

LNK3202/3204-6 LinkSwitch-TN2 产品系列

集成了系统级保护的高效率离线式开关电源 IC
可实现低元件数的电源设计

产品特点

最佳性能及设计适用性

- 支持降压式、降压-升压式和反激式拓扑结构
- 元件数目非常少的降压式变换器
- 出色的负载调整率和输入电压调整率
- 可选的器件限流点
 - 更高的限流点可得到更高的峰值功率并增大连续输出功率
 - 更低的限流点允许使用低成本的面贴装储能电感
- 66 kHz工作频率，且具有精确的限流点
 - 允许使用市售现成的低成本电感
 - 可缩小电感和电容的尺寸并降低成本
- 频率调制技术可简化EMI滤波电路
- 引脚布局可简化PCB上的散热设计

增强的安全性及可靠性特点

- 短路和开路故障情况下的自动重启保护
 - 在故障期间可将输出功率限制到最大功率的3%
- 输出过压保护(OVP)
- 输入过压保护(OVL)
- 迟滞过热保护(OTP)
- 扩大了漏极与其它引脚间的爬电距离，提高了应用的可靠性
- 集成725 V额定电压MOSFET，具有出色的抗浪涌性能
- 元件数目极少，增加可靠性
 - 支持单面PCB板和全部采用贴片元件的设计

EcoSmart™ – 节能高效

- 待机供电电流<100 μ A
- 开/关控制方式可在宽负载范围内提供恒定的效率
- 轻松满足全球所有能效标准
- 高端降压式变换器设计中使用外部偏置供电的情况下空载功耗<30 mW
- 反激式变换器设计中使用外部偏置供电的情况下空载功耗<10 mW

应用

- 电器
- 电表
- 智能LED驱动器和工业控制
- 物联网、智能家居和智能建筑

产品描述

LinkSwitch™-TN2系列IC适用于非隔离离线式电源，与传统的线性或阻容降压式方案相比性能有大幅提升。采用高集成度的LinkSwitch-TN2 IC的设计具有更大的适用性，并且具有更高的效率、更全面的系统级保护和更高的可靠性。该产品系列支持降压式、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725 V的功率MOSFET、振荡器、可实现最高轻载效率的开/关控制电路、可提供自供电的高压开关电源、频率调制、快速（逐周期）电流限制、迟滞热关断以及输出和输入过压保护电路。

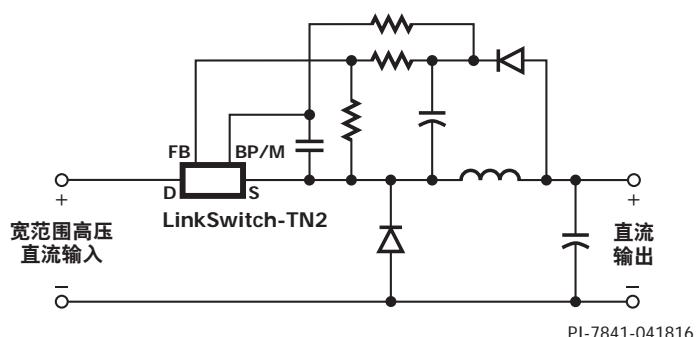


图1. 典型的降压式变换器应用（参见应用范例部分以了解其他拓扑结构的电路）



图2. 封装选项。P: PDIP-8C, G: SMD-8C, D: SO-8C。

输出电流¹

产品 ⁴	230 VAC \pm 15%		85-265 VAC	
	MDCM ²	CCM ³	MDCM ²	CCM ³
LNK3202P/G/D	63 mA	80 mA	63 mA	80 mA
LNK3204P/G/D	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK3205P/G/D	175 mA	270 mA	175 mA	270 mA
LNK3206P/G/D	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA

表1. 输出电流

注释：

- 器件在默认限流点下工作且有足够散热、工作于非隔离降压式变换器中的典型输出电流。输出功率能力取决于相应的输出电压和散热条件。请参阅“设计要点”部分以了解假定条件的详细论述，包括对完全非连续导通模式(DCM)工作的解释。
- 主要为非连续导通模式。
- 连续导通模式。
- 封装：P: PDIP-8C, G: SMD-8C, D: SO-8C。

