频率下大致指定。不推荐采用100 μF 以上的电容值，因为它们会在自动重新启动之前的50 ms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，应能在输出稳压下使反馈引脚电压(V_{FB})达到2 V。该电压对应的反馈引脚电流(I_{FB})为49 μA 。

让 R_{BIAS} 值 = 2.49 k Ω ；这样就可以为反馈网络提供~0.8 mA的偏置供电。因此， R_{FB} 值可根据以下公式计算：

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

第9步 – 选择反馈二极管及电容

对于反馈电容，使用容值为10 μF 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1DFLR1600-7，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

为了降低电源的空载输入功率，推荐使用电阻R5（参见应用范例图9），从反馈电容C3连接至旁路引脚。这种情况适用于输出电压大于 $V_{BP(SHUNT)}$ 的电源。

为实现最低的空载功耗，馈入旁路引脚的电流应稍微大于120 μA 。为获得最佳满载效率和热性能，馈入旁路引脚的电流应稍微大于下面规定的电流值：

元件编号	旁路电流
LNK3202	195 μA
LNK3204	222 μA
LNK3205	269 μA
LNK3206	290 μA

表11. MOSFET开关时的旁路引脚注入电流

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16 mA ($I_{BP(MAX)}$)。

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3 mA的最小输出负载。

在使用光耦的设计中，稳压管或参考偏置电流提供1 mA到2 mA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。

设计技巧

启动进入非阻性负载

如果系统总电容 > 100 μF 或输出电压 > 12 V，在启动时输出可能无法在 50 ms 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5所示。该软启动电容的值通常介于 0.47 μF 至 47 μF 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输出纹波来仔细验证该推荐做法。

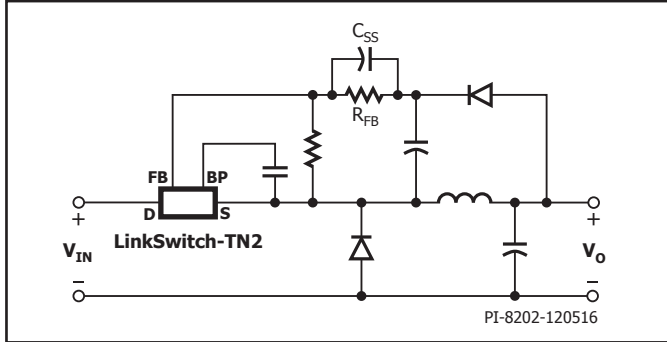


图5. 显示软启动电容的位置的电路图示例

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6中的电路是实现。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-TN2 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 12 V。

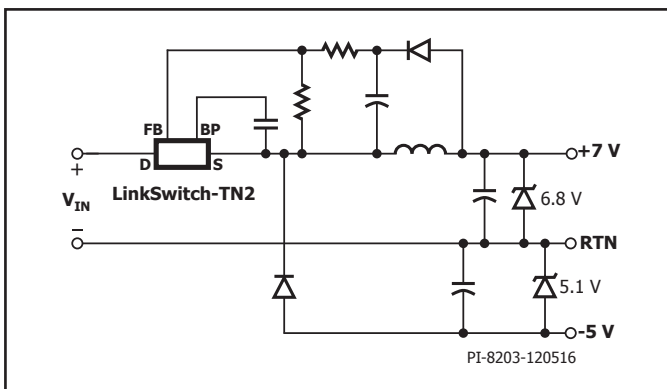


图6. 电路示例 - 生成双路输出电压

恒流电路配置 (LED驱动器)

