

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(725V)功率MOSFET开关和一个开/关控制器。开关频率通过增加调制特性来降低EMI。IC有全面的故障保护。自动重新启动功能在过载及输出短路时限制了器件及电路的功率耗散，而过温保护功能在出现温度故障时禁止内部功率MOSFET开关操作。高过温关断阈值非常适合环境温度较高的应用，而大滞回值可防止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12V输出，满载效率通常>75%
- 优异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 - 开/关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<30mW
- 完美兼容SMD元件，可制造性高
- 全面的故障保护（过载、短路及过温故障）
- 设计灵活度高 - LinkSwitch-TN2产品系列允许相同的基本设计用于<50mA至1000mA的输出范围
- 可使用市售标准电感

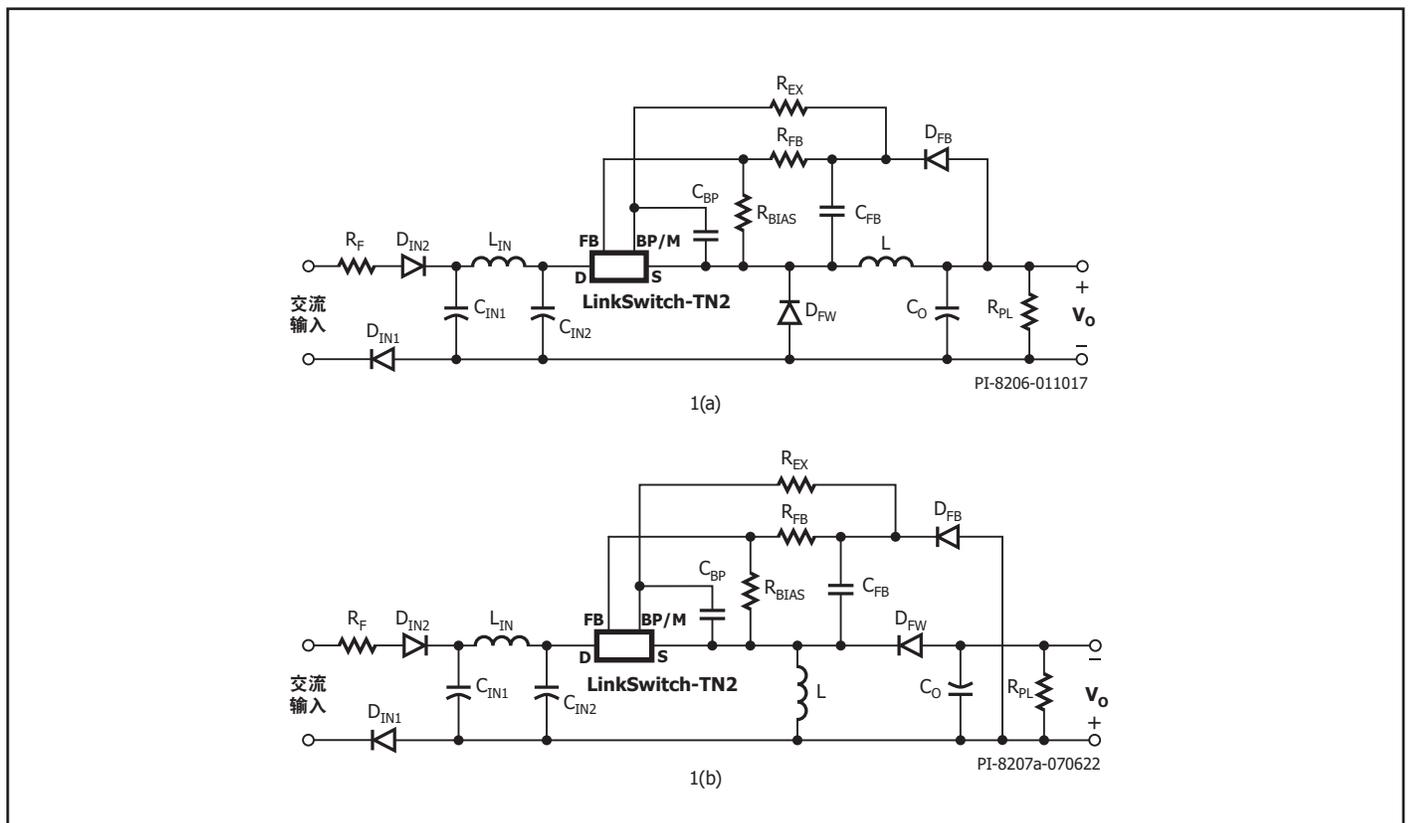


图1. 采用LinkSwitch-TN2的降压式变换器1(a)和降压-升压式变换器1(b)的基本配置

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。本文档将介绍使用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能效、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IC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-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. 将 C_O 选为 $100\mu\text{F}$ （LNK3202-6）、 $220\mu\text{F}$ （LNK3207）、 $330\mu\text{F}$ （LNK3208/9）。确保电压额定值为 $1.25 \times V_O$ 且为低ESR型电容。
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	<p>PI-8199a-070622</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）（注释1） 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	<p>PI-8200a-070622</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：$V_O < V_{IN}$（注释3）。 4. 低成本直接反馈（$\pm 5\%$典型值）（注释1）。 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。 适合驱动LED – 比低压侧降压式恒流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

备注：

1. 对于12V设计，使用3mA假负载时，低成本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。

拓扑结构	基本电路原理图	主要特色
高压侧降压 - 光耦反馈		<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
低压侧降压 - 光耦反馈		<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
低压侧降压-升压 - 光耦反馈		<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: $V_O > V_{IN}$ (注释3) 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. 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

表2. 采用光耦反馈的LinkSwitch-TN2电路配置

备注:

1. 光耦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2k Ω , 1/8W, 5%。
4. 升压拓扑结构也可以, 但未显示。

型号	V_{RRM}	I_F	t_{RR}	封装	生产厂商
	(V)				
MUR160	600	1	50	引脚	Vishay
UF4005	600	1	75	引脚	Vishay
BYV26C	600	1	30	引脚	Vishay/Philips
STTH1R06	600	1	30	引脚	ST Microelectronics
STTH1R06A STTH1R06U	600	1	30	SMD	ST Microelectronics
ES1J	600	1	35	SMD	ON Semiconductor
US1J	600	1	75	SMD	Vishay
CD1408-FU1800	800	1	35	SMD	Bourns
STTH3R06U STTH3R06S	600	3	35	SMD	ST Microelectronics

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 × FB	V _Z
		μH I _{RMS(MA)}	Kemet	Coilcraft					
5	≤63 80	2200 124 2200 84	SBC3-222-191 SBC3-222-191	RFB0807-222L RFB0807-222L	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	3.48k	3.9V
	120 170	1000 220 1000 175	SBC4-102-291 SBC4-102-291	RFB0810-102L RFB0810-102L	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 270	680 320 680 274	SBC4-681-431 SBC4-681-431	RFB0810-681L RFB0810-681L	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 465 680 364	-	RFB1010-681L RFB1010-681L	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	360 575	470 791 470 581	SBC7-471-851 SBC7-471-851	RFC1010B-474KE RFC1010B-474KE	LNK3207	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	485 775	330 1025 330 783	SBC8-331-142 SBC8-331-142	RFS1317-334KL RFS1317-334KL	LNK3208	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	600 1000	330 1416 330 1007	SBC8-331-142 SBC8-331-142	RFS1317-334KL RFS1317-334KL	LNK3209	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
12	≤63 80	2200 87 2400 84	SBC3-222-191 -	RFB0807-222L -	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	11.8k	11V
	120 170	1000 155 1600 175	SBC4-102-291 -	RFB0810-102L -	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 270	680 226 1500 274	SBC4-681-431 -	RFB0810-681L -	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 327 1200 364	SBC6-681-631 -	RFB1010-681L RFC1010B-125KE	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	360 575	470 558 1000 581	SBC6-471-701 -	RFC1010B-474KE -	LNK3207	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	485 775	330 720 560 783	SBC8-331-142 -	RFS1317-334KL RFS1317-564KL	LNK3208	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	600 960	330 1001 470 970	SBC8-331-142 -	RFS1317-334KL -	LNK3209	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
15	≤63 80	2200 80 3300 84	SBC3-222-191 SBC4-332-161	RFB0810-122L RFC1010B-225KE	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	15.4k	13V
	120 170	1200 149 2200 175	SBC3-122-281 -	RFB0810-122L RFC1010B-225KE	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 270	1000 250 1800 274	SBC6-102-561 -	RFC1010B-105KE RFC1010B-185KE	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 305 1500 364	SBC6-681-631 SBC6-152-451	RFC1010B-684KE RFC1010B-155KE	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	360 575	470 509 1000 581	SBC7-471-851 -	RFC1010B-474KE RFC1010B-105KE	LNK3207	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	485 775	330 671 680 783	SBC8-331-142 -	RFS1317-334KL -	LNK3208	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	600 960	330 913 560 970	SBC8-331-142 -	RFS1317-334KL -	LNK3209	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		