LinkSwitch-TN2 IC在待机模式下消耗极小的电流，从而使电源设计符合全球所有的空载和待机能耗标准。MOSFET电流限制模式可通过旁路引脚电容值进行选择。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成本非常低的小尺寸表面贴装电感。完备的保护特性可在系统发生输入和输出过压、器件过热、输出失调以及电源输出过载或短路故障情况下保护器件和整个系统，使得设计安全、可靠。

该产品系列提供三种不同的封装：PDIP-8C、SO-8C和SMD-8C。

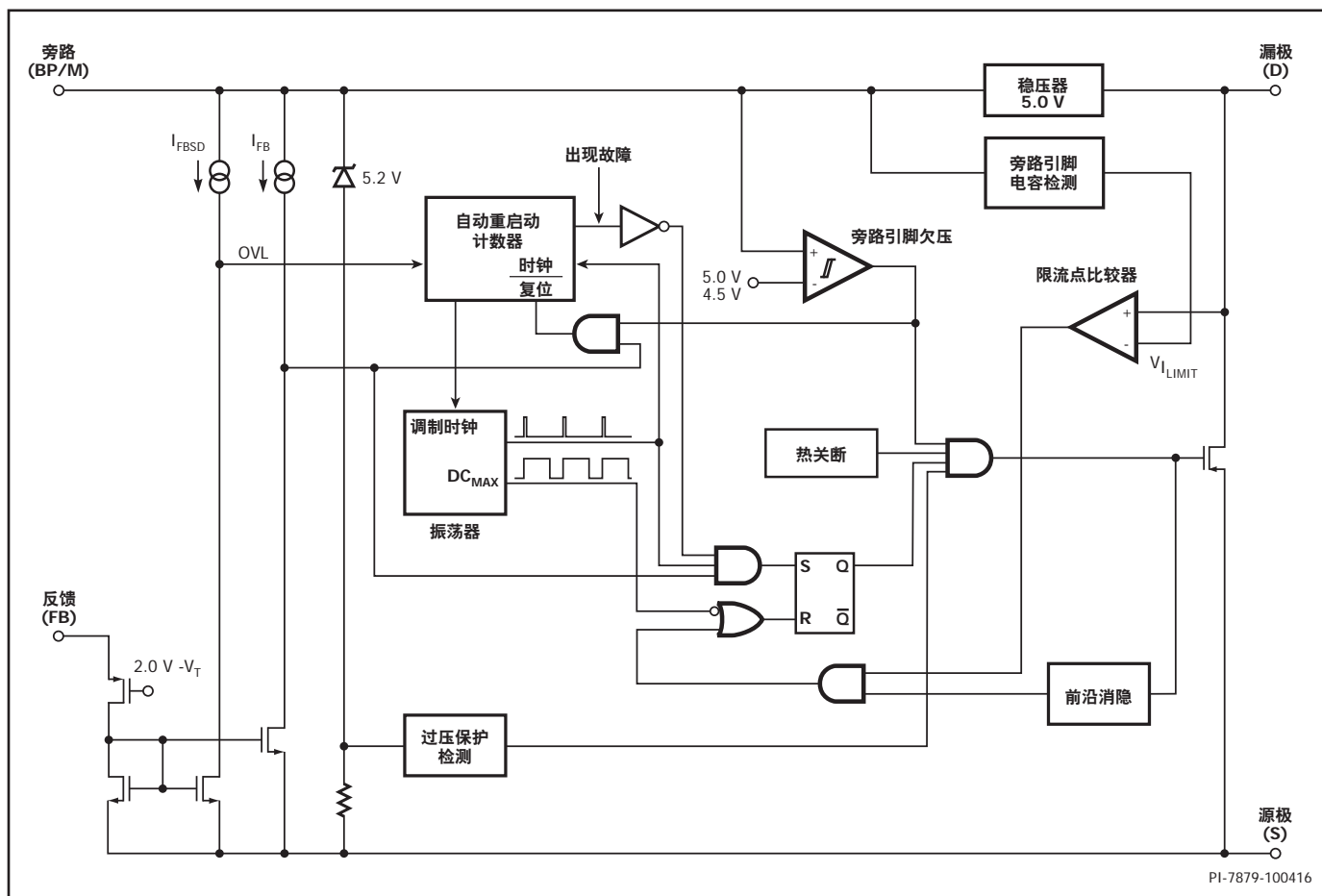


图3. 功能框图

引脚功能描述

漏极(D)引脚:

功率MOSFET的漏极连接点。在启动及稳态工作时提供内部工作电流。

旁路(BP/M)引脚:

该引脚有多项功能:

- 内部产生的5.0 V供电电源的外部旁路电容连接点。
- 可对限流点进行外部设定。根据所使用电容的数值选择电流限流值。使用数值为0.1 μF 的电容会工作在标准的电流限流值上。使用1 μF 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。
- 它还提供了关断功能。当流入旁路引脚的电流超过 I_{BPSD} 且持续时间等于2到3个内部振荡器周期(f_{OSC})时, 器件进入自动重新启动工作方式。采用外部电路时可以利用这个特点实现输出过压保护。

反馈(FB)引脚:

在正常工作下, 功率MOSFET的开关由反馈引脚控制。当大于 I_{FB} (49 μA) 的电流输入到此引脚时, MOSFET开关终止。当大于 I_{FBSD} (670 μA) 的电流输入到此引脚且持续2个连续开关周期时, 将触发输入过压保护。

源极(S)引脚:

该引脚为功率MOSFET的源极连接点。同时也是旁路和反馈引脚的接地参考点。

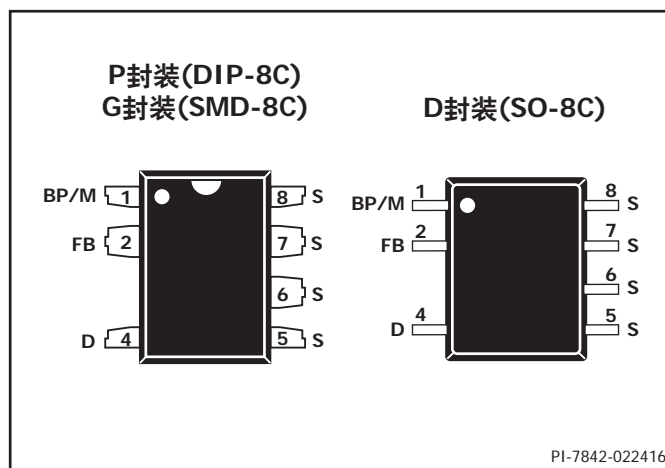


图4. 引脚配置

LinkSwitch-TN2功能描述

LinkSwitch-TN2在一个晶圆上集成了一个高压功率MOSFET开关及一个电源控制器。与传统的PWM（脉冲宽度调制）控制器不同，LinkSwitch-TN2使用简单的开/关控制方式来调节输出电压。LinkSwitch-TN2控制器包括一个振荡器、反馈（检测）电路、5.0 V稳压器、旁路脚欠压电路、过热保护、输入及输出过压保护、频率调制、电流限流电路、前沿消隐功能以及一个725 V功率MOSFET。LinkSwitch-TN2还包括用于自动重启的附加电路。

振荡器

典型的振荡器频率内部平均设置在 f_{OSC} (66 kHz)。此振荡器产生两个信号：最大占空比信号(DC_(MAX))及显示每个开关周期开始的时钟信号。

LinkSwitch-TN2振荡器电路可产生轻微的频率抖动，通常为4 kHz的峰峰值，用来将EMI降低到最小。频率调制的调制速率设置在1 kHz的水平，目的是降低平均及准峰值的EMI，并给予优化。测量频率调制时应将示波器触发设定在漏极电压波形的下降沿。图5的波形举例说明了LinkSwitch-TN2的频率抖动方式。

反馈输入电路

反馈脚的反馈输入电路由一个输出设定 V_{FB} (2.0 V)的低阻抗源极跟随器组成。当输入到此引脚的电流超过 I_{FB} (49 μ A)时，在反馈电路的输出端会产生一个低逻辑电平（禁止）。在每个周期开始时，对应时钟信号的上升沿对这个电平进行采样。如果高，功率MOSFET会在那个周期导通（使能），否则功率MOSFET将仍处于关断状态（禁止）。仅在每个周期开始时进行取样。此周期中随后产生的反馈引脚电压或电流变化不会影响MOSFET的使能/禁止状态。如果大于 I_{FBSO} 的电流注入反馈引脚，同时MOSFET使能至少两个连续周期，器件将停止开关并进入自动重启关断时间。自动重启关断时间结束后即恢复正常开关。此关断功能允许在反激式变换器（见图6）中执行输入过压保护。流入反馈引脚的电流应被限制在1.2 mA以下。