图7所示的电路适合驱动恒流负载，比如LED。它采用严格的公差，并将 LinkSwitch-TN2 IC 温度稳定的反馈引脚作为参考，以提供精确的输出电

流。为生成恒流输出，平均输出电流被电阻 R_{SENSE} 和电容 C_{SENSE} 转换为电压，并通过 R_{FB} 和 R_{BIAS} 馈入反馈引脚。 R_{BIAS} 和 R_{FB} 的值如图所示， R_{SENSE} 的取值应在要求的输出电流下产生 2 V 的电压降。电容 C_{SENSE} 对 R_{SENSE} 的电压进行滤波，该电容由电感纹波电流进行调制。 C_{SENSE} 的值应足够大以降低纹波电压，特别是在 M_{DCM} 设计中。所选取的 C_{SENSE} 值应能使 R_{SENSE} 和 C_{SENSE} 的时间常数 (t) 大于开关时长 (15 μs) 时间常数的 20 倍。 C_{SENSE} 的峰值电压等于 $R_{\text{SENSE}} \times I_{\text{LIMIT(MAX)}}$ 。输出电容为可选元件；不过，如果没有输出电容，负载电流将会达到所选 LinkSwitch-TN2 器件的完全峰值电流 (I_{LIMIT})。增大 C_O 值（通常在 100 nF 至 10 μF 的范围内），将峰值电流减小到负载可接受的水平。

如果负载断开连接，反馈就会丢失，其导致的大输出电压可能造成电路故障。为避免这种情况的发生，可以添加第二个电压控制环路 D_{FB} 和 V_{RFB} ，如图7所示。这也要求在电路中使用电容 C_O 。当 LED 灯串恒流工作时，齐纳稳压管的电压选作超过 LED 灯串最大电压值的下一个标准值。对于标准的降压-升压式设计，可采用相同的设计公式/设计表格，同时应考虑以下因素。

1. $V_O = \text{LED } V_F \times \text{每个灯串的LED数}$ 。
2. $I_O = \text{LED } I_F \times \text{灯串数}$ 。
3. 因 R_{SENSE} 损耗效率估计值减小（将 R_{SENSE} 作为电感电阻输入设计表格）。
4. 设置 $R_{\text{BIAS}} = 2 \text{ k}\Omega$ 和 $R_{\text{FB}} = 300 \Omega$ 。
5. $R_{\text{SENSE}} = 2/I_O$ 。
6. $C_{\text{SENSE}} = 20 \times (15 \mu\text{s}/R_{\text{SENSE}})$ 。
7. 根据流经负载的可接受的输出纹波电流选择 C_O 。
8. 如果负载可断开连接，或者为了提供额外的故障保护，除 C_O 之外，另外添加电压反馈元件 D_{FB} 和 V_{RFB} 。

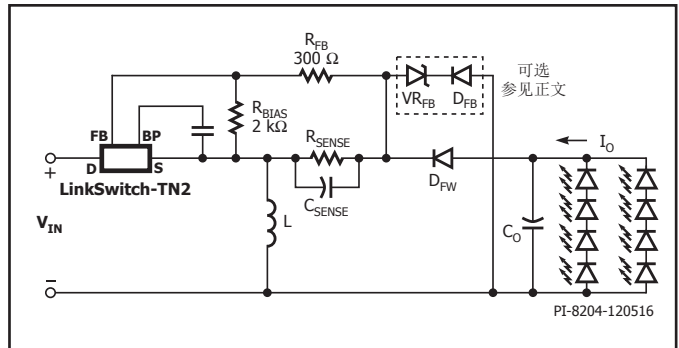


图7. 高端降压-升压恒流输出配置

热环境

为确保良好的热性能，源极引脚温度应维持在 100 $^{\circ}\text{C}$ 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，推荐在最大工作环境下构建和测试电源，确保有足够的热裕量。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。如果器件温度超过 85 $^{\circ}\text{C}$ 且环境温度为 25 $^{\circ}\text{C}$ ，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热关断的温度。