其他标准元件

R_{BIAS}: 2.49kΩ, 1%, 1/8W

C_{BP}: 0.1μF, 50V陶瓷

C_{FB}: 10μF, 1.25 × V_O

D_{FB}: 1N4005GP

R_Z: 470Ω至2kΩ, 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}	I _{OUT(MAX)}	电感			LNK320X	模式	二极管t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(MA)}	Kemet	Coilcraft					
5	≤63 80	1800 70 1800 80	—	RFB0807-182L RFB0807-182L	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	3.44k	3.9V
	120 170	820 130 1000 180	—	RFB0807-821L RFB0807-102L	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 270	680 200 820 270	—	RFB0810-681L RFB0810-821L	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 250 680 370	SBC4-681-431 SBC4-681-431	RFB0810-681L RFB0810-681L	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	360 575	470 410 470 590	SBC6-471-701 SBC6-471-701	RFB1010-471L RFB1010-471L	LNK3207	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	485 775	470 540 470 790	SBC8-471-112 SBC8-471-112	RFS1317-474KL RFS1317-474KL	LNK3208	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	600 1000	470 670 470 1020	—	MSS1583-474 MSS1583-474	LNK3209	MDCM CCM			
12	≤63 80	2700 80 3300 90	— SBC4-332-161	RFB0807-272L RFB0807-332L	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	11.45k	11V
	120 170	1200 150 2200 190	— SBC6-222-351	RFB1010-122L RFB0807-222L	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 270	820 220 1800 300	—	RFB0810-821L RFB1010-182L	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 280 1800 400	SBC6-681-631 —	RFB0810-681L —	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	360 575	470 450 1000 640	SBC6-471-701 —	RFB1010-471L —	LNK3207	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	485 775	470 600 820 860	SBC8-471-112 —	RFS1317-474KL —	LNK3208	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	600 960	470 730 680 1100	—	MSS1583-474 —	LNK3209	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
15	≤63 80	3300 80 3900 90	SBC4-332-161 —	RFB0810-332L RFB0810-392L	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	14.89k	13V
	120 170	1500 150 2700 200	SBC4-152-221 —	RFB0810-152L RFB1010-272L	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 270	1000 220 2200 310	SBC6-102-561 SBC6-222-351	RFB0810-102L RFB1010-222L	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 340	820 280 1800 380	—	RFB1010-821L —	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	360 575	560 460 1200 660	—	RFS1317-564KL —	LNK3207	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		

其他标准元件

R_{BIAS}: 2.49kΩ, 1%, 1/8W

C_{BP}: 0.1μF, 50V陶瓷

C_{FB}: 10μF, 1.25 × V_O

D_{FB}: 1N4005GP

R_Z: 470Ω至2kΩ, 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。

<p>元件标号 电路原理图和图解</p>	
<p>正常工作</p>	
<p>自动重启</p>	

表6. LinkSwitch-TN2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-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-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。

“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电感连续电流，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

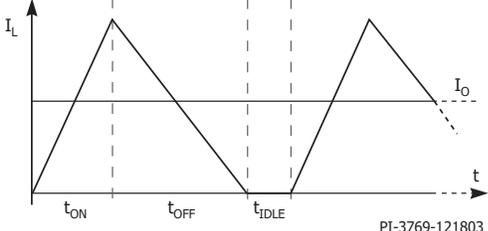
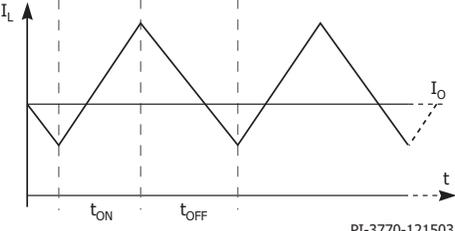
工作模式	MDCM	CCM
工作描述	 <p>在t_{OFF}期间电感电流降至零，当$t_{IDLE} = 0$时处于MDCM与CCM之间的界线处。</p>	 <p>在整个开关周期之内，电流在电感器中持续流动。</p>
电感	成本较低 电感量更低，尺寸更小。	成本较高 电感量更高，尺寸更大。
续流二极管	成本较低 75ns超快速反向恢复二极管（环境温度 $>70^{\circ}\text{C}$ 时 $\leq 35\text{ns}$ ）。	成本较高 要求使用35 ns超快速恢复二极管。
LinkSwitch-TN2	IC成本可能较高 可能需要使用更大型号的器件来提供所需的输出电流 – 取决于所需的输出电流。	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

LNK3207/8/9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。

LNK3207/8/9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，LNK3207/8/9将在大部分时钟周期内导通（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。

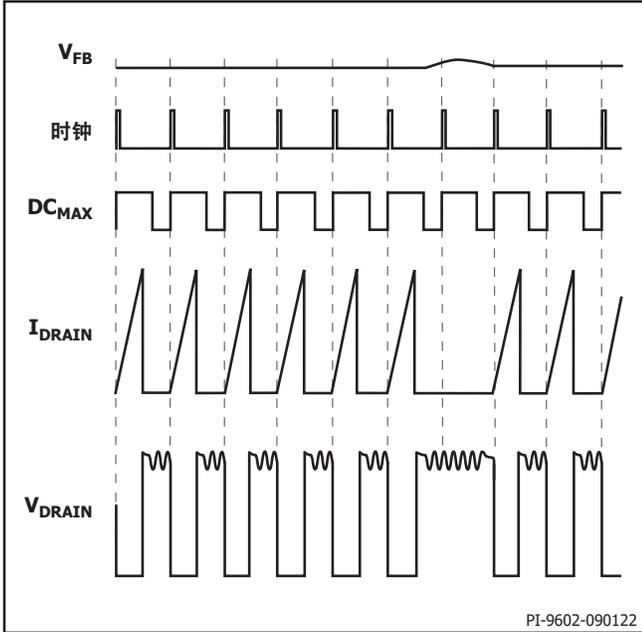


图2. 在接近满载时的工作情况（降压）

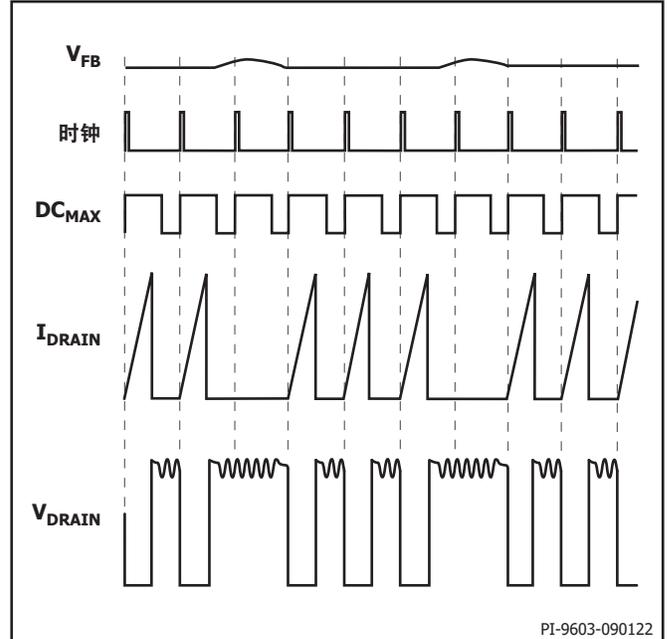


图3. 在较重负载时的工作情况（降压）

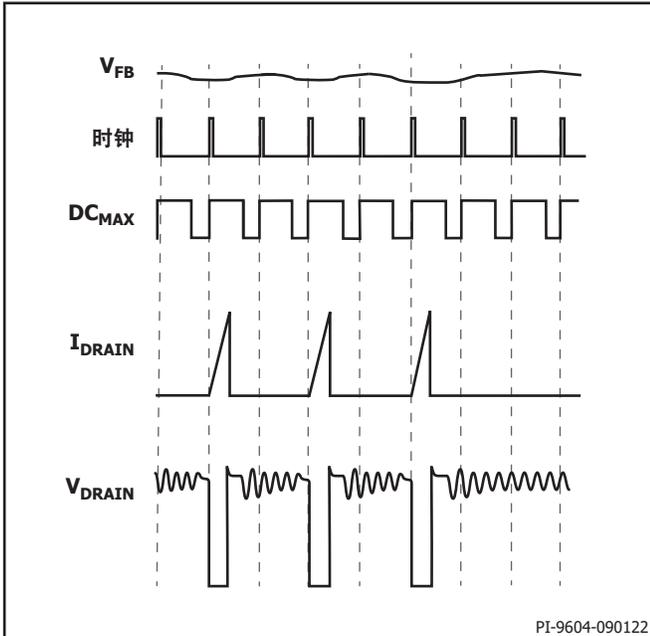


图4. 在中等负载时的工作情况（降压）

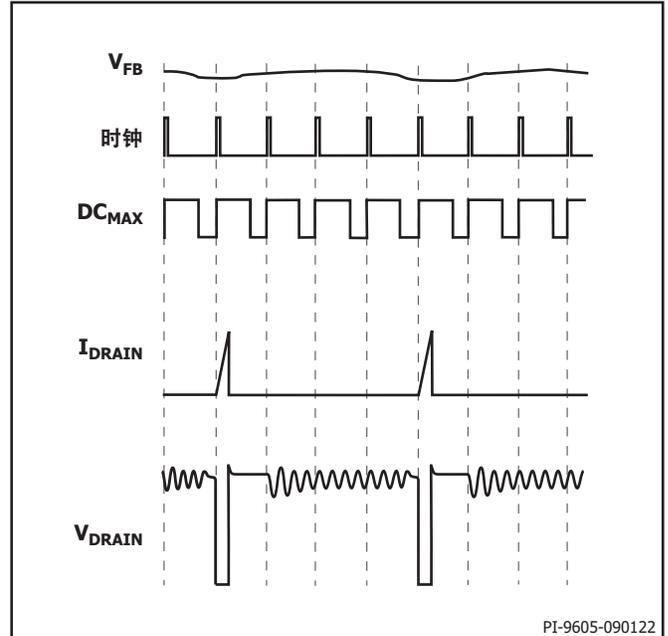


图5. 在极轻负载时的工作情况（降压）

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}

ENTER APPLICATION VARIABLES			
LINE VOLTAGE RANGE		Universal	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
fL		50.00 Hz	交流电网频率
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 uF	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, mΩ (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6. 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	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% (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。这是电源允许的最大连续负载。