5.0 V稳压器及5.2 V分流电压箝位

当主开关MOSFET处在关闭状态，漏极的电压将通过5.0 V稳压器，将连接到旁路引脚的旁路电容充电到 V_{BP} 。旁路引脚是LinkSwitch-TN2的内部供电电压节点。当MOSFET导通时，LinkSwitch-TN2将储存在旁路电容内的能量消耗掉。内部电路的极低功耗允许LinkSwitch-TN2可使用从漏极吸收的电流去维持持续工作。一个0.1 μ F的旁路电容就足够实现高频率的去耦及提供足够能量。

此外，当通过一个外部电阻提供电流给旁路引脚时，一个分流稳压器会将旁路引脚电压箝位在 $V_{BP(SHUNT)}$ 。利用偏置绕组经过外部电阻向LinkSwitch-TN2供电，可以将空载能耗降低到约10 mW（反激式）。当 $\geq I_{BPSO}$ 的电流输入到旁路引脚时，器件立即停止开关并进入自动重启。在反激式变换器（见图6）中，在输出端到旁路引脚间连接一个外部稳压管可以实现迟滞过压保护功能。但流入旁路引脚的电流应被限制在16 mA以下。

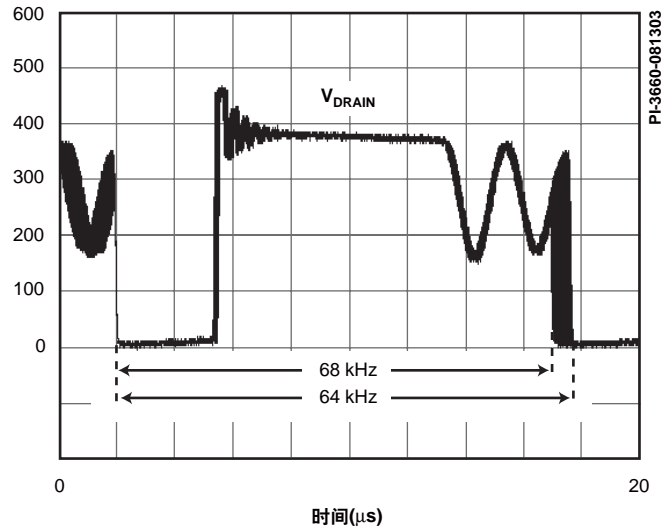


图5. 频率调制

旁路引脚欠压保护

当旁路引脚电压低于 $V_{BP}-V_{BPH}$ (约4.5 V) 时，旁路引脚欠压电路关闭功率MOSFET。一旦旁路引脚电压降到该阈值以下，它就必须升回到 V_{BP} ，去开通（导通）功率MOSFET。

过热保护

热关断电路检测结的温度。此阈值设置在 T_{SD} (典型值142 $^{\circ}$ C) 且具有75 $^{\circ}$ C (T_{SDH}) 迟滞。当结温度超过 T_{SD} ，功率MOSFET开关被禁止，直到结温度下降到 $T_{SD}-T_{SDH}$ ，MOSFET才会重新使能。

电流限流点

电流限流电路检测功率MOSFET的电流。当电流超过内部阈值(I_{LIMIT})时，在该周期剩余阶段会关断功率MOSFET。在功率MOSFET导通后，前沿消隐电路会将电流限流比较器抑制片刻(t_{LEB})。通过设置前沿消隐时间，可以防止由电容及整流管反向恢复时间产生的电流尖峰引起转换脉冲的提前误关断。可通过旁路引脚电容来选择电流限流点 (0.1 μ F对应标准限流点/1 μ F对应降低限流点)。LinkSwitch-TN2在上电时开关之前选择标准限流点或降低限流点。