推荐的布局注意事项

在降压式或降压-升压式变换器设计中，由于LinkSwitch-TN2器件中的源极引脚是开关节点，连接源极的铺铜区域应尽量最小，以便在设计的热约束内改善EMI。

在升压配置中，由于源极引脚连接至直流回路，可以尽量增大连接源极的铺铜区域，以提高散热性能。

图8是图9所示电路原理图的印刷电路板布局设计范例。LinkSwitch-TN2、电感(L1)、续流二极管(D1)和输出电容(C2)所形成的环路应尽可能的小。输入电容C5、IC漏极引脚、源极引脚、续流二极管阴极和阳极之间的环路应尽可能的小。旁路引脚电容C1(图9)应尽量靠近源极及旁路引脚。

大部分市售标准电感器都采用鼓状磁芯或工字型磁芯。这些电感没有良好的封闭磁路，是显著的磁感耦合的来源。它们也是差模噪声的来源。为尽量减小与开关节点的直接耦合，LinkSwitch-TN2 IC应远离交流输入线路。将电容C4及C5放置于LinkSwitch-TN2器件和交流输入之间是比较有利的做法。在鼓状磁芯电感中，绕组通常采用多层绕制。在给定的设计中，EMI性能和调整的结果会根据电感哪一端连接至输出电容以及哪

一端连接至IC的源极引脚而有所不同。因此，建议对电感方位变化的影响进行验证，并确定优先采用哪一种电感方位。确定优先方位后，应始终对所有电路板采用同样的验证操作，以确保性能的可重复性。通常，电感上带有指示绕组起始端和结束端的标记。这些标记可在装配时用于正确确定电感的方位。

第二个整流二极管D4是可选元件，但可以用来改善EMI性能和增强输入电涌耐受力。

承载大电流的走线应尽可能短和尽可能宽。正是这些走线连接了输入电容、LinkSwitch-TN2 IC、电感、续流二极管和输出电容。

满足安规要求的设计考量

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IEC61000-4-5)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。