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。

总输入电容量, C_{IN} (μ F)

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整流交流输入电压。必须使用足够的输入电容保证最小直流输入电压 $V_{MIN} > 70V$ 。

交流输入电压 (VAC)	每瓦特输出功率应使用的总输入电容量(μ 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. 不同输入电压范围的建议总输入电容量

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。为提高输出功率大于1W时的效率，可用保险丝代替可熔电阻。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内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，可忽略其电压降。

得出最小输入电压 V_{MIN} 。

半桥整流：

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

全桥整流：

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

如果 $V_{MIN} \leq 70V$ ，则增大 $C_{IN(TOTAL)}$ 值。 t_c 是桥式二极管的导通时间。

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 μF 的电容会工作在标准电流限流值上。使用1 μF 的电容可降低限流值，以便采用最低成本的降压电感进行设计。

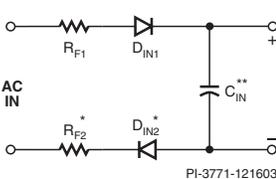
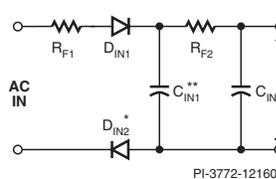
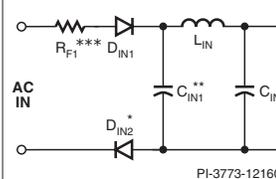
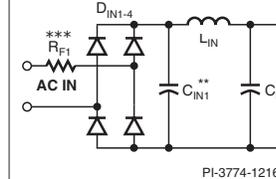
POUT	$\leq 0.25W$	0.25 - 1W	$> 1W$	
85 - 265VAC 输入级	 <p>PI-3771-121603</p>	 <p>PI-3772-121603</p>	 <p>PI-3773-121603</p>	 <p>PI-3774-121603</p>
	R_{F1}, R_{F2} : 100-470 Ω , 0.5W, 可熔 C_{IN} : $\geq 2.2\mu F$, 400V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1W, 可熔 R_{F2} : 100 Ω , 0.5W, 阻燃 C_{IN1}, C_{IN2} : $\geq 3.3\mu F$, 每个400V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1W, 可熔 L_{IN} : 470 μH - 2.2mH, 0.05A - 0.3A C_{IN1}, C_{IN2} : $\geq 4\mu F/W_{OUT}$, 每个400V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1W, 可熔 L_{IN} : 470 μH - 2.2mH, 0.05A - 0.3A C_{IN1}, C_{IN2} : $\geq 2\mu F/W_{OUT}$, 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。 ***可用保险丝代替，以提高效率。			

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应更接近 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。330 μ H的下限值可控制最大 di/dt ，防止产生非常高的峰值电流值。

$$330 \mu H < L < 1.5 \times L_{TYP}$$

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8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680 μ H、360mA电感（请参见图8），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

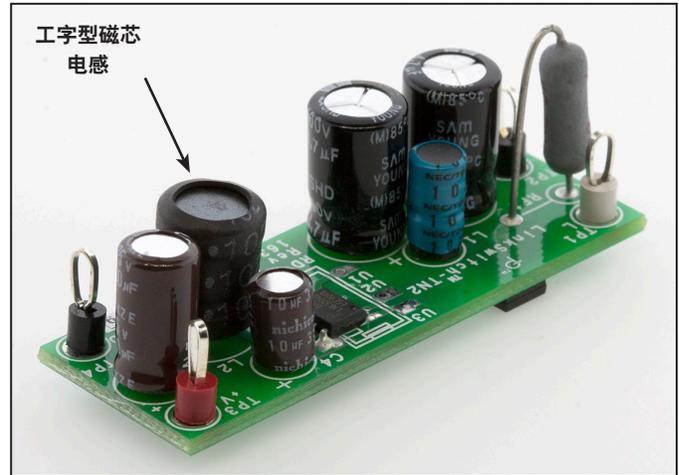


图7. 工字型磁芯电感示例

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系列 型号	电感及公差 电感量 L(mH) at 10 kHz	Rdc (Ω) 最大值	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
			额定电流 (A) $\Delta T = 20^\circ C$	额定电流 (A) $\Delta T = 40^\circ C$	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8. 标准电感数据手册示例

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66kHz开关频率下大致指定。不建议LNK3202-6的电容值超过100 μF 、LNK3207的电容值超过220 μF 和LNK3208/9的电容值超过330 μF ，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），或使用型号更大的LinkSwitch-TN2器件。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49 μA 。

让 R_{BIAS} 值 = 2.49k Ω ；这样可以为反馈网络提供~0.8mA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，使用低成本的玻璃钝化二极管（1N4005GP或DFLR1600-7）或超快速二极管（BYV26C或STTH1R06），且其电压额定值 $\geq 1.25 \times V_{MAX}$ 。超快速二极管可加快启动时反馈电容的充电速度，从而改善启动响应。

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27），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，注入旁路引脚的电流应稍微大于120 μA (LNK3202-7)和150 μA (LNK3208/9)。满载时，为获得最佳满载效率和更低的温升表现，注入旁路引脚的电流应稍微大于下面规定的电流值：

型号	旁路电流
LNK3202	195 μA
LNK3204	222 μA
LNK3205	269 μA
LNK3206	290 μA
LNK3207	340 μA
LNK3208	470 μA
LNK3209	530 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16mA ($I_{BP(MAX)}$)。

第11步 – 选择假负载电阻

在最小负载<3mA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。

在使用光耦合器的设计中，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。

设计技巧

启动进入非阻性负载

如果系统总电容 > 100 μ F 或输出电压 > 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9所示。该软启动电容的阻值通常介于 0.47 μ F 至 47 μ 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输出纹波来仔细验证该推荐做法。

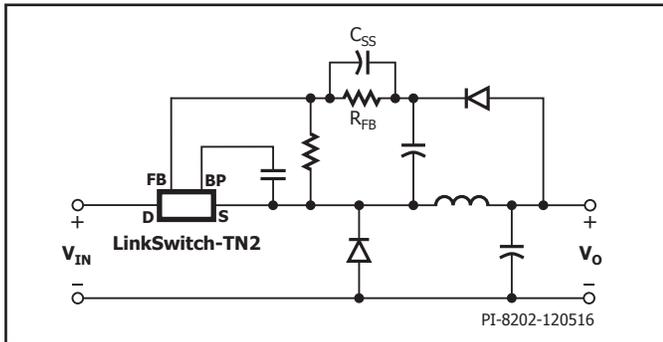


图9. 显示软启动电容所处位置的电路图示例

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10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-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 12V。

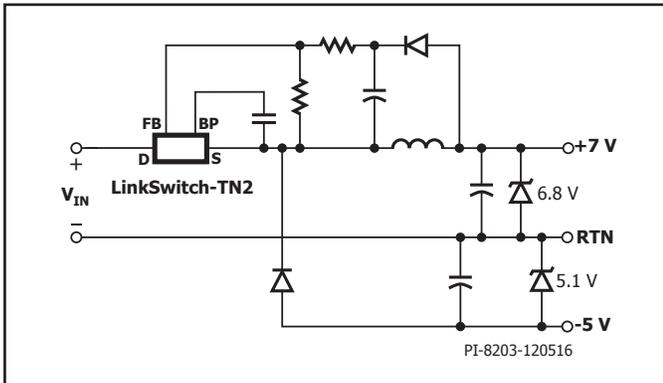


图10. 电路示例 - 生成双路输出电压

恒流电路配置 (LED驱动器)

图11所示的电路适合驱动恒流负载，比如LED。采用LinkSwitch-TN2具有严格公差和温度稳定性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} 的取值应能在要求的输出电流下产生2V的电压降。电容 C_{SENSE} 对 R_{SENSE} 的电压进行滤波，该电压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MDCM设计中。所选取的 C_{SENSE} 值应能使 R_{SENSE} 和 C_{SENSE} 的时间常数(t)大于开关周期(15 μ s)的20倍。 C_{SENSE} 的峰值电压等于 $R_{SENSE} \times I_{LIMIT(MAX)}$ 。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100nF至10 μ F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11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. $V_O = LED V_F \times$ 每个灯串的LED数。
2. $I_O = LED I_F \times$ 灯串数。
3. 因 R_{SENSE} 损耗效率估计值减小（在设计表格中输入 R_{SENSE} 作为电感电阻）。
4. 设置 $R_{BIAS} = 2k\Omega$ 和 $R_{FB} = 300\Omega$ 。
5. $R_{SENSE} = 2/I_O$ 。
6. $C_{SENSE} = 20 \times (15\mu s/R_{SENSE})$ 。
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} 。