自动重启

一旦出现故障，例如在输出过载、输出短路或开环情况下，LinkSwitch-TN2进入自动重启操作。每当反馈引脚电压被拉高时，振荡器的内部计数器会重新复位。如果反馈引脚未被拉高持续 $t_{AR(ON)}$ (50 ms) 时间，功率MOSFET开关将被禁止，持续时间等于自动重启关断时间。第一次确定为故障时，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 ($t_{AR(OFF)}$ 后续关断期间)。自动重启电路对功率MOSFET进行交替使能和禁止，直到故障排除为止。开关振荡器关闭自动重启动计数器。

迟滞输出过压保护

LinkSwitch-TN2 IC提供的输出过压保护采用自动重启，由 $>I_{BPSD}$ 的电流流入旁路引脚时触发。旁路引脚电容除起到内部滤波的作用，还作为外部滤波器，避免噪音信号引起保护电路的误触发。为使旁路电容达到有效的高频滤波，应将电容尽量放置在距器件源极和旁路引脚最近的地方。

在反激式变换器中，通过将稳压管从输出供电连接到旁路引脚可以实现过压保护功能。图6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 ）与过压保护稳压管串联接入，作为额外的滤波。与过压保护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。

在因反馈信号失效而导致故障的情况下，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_{BPSD} ，从而触发自动重启并提供输出过压保护。

输入过压保护

在反激式变换器中，LinkSwitch-TN2可根据电路配置监测流入反馈引脚的电流，直接感测功率MOSFET导通期间的直流总线过压情况。图7所示一种可能的电路设计。在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的基极和发射极的电流表示为 V_{BUS} 。间接输入电压感测可降低功耗，并用于过压保护。如果反馈引脚电流超过输入过压阈值电流 I_{FBSD} 且至少持续2个连续开关周期，LinkSwitch-TN2将进入自动重启模式。

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过压保护取样。在一些设计中，当对输入电压进行取样时，也许需要在整流二极管两端跨接RC缓冲器去抑制次级绕组的振铃。