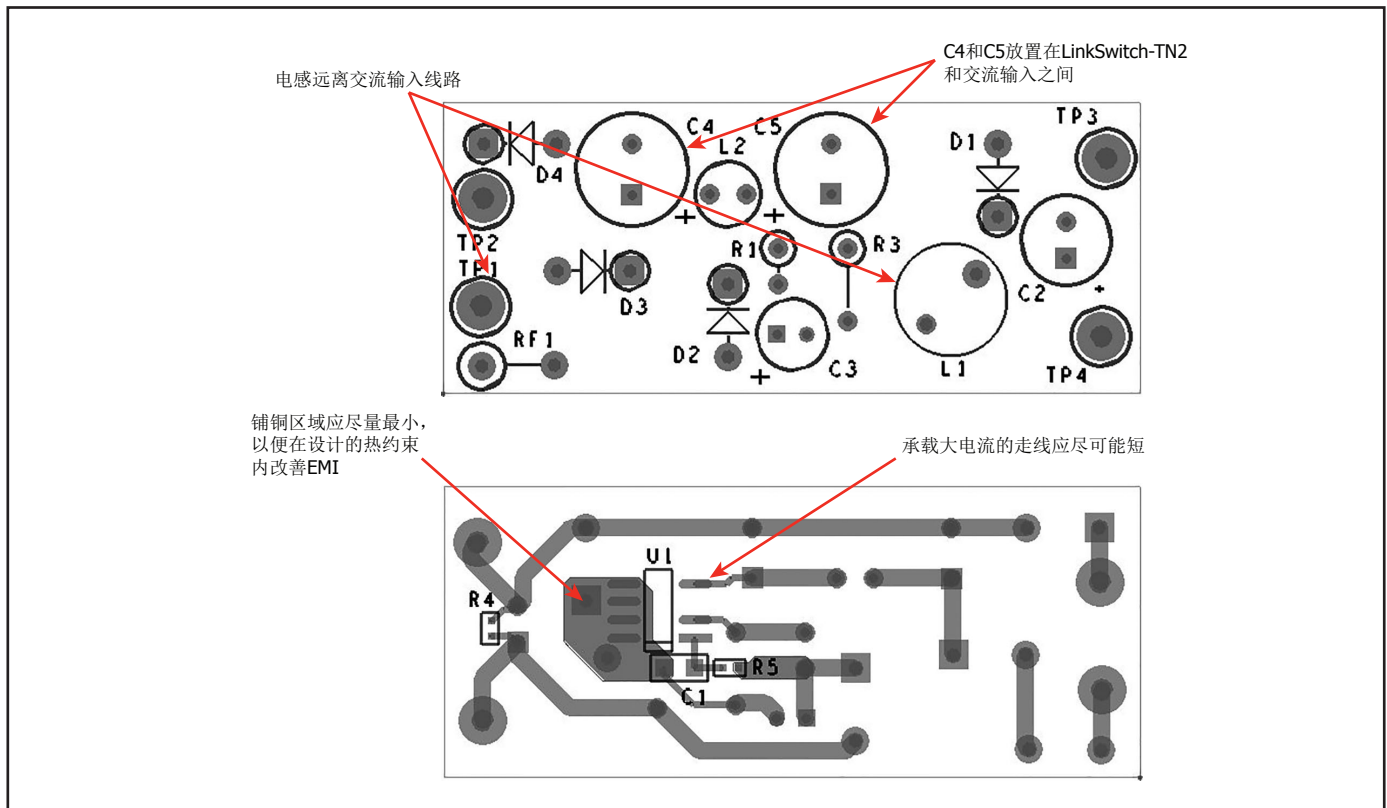


图8. 推荐的D封装LinkSwitch-TN2设计印刷电路板布局

PI-8209-120616

如果雷击电压过高（差模雷击电压 > 1 kV），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箝位。

依照如下设计流程可确保设计符合所适用的要求：

- 界定LinkSwitch-TN2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 > 1000 V，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115 VAC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115 VAC的应用，使用额定工作于150 VAC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25 J和2500 A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48 J和2500 A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。

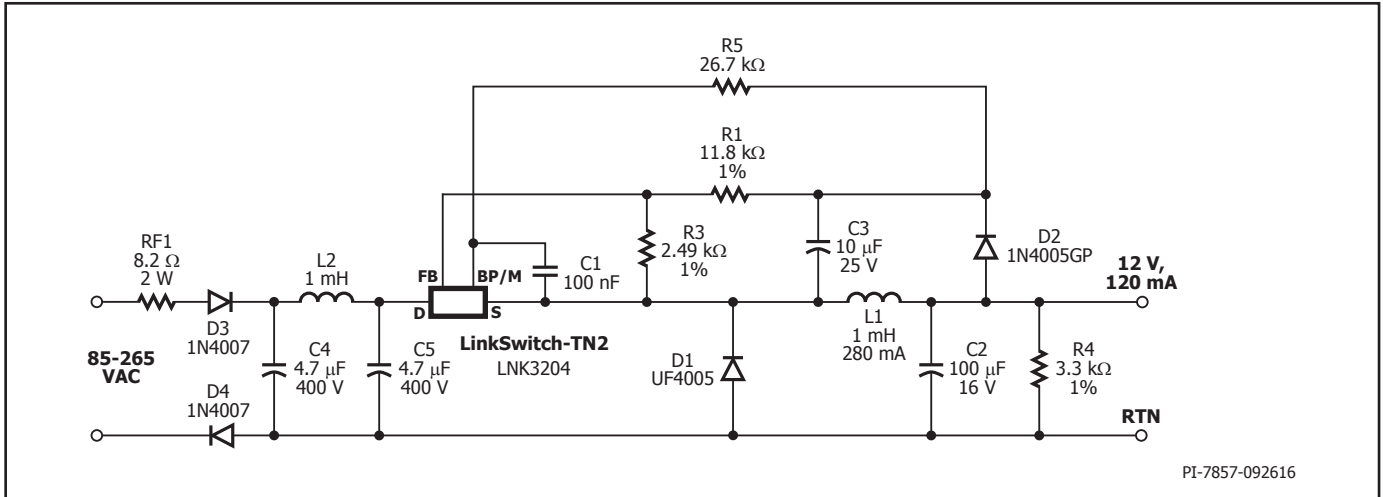
- 验证所用二极管桥堆的雷击瞬态电流额定值。
- 确认MOSFET开关击穿电压额定值大于开关节点的雷击电压。如果小于，可能需要增大高压输入电容的容量，防止浪涌电流将电容电压升高无法接受的水平。
- 确保在测试时不超过高压电容的雷击电压额定值。如果超过雷击电压额定值，您需要增大电容的容量。有些电容可能会短时耐受高于额定雷击电压的水平，但应咨询电容厂商获得指导。
- 选择一个这样的AC输入可熔电阻：它的 I^2t 额定值能适应最高输入电压下的通电浪涌电流，它额定用于连续AC线电流，而且它不会因为浪涌 I^2t 而出现中断。不要使用比实际所需更大的保险丝来耐受瞬态电流，因为在两条输入线之间连接的MOV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。