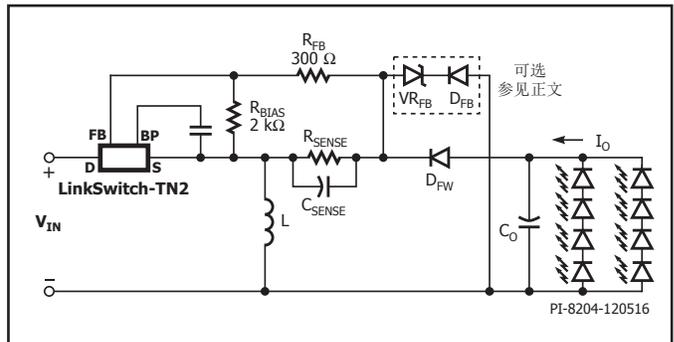


图11. 高压侧降压-升压恒流输出配置

热环境

为确保良好的温升性能，源极引脚温度应维持在100 $^{\circ}$ C以下，通过提供足够的散热实现。对于环境温度较高(>50 $^{\circ}$ 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，需要进行热额定。此外，推荐在较高工作温度(>70 $^{\circ}$ C)下使用超快速(≤ 35 ns)低反向恢复二极管。如果器件温度超过85 $^{\circ}$ C且环境温度为25 $^{\circ}$ 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。

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。

在升压拓扑结构中，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12是图27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27）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工字型磁芯或磁棒型磁芯。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。在工字型磁芯电感中，绕组通常采用多层绕制。在给

定的设计中，EMI性能和调整率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性。

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。

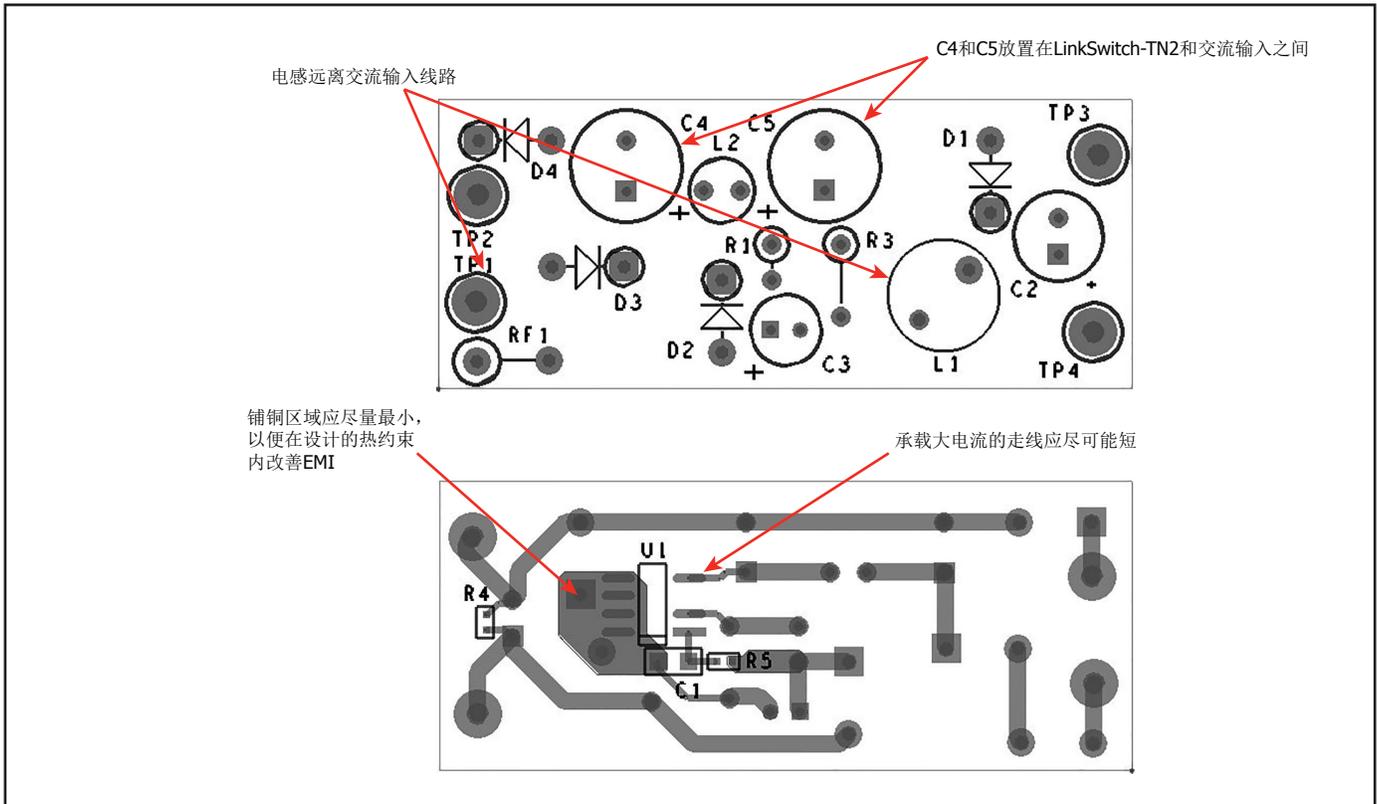


图12. 推荐的D封装LinkSwitch-TN2设计PCB布局

PI-8209-120616

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 > 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6.9J。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I²t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。

具有 R_{BIAS} 的5V输出

设计人员可能会认为，添加 R_{BIAS} 对5V输出LinkSwitch-TN2降压电路没有帮助，因为旁路引脚(BP)和输出相同，也是5V。但实际情况是，随着负载从满载降至最小负载，输出电压呈上升趋势（满载为4.88V，最小负载为5.13V）。由于轻载时 V_o 值高于5V，因此 R_{BIAS} 仍有助于提高轻载时的效率（图13）。空载时， R_{BIAS} 将有助于大幅降低输入功率（图14）。

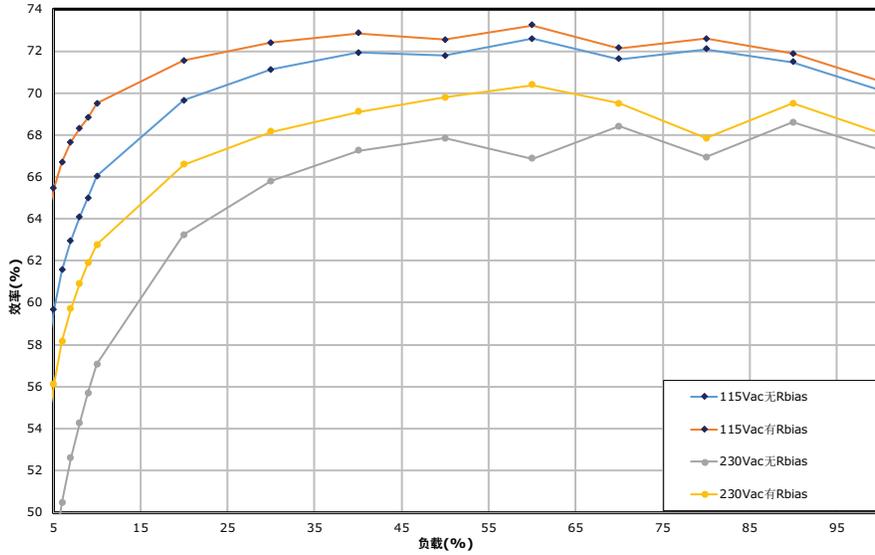


图13. 使用和不使用 R_{BIAS} 时115VAC/230VAC下的负载效率

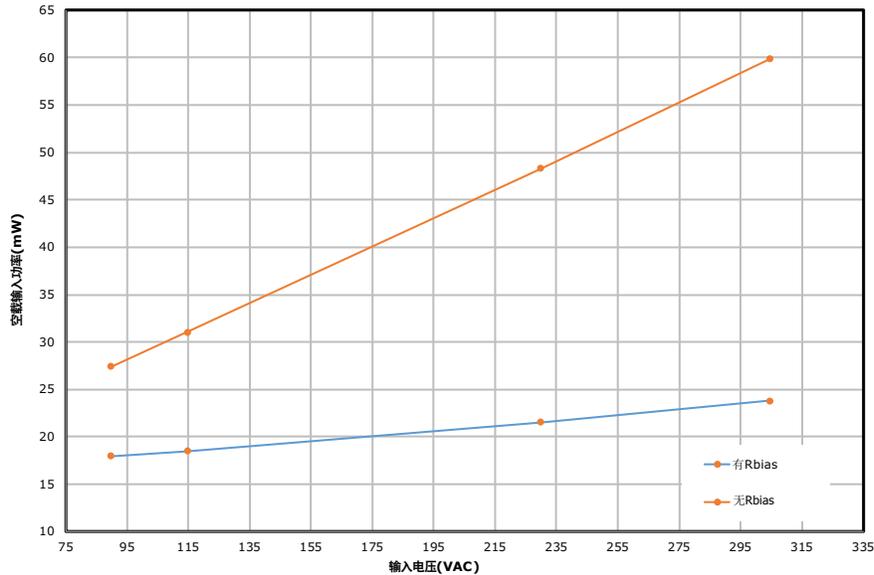


图14. 使用和不使用 R_{BIAS} 时的空载输入功率

LNK3207/8/9的EMI性能及散热措施

LNK3207/8/9具有更高的输出功率能力。LinkSwitch-TN2的源极走线充当器件的散热片。功率能力越高，源极走线越大，以降低器件的温升。较大的源极走线会增大EMI。