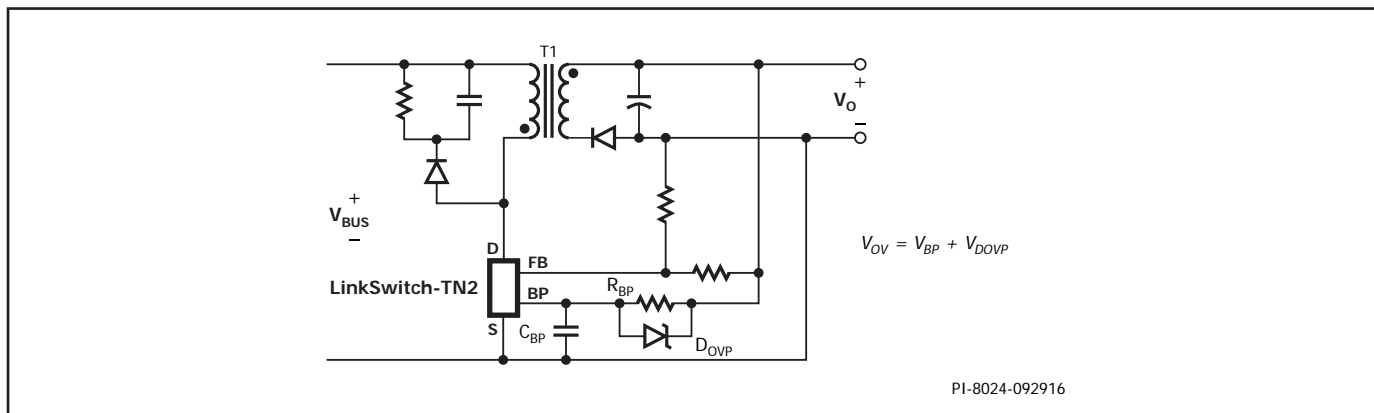


图6. 带输出过压保护的隔离反激式变换器

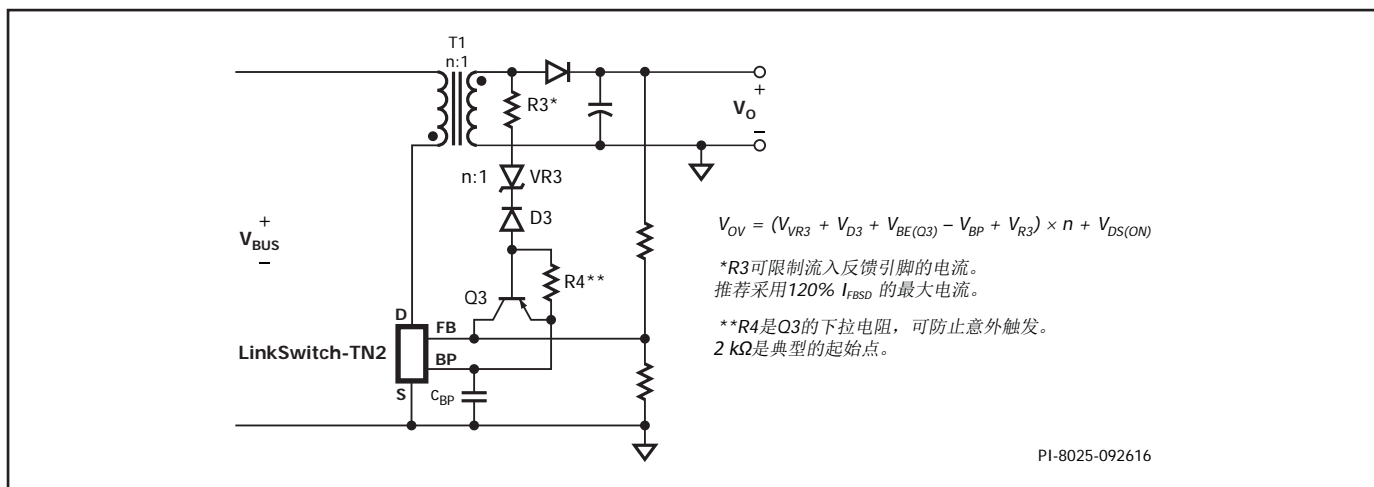


图7. 通过使用反馈引脚进行输入电压感测，从而提供过压保护

应用范例

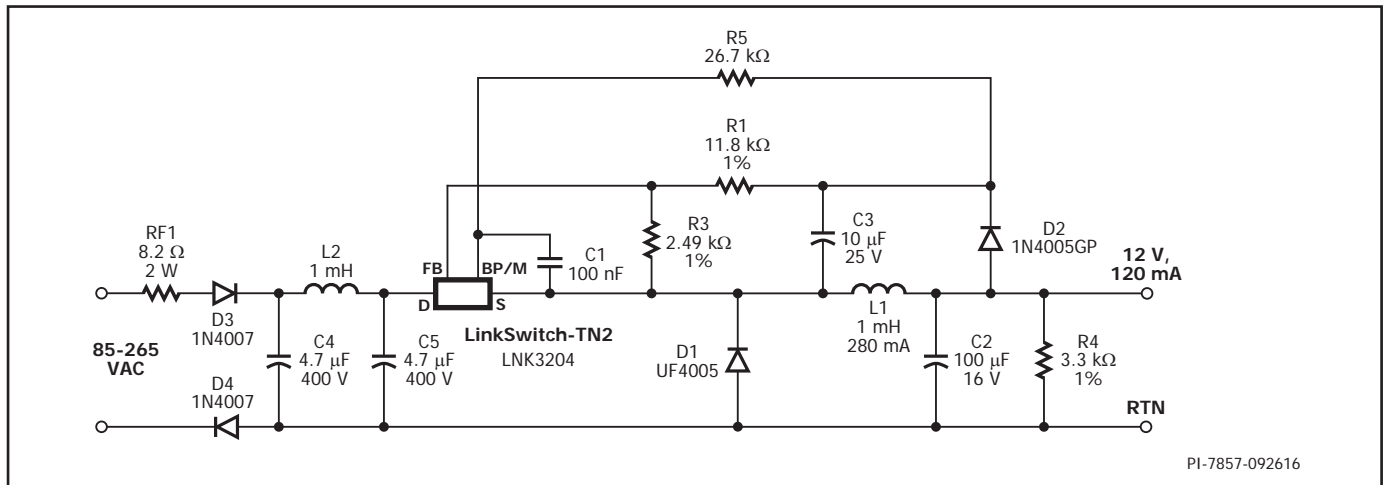


图8. 使用LinkSwitch-TN2的通用输入12 V/120 mA恒压电源

1.44 W通用输入降压式变换器

图8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。

输入级包括可熔电阻RF1、二极管D3和D4、电容C4和C5以及电感L2。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）。