附录A – 应用范例

1.44 W通用输入降压式变换器

图9所示电路为用于家电控制（例如电饭煲、洗碗机或其他白色家电）的12 V/120 mA非隔离电源的典型设计。此电路也适用于可使用非隔离电源的其他家电，例如夜明灯、LED驱动器、电能表和家用供暖控制器。



PI-7857-092616

图9. 使用LinkSwitch-TN2的通用输入12 V/120 mA恒压电源

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。

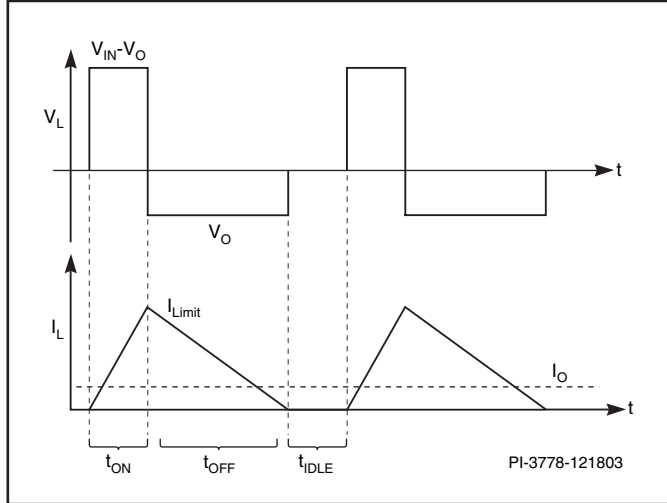


图10. 降压变换器在DCM模式中的电感电压及电感电流

图10所示为一般情况下在非连续导通模式(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-TN2 IC导通和续流二极管关断之间。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-TN2 IC关断和续流二极管导通之间。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-TN2 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：

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

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

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN}) \quad t_{IDLE} > 0 \text{ (for MDCM)} \quad (C3)$$

其中

I_{RIPPLE} = 电感纹波电流

I_{LIMIT_MIN} = 最小限流点

V_{MIN} = 最小直流总线电压

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_{S_MIN} 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：

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

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

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

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

对于CCM设计， $t_{IDLE} = 0$ 。

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

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

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

输出电压大于20 V时，使用 V_{MAX} 计算 L_{MIN} （公式C8）。输出电压小于20 V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工字型电感。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-TN2采用ON/OFF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RMS电流

电感的RMS电流值主要用于确保电感尺寸适当并且不会过热。此外，LinkSwitch-TN2 IC和续流二极管的RMS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-TN2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RMS电流的定义，可以将开关IC、续流二极管和电感的RMS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，RMS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	降压式	降压-升压式
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-TN2 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C1. 降压式和降压-升压式拓扑结构的电路特性