- 源极走线面积较大 = EMI不良、器件温升较小
- 源极走线面积较小 = EMI良好、器件温升较大

解决这个问题的方法是使用双面PCB。将底面源极走线面积减少一半并转移到顶面，将使等效辐射面积减少一半（图15）。这将改善EMI特性。PCB过孔将用于互连顶面和底面的源极走线。为了实现顶面和底面之间的有效热传递，PCB过孔应填充焊料。由于增加了过孔，与同面积单面板相比，IC的温度会略高，但仍在可控范围内（图16-19、表12）。

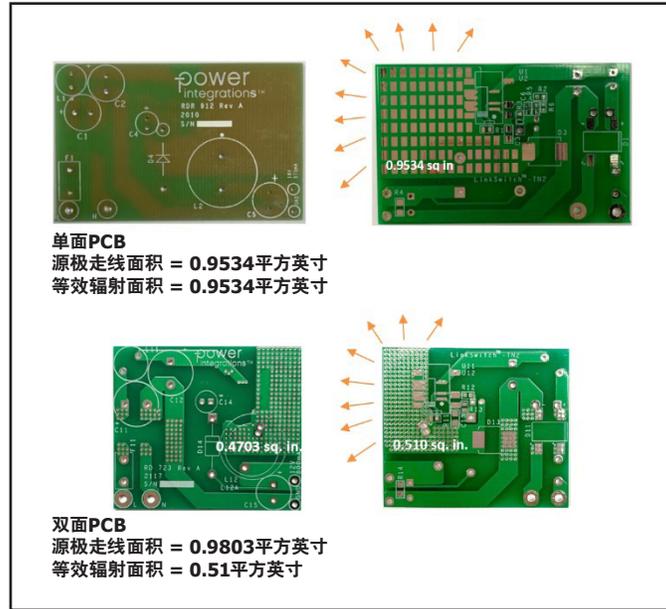


图15. 具有相同源极走线面积的单面PCB和双面PCB

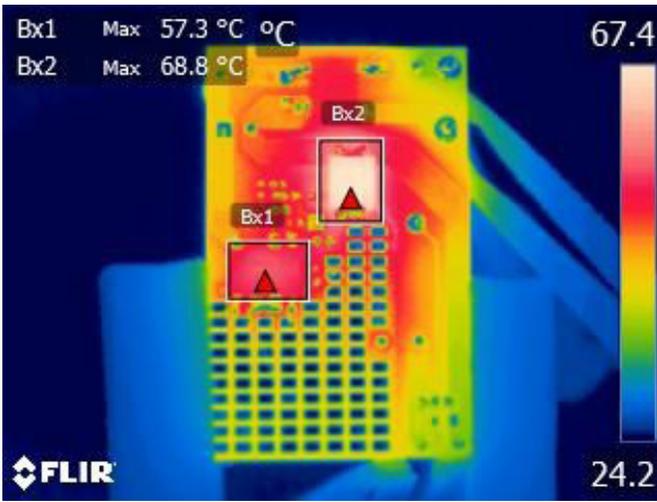


图16. 85VAC, $I_o = 800\text{mA}$ (满载) LNK3209G: 57.3°C

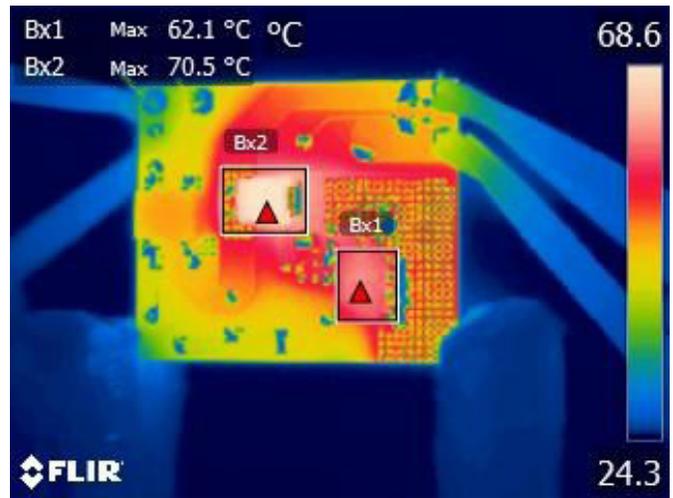
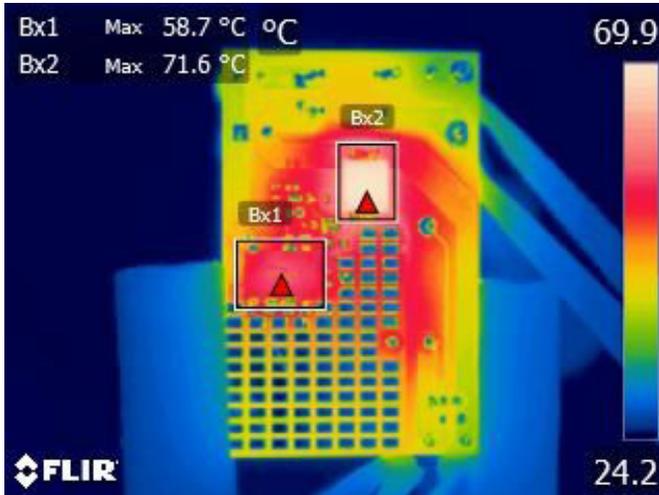
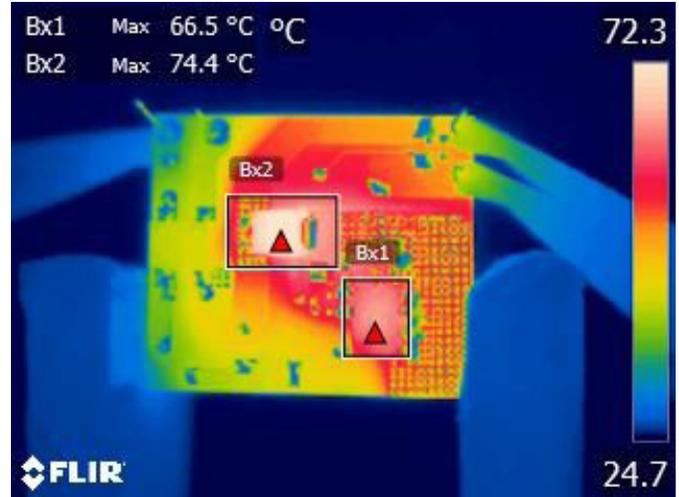


图17. 85VAC, $I_o = 800\text{mA}$ (满载) LNK3209G: 62.1°C

图18. 265VAC, $I_o = 800\text{mA}$ (满载) LNK3209G: 58.7°C图19. 265VAC, $I_o = 800\text{mA}$ (满载) LNK3209G: 66.5°C

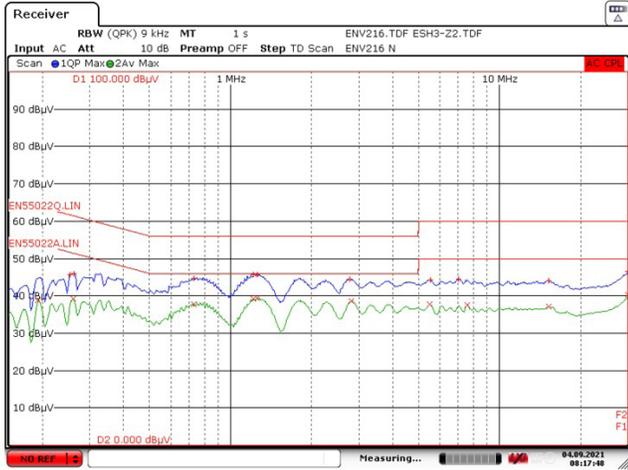
输入电压	PCB	源极走线面积	实测温度		归一化到25°C	
			环境温度	LNK3209G	环境温度	LNK3209G
85VAC	单面板	底面 = 0.9534in ²	24.2°C	57.3°C	25°C	58.1°C
	双面板	顶面 = 0.47in ² ; 底面 = 0.51in ²	24.3°C	62.1°C	25°C	62.8°C
265VAC	单面板	底面 = 0.9534in ²	24.2°C	58.7°C	25°C	59.5°C
	双面板	顶面 = 0.47in ² ; 底面 = 0.51in ²	24.7°C	66.5°C	25°C	66.8°C