附录C – 反激式应用的保护特性

迟滞输出过压保护

在反激式拓扑结构中，LinkSwitch-TN2 IC提供的输出过压保护采用自动重新启动方式来实现，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（10 Ω到47 Ω）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16 mA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 $I_{BP(SD)}$ ，从而触发自动重新启动，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-TN2 IC可根据电路配置监测流入反馈引脚的电流，直接检测直流总线过压情况。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} 比总线电压小很多，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。当流入电流大于反馈引脚即时关断电流 $I_{FB(SD)}$ 且至少持续2个连续开关周期，将触发输入过压保护，LinkSwitch-TN2 IC将进入自动重新启动模式。

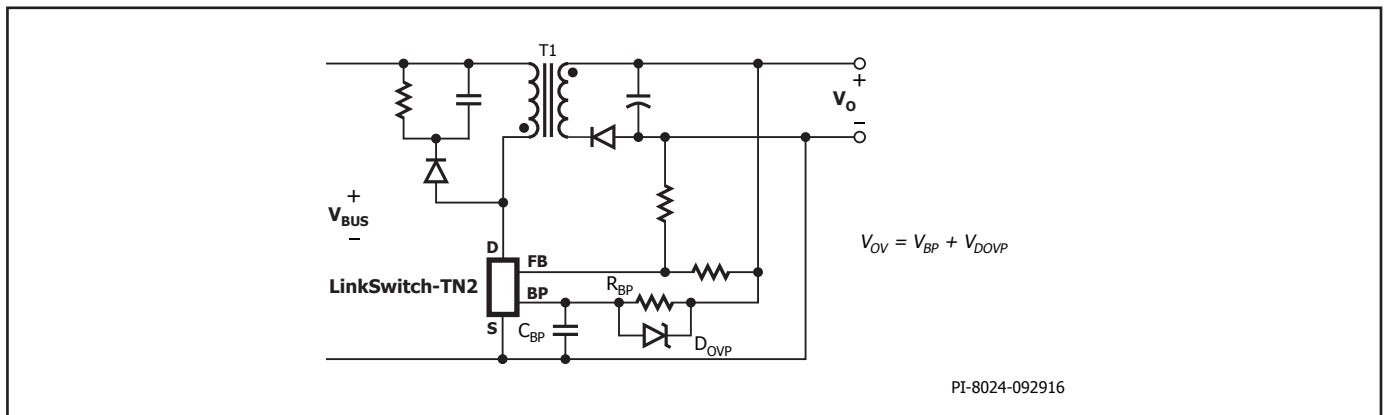


图11. 带输出过压保护的隔离反激式变换器

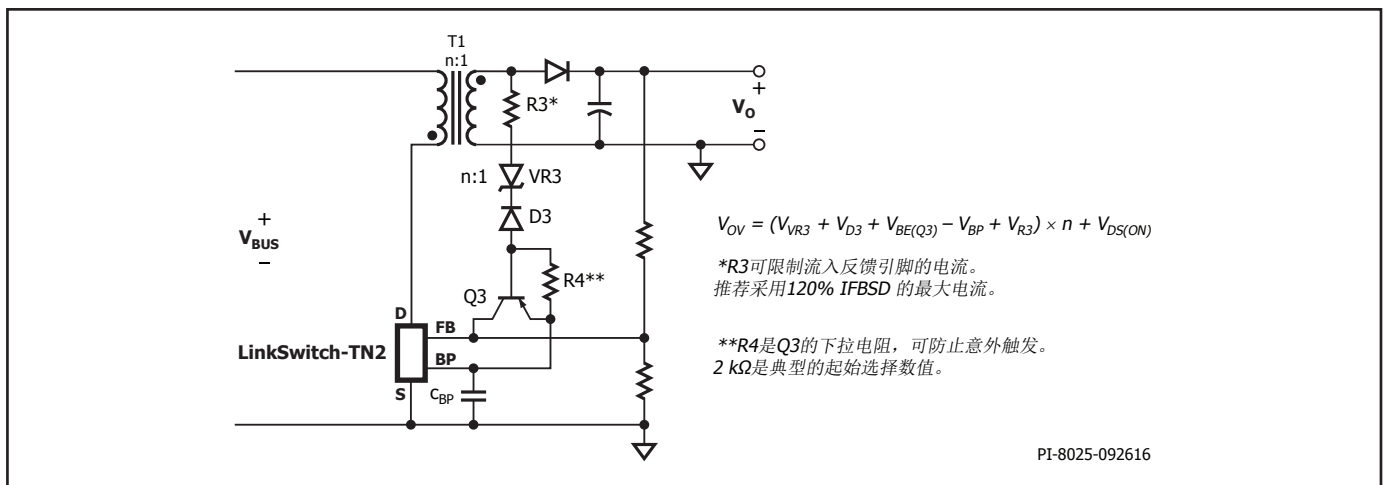


图12. 通过使用反馈引脚进行输入电压检测，从而提供过压保护

总线过压的阈值为：

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

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用作微弱的拉低电阻，有助于防止Q3在正常工作期间发生误导通。R4可采用2 kΩ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：

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

且

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

根据公式D6和D7得出：

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

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：

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

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，应尽量减小变压器漏感。低漏感将会减弱次级绕组的振铃并提供精确的OVP过压检测。通常在高压功率MOSFET导通280 ns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280 ns，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33 V齐纳稳压管(VR3) BZX74-C33的示例，阈值为308 V。当总线电压高于阈值时，电源进入自动重启。故障刚发生时，关断时间为150 ms ($t_{AR(OFF)}$ - 第一个关断期间)。如果故障持续存在，后续关断时间延长为1500 ms (后续 $t_{AR(OFF)}$ 关断期间)。

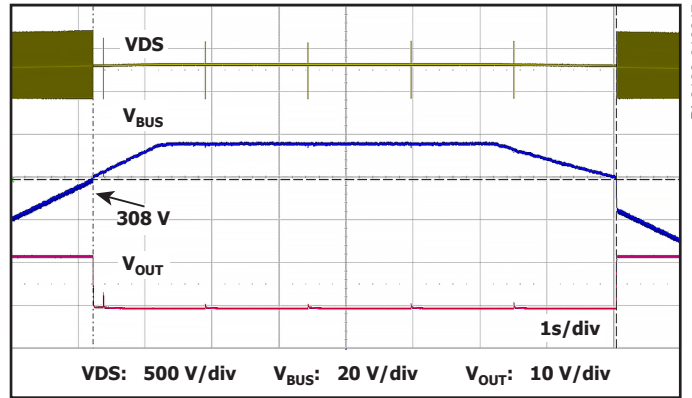


图13. 间接输入电压检测的过压保护结果

注释

修订版本	注释	日期
A	初始版本。	01/17