表12. 单面和双面PCB之间基于不同源极线面积的温升比较

如表13所示，在源极走线面积较大的PCB上可以看到最差的传导EMI特性。使用具有最小顶面和底面源极走线面积的双面PCB时，传导EMI要低得多。随着源极走线面积的增大，等效辐射面积也随之增大，导致传导EMI特性恶化。

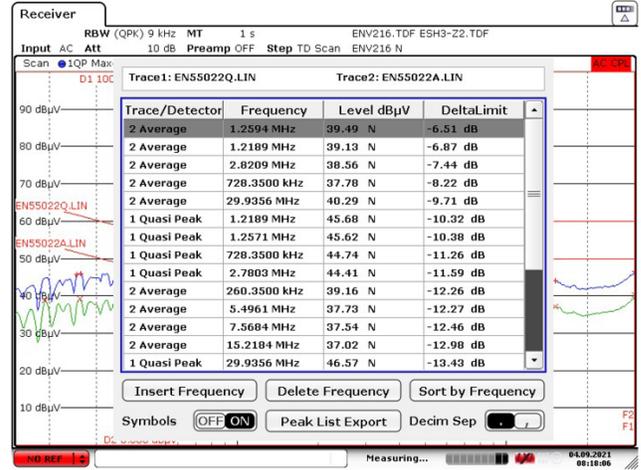
PCB	源极走线面积		传导EMI裕量 (悬空)			
	顶面	底面	115VAC L	115VAC N	230VAC L	230VAC N
双面版本1 1.68" x 1.46"	0.4703	0.5102	13.13dB	12.26dB	7.59dB	6.51dB
双面版本2 1.83" x 1.46"	0.7051	0.768	11.91dB	11.75dB	6.54dB	6.42dB
双面版本3 2.09" x 1.46"	0.9748	1.0374	10.76dB	10.57dB	4.42dB	4.14dB
双面版本4 2.33" x 1.46"	1.2273	1.2901	10.03dB	9.32dB	2.73dB	1.80dB

表13. 不同双面PCB之间基于不同源极线面积的EMI性能比较

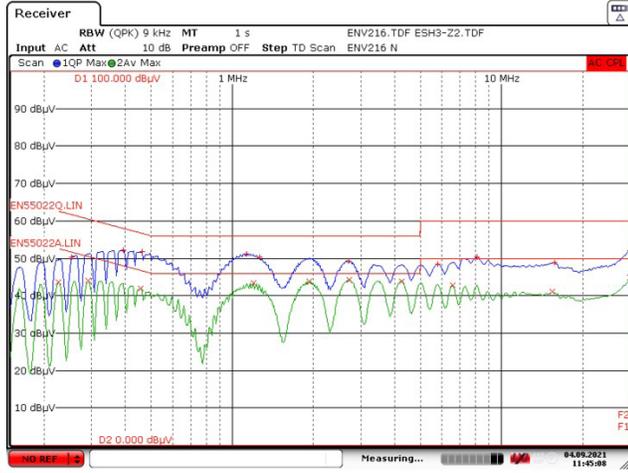


Date: 4.SEP.2021 08:17:48

图20. PCB版本1: 230VAC, $I_o = 800\text{mA}$ (满载), 零线悬浮

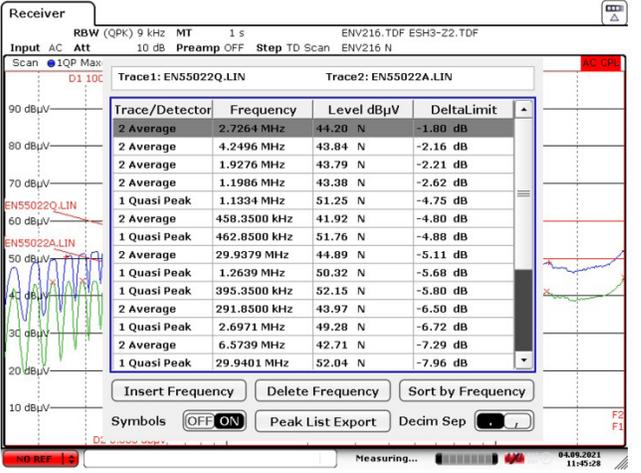


Date: 4.SEP.2021 08:18:06



Date: 4.SEP.2021 11:45:09

图21. PCB版本4: 230VAC, $I_o = 800\text{mA}$ (满载), 零线悬浮



Date: 4.SEP.2021 11:45:28

LNK3207/8/9特别说明

LNK3207/8/9是LinkSwitch-TN2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22所示为在高压侧降压或降压-升压应用中使用LNK3207/8/9时的推荐电路。添加电阻R5并与反馈电容C4串联。

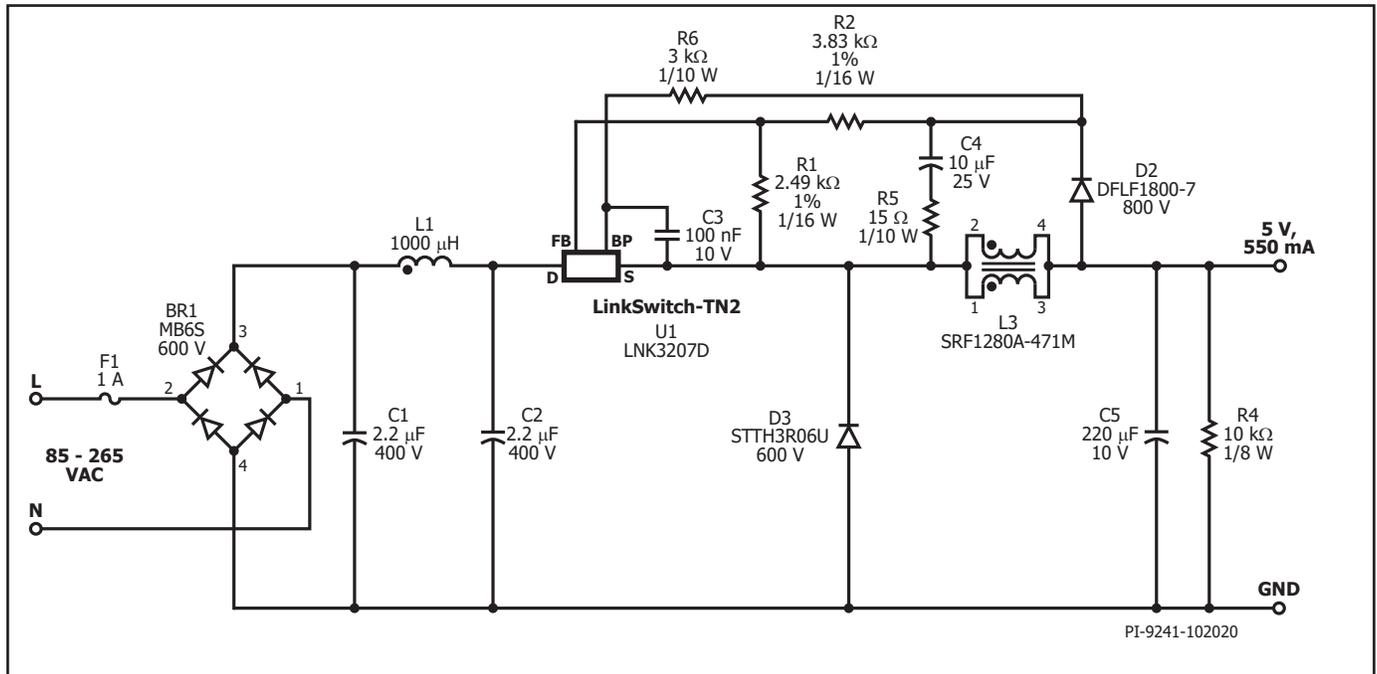


图22. 85VAC - 265VAC 6V/1A设计的电路原理图

R5短接时，负载电流为250mA时波形正常（图23）。当负载为400mA时（图24），由于漏极电流的间歇式群脉冲，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。