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 <http://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.

The PI logo, TOPSwitch, TinySwitch, SENZero, SCALE-iDriver, Qspeed, PeakSwitch, LYTSwitch, LinkZero, LinkSwitch, InnoSwitch, HiperTFS, HiperPFS, HiperLCS, DPA-Switch, CAPZero, Clampless, EcoSmart, E-Shield, Filterfuse, FluxLink, StakFET, PI Expert and PI FACTS are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2017, 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:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@power.com

中国 (上海)

徐汇区漕溪北路88号
圣爱广场2410室
上海|中国, 200030
Phone: +86-21-6354-6323
Fax: +86-21-6354-6325
e-mail: 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
Phone: +86-755-8672-8689
Fax: +86-755-8672-8690
e-mail: chinasales@power.com

德国

Lindwurmstrasse 114
80337 Munich,
Germany
Phone: +49-895-527-39110
Fax: +49-895-527-39200
e-mail: eurosales@power.com

德国

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
Fax: +91-80-4113-8023
e-mail: indiasales@power.com

意大利

Via Milanese 20, 3rd. Fl.,
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy
Phone: +39-024-550-8701
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@power.com

日本

Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokohama,
Kohoku-ku
Yokohama-shi, Kanagawa
222-0033 Japan
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
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
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: koreasales@power.com

新加坡

51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@power.com

台湾

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1,
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
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