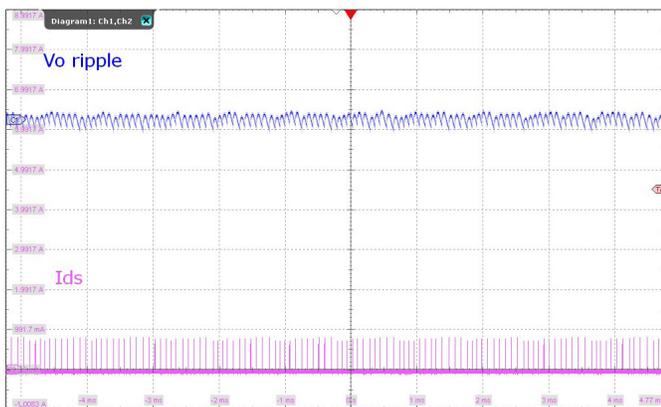


图23. 265VAC 50Hz 5V/250mA, R5短接

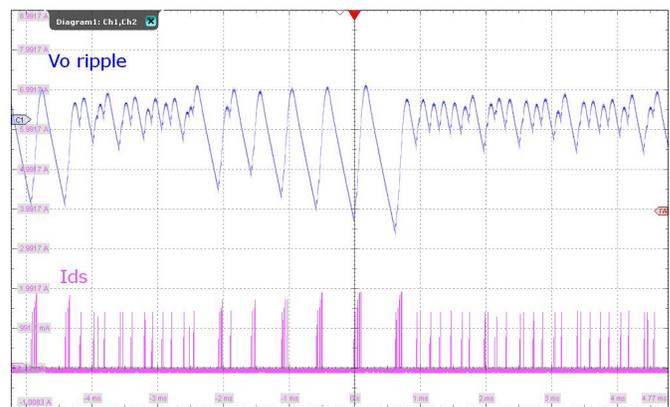


图24. 265VAC 50Hz 5V/400mA, R5短接

连接R5后，图25和26显示振荡消失。

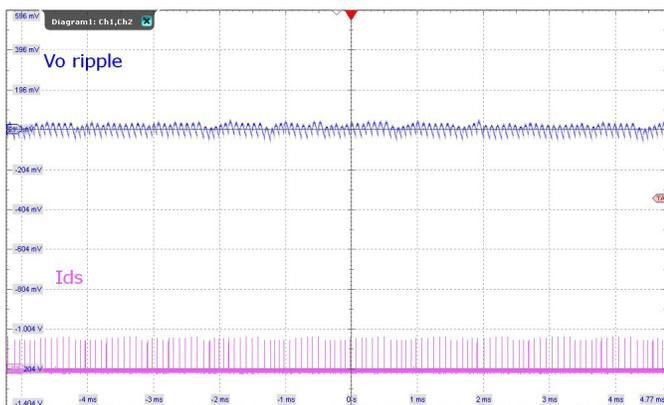


图25. 265VAC 50Hz 5V/250mA, R5 = 15Ω

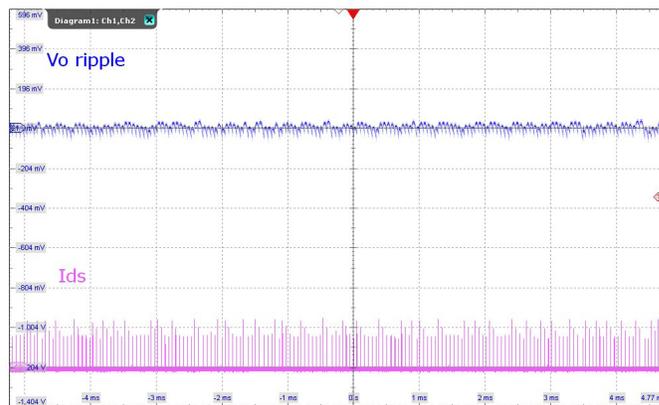


图26. 265VAC 50Hz 5V/400mA, R5 = 15Ω

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，以平衡调整率和输出纹波。

附录A – 应用范例

1.44W通用输入降压式变换器

图27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12V/120mA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。

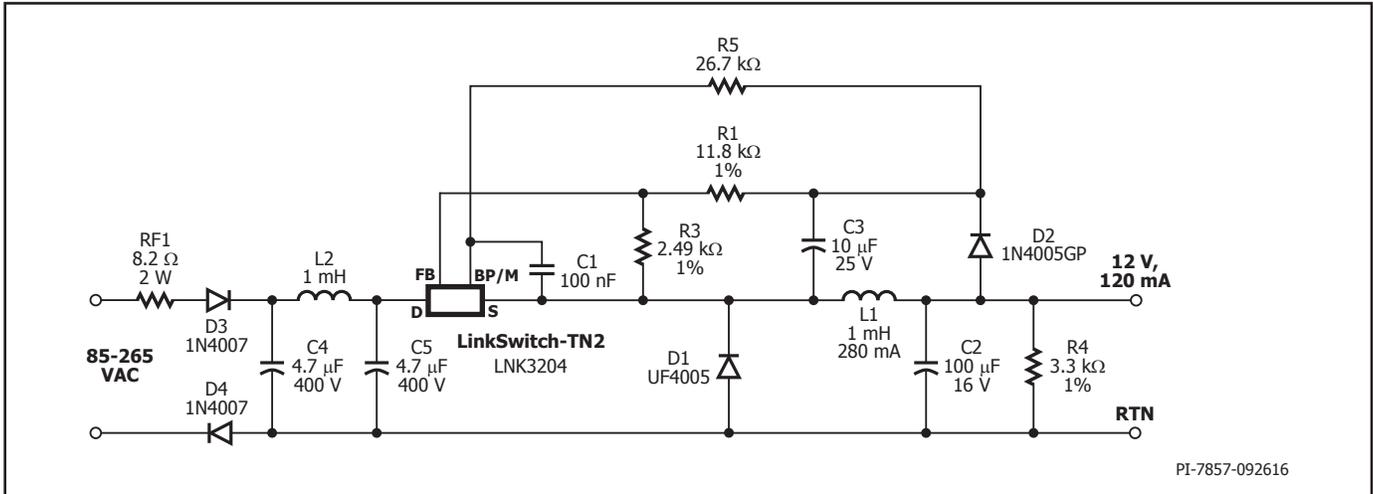


图27. 使用LinkSwitch-TN2的通用输入12V/120mA恒压电源

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。

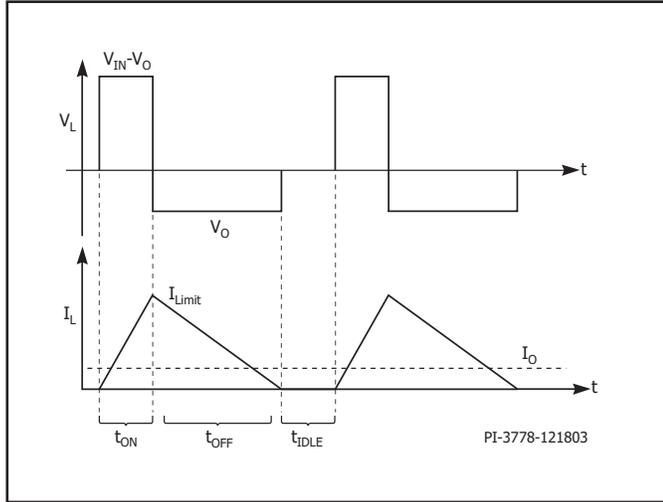


图28. 降压变换器在DCM模式中的电感电压及电感电流

图28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28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-TN2 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-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：

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

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

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

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：

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

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

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

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

对于CCM设计， $t_{IDLE} = 0$ 。

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

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

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

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：

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

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

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：

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

同样对于降压-升压变换器，公式C16可简化为：

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

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-TN2 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-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-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-TN2 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29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-TN2 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30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

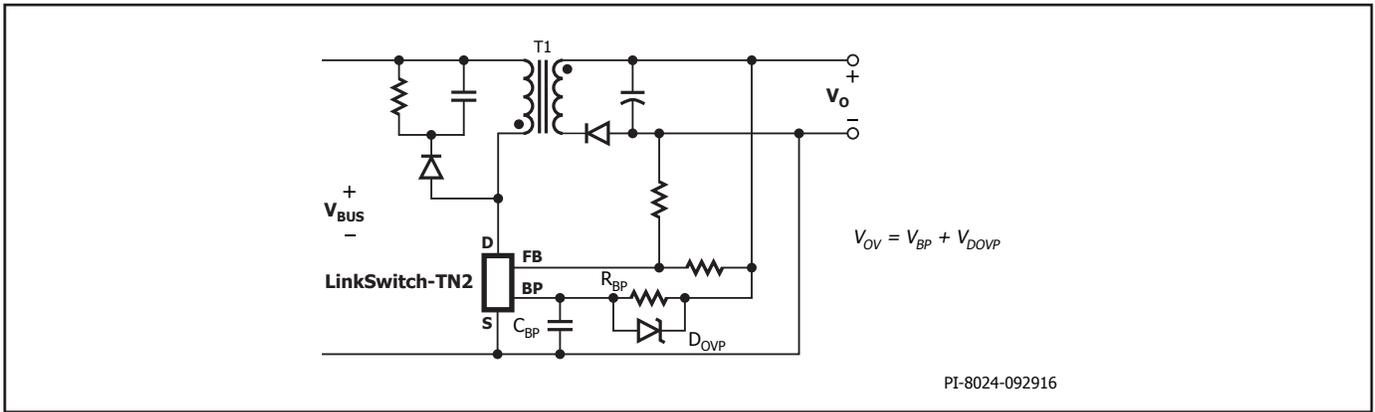


图29. 具有输出过压保护的隔离反激式变换器

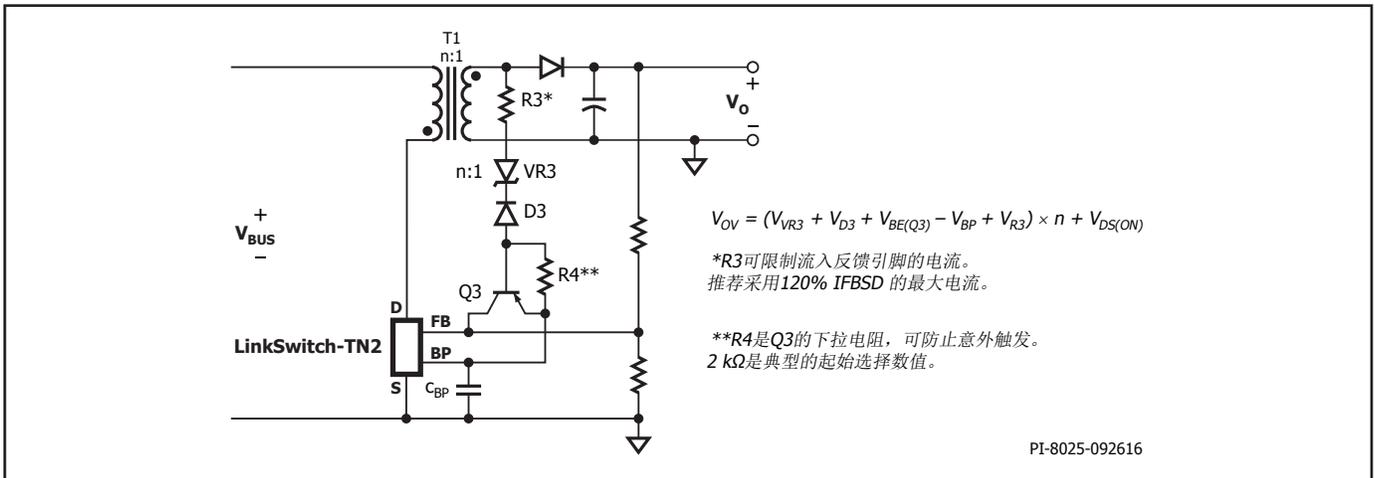


图30. 通过使用反馈引脚进行输入电压检测，从而提供过压保护

少持续2个连续开关周期，将触发输入过压保护，LinkSwitch-TN2 IC将进入自动重新启动模式。

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，电源进入自动重新启动。故障刚发生时，关断时间为150ms ($t_{AR(OFF)}$) - 第一个关断期间)。如果故障持续存在，后续关断时间延长为1500ms (后续 $t_{AR(OFF)}$ 关断期间)。

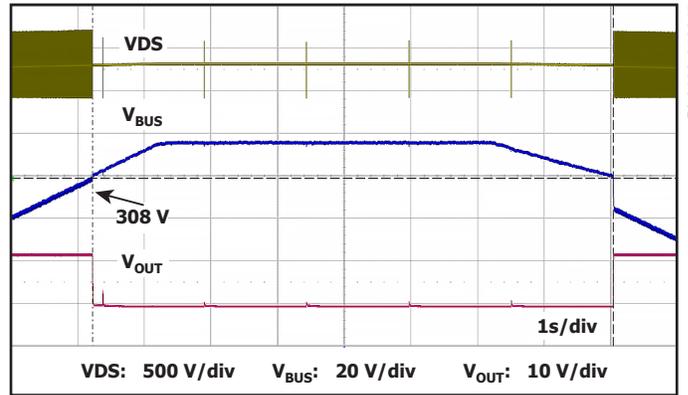


图31. 间接输入电压检测的过压保护结果

PI-8196-012317

附录D. 低输入电压应用

在某些应用中，电源需要在非常低的电压下工作。降压型变换器的低输入电压功率能力如表D.1所示。

LinkSwitch-TN2	$V_{IN_MIN} (V_{DC})$	$V_o (V)$	$I_o (mA)$	$L_o (\mu H)$	$P_o (W)$
LNK3202	25	5	80	2200	0.40
	25	12	80	2200	0.96
	30	15	80	3300	1.20
LNK3204	25	5	170	1000	0.85
	25	12	165	1000	1.98
	30	15	165	1000	2.48
LNK3205	25	5	270	680	1.35
	25	12	270	820	3.24
	30	15	270	1000	4.05
LNK3206	25	5	360	680	1.80
	25	12	360	680	4.32
	30	15	360	820	5.40
LNK3207	25	5	575	470	2.88
	25	12	400	470	4.80
	30	15	400	470	6.00
LNK3208	25	5	775	330	3.88
	25	12	550	330	6.60
	30	15	600	330	9.00
LNK3209	25	5	1000	330	5.00
	25	12	750	330	9.00
	30	15	750	330	11.25

表D.1 降压型变换器在低输入电压时的功率能力

在低输入电压下，占空比会更高，以提供所需的输出功率。占空比越高，FET的传导损耗就越大。这将导致IC温度升高。建议制作原型机进行测试评估，以确保有足够的温升裕量。

对于降压拓扑结构，不建议电源工作于空载和低体电压（低于50V）下。这将导致输出电压过高，可能会损坏输出电容。建议在输出端增加一个电阻-齐纳稳压管电路，以避免超过输出电容的电压额定值（图32）。电阻-齐纳稳压管电路将起到有源假负载的作用。

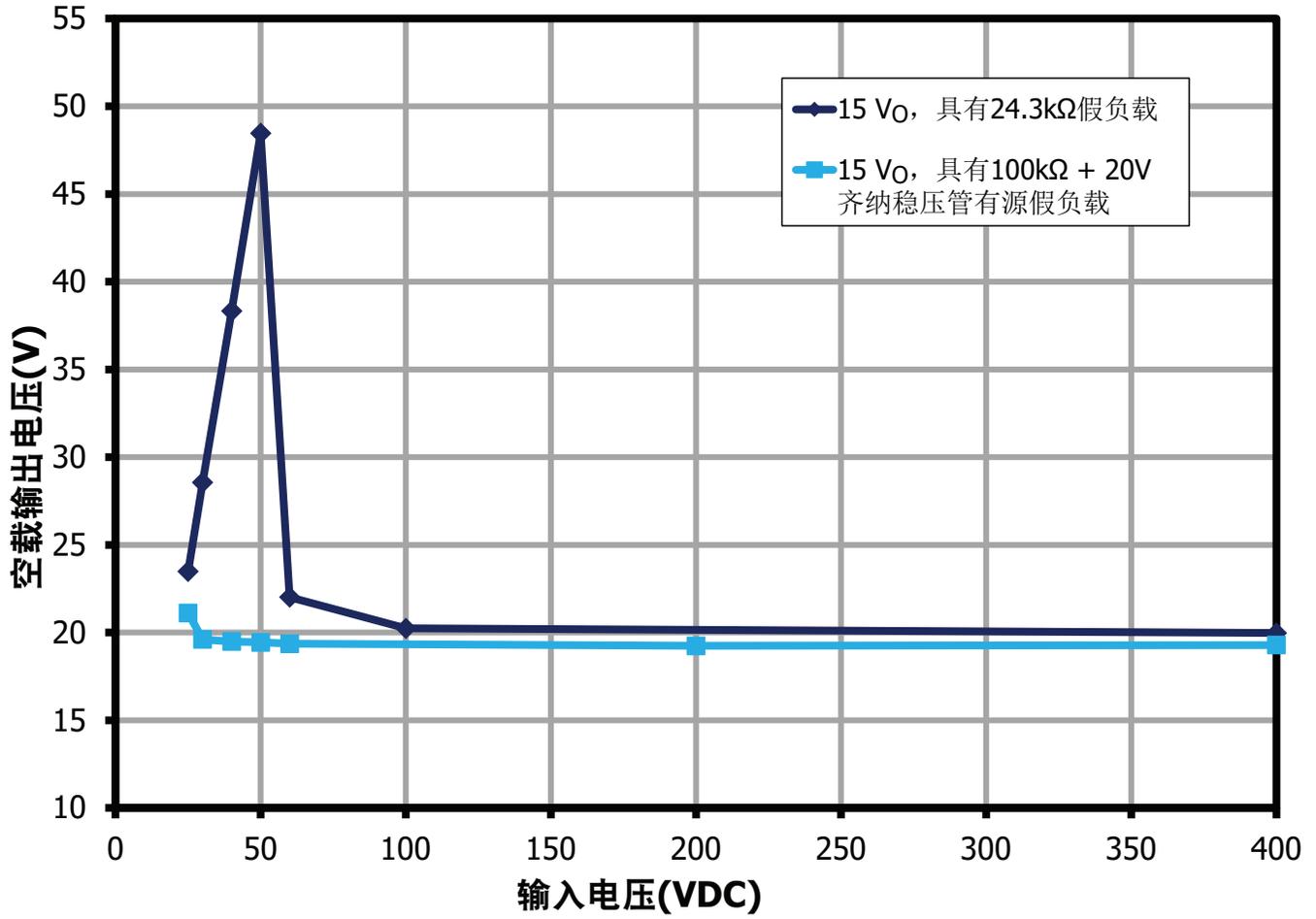


图32. 具有电阻性假负载和电阻-齐纳稳压管假负载的降压型变换器的空载电压

修订版本	注释	日期
A	初始版本。	01/17
B	更正了表4中 V_{OUT} 列第12行和第15行中的 $I_{OUT(MAX)}$ 和 $\mu H I_{RMS(mA)}$ 数值。	02/19
C	更新了第16页的公式(C3)。	06/20
D	添加了LNK3207、LNK3208、LNK3209元件信息和附录D部分。	09/22

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