功率处理级由LinkSwitch-TN2、续流二极管D1、输出电感L1和输出电容C2组成。此设计选用的是LNK3204，可使电源在大部分非连续导通模式(MDCM)下工作。二极管D1是反向恢复时间(t_{RR})约为75 ns的超快速二极管，适用于MDCM模式工作。对于连续导通模式(CCM)设计，推荐使用 $t_{RR} \leq 35$ ns的二极管。电感L1是具有适当RMS电流额定值（和可接受温升）的市售标准电感。电容C2是输出滤波电容，其主要功能是限制输出电压纹波。与电容本身的值相比，输出电压纹波是与输出电容的ESR存在更密切的函数关系。可选电阻R5从外部为旁路引脚供电，可大幅降低空载输入功率和提高所有负载条件下的效率。

基本上，D1和D2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反馈反馈电压的电阻分压器R1和R3进行感测和调整。R1和R3选取的值可在所需的输出电压下设置反馈引脚设置为2.00 V。

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 I_{FB} ，将跳过随后的周期，直到电流减小到 I_{FB} 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50 ms内不跳过任何周期的情况下提供过载保护，LinkSwitch-TN2提供过载保护，将进入自动重新启动，将平均输出功率限制在最大过载功率的3%。由于在轻载或空载下时，输出电压与C3上的电压存在跟踪误差，因此在输出端需要使用一个小的假负载(R4)。对于图8中的设计，如果需要在零负载保持输出电压调整率，假负载值应减小至2.4 k Ω 。

主要应用注意事项

LinkSwitch-TN2设计要点

输出电流表

数据手册最大输出电流表（表1）提供了大部分非连续导通模式(MDCM)和连续导通模式(CCM)工作典型的实际连续输出电流，这些数据可在下列假定条件下从给定LinkSwitch-TN2器件获得：

1. 降压式变换器拓扑结构。
2. 最小直流输入电压 ≥ 70 V。输入电容的值应足够大才能满足此标准。
3. 如果采用CCM模式工作，KRP*为0.4。
4. 输出电压为12 VDC。
5. 效率为75%。
6. $t_{RR} \leq 75$ ns的箝位/续流二极管用于MDCM模式工作，CCM模式工作则使用 $t_{RR} \leq 35$ ns的二极管。
7. 器件通过源极引脚焊接到PCB板上足够大的铜铂区域上，以使源极引脚温度保持或低于100 °C。

*KRP是纹波与峰值电感电流的比值。

LinkSwitch-TN2的选择与MDCM和CCM工作的选择

选择LinkSwitch-TN2器件、续流二极管和有助于实现最低整体成体的输出电感。通常，MDCM可提供成本最低、效率最高的变换器。所有CCM设计都需要使用更大的电感和超快速($t_{RR} \leq 35$ ns)续流二极管。在MDCM中使用更大型号的LinkSwitch-TN2器件比在CCM中使用更小型号的LinkSwitch-TN2器件成本更低，这是因为CCM设计需要增加外围元件成本。不过，如果要求达到最大输出电流，应遵循以下指南采用CCM模式。

拓扑结构选择

LinkSwitch-TN2可用于所有常见拓扑结构，通过采用或不采用光耦和参考电压来改善输出电压公差和调整率。表3提供了这些配置的汇总信息。有关详细信息，请参见“应用指南 – LinkSwitch-TN2设计指南”。

元件的选择

参照图8，遵循下列设计要点可有助于为LinkSwitch-TN2设计选择元件。

旁路引脚电容C1

连接旁路引脚的电容为控制器提供去耦并可选择限流点。可以根据数据手册中所示使用0.1 μ F或1 μ F 电容。虽然可以使用电解电容，但最好经常使用表面贴装的多层陶瓷电容，因为它们能使电容靠近IC放置，并且实现紧凑型开关电源的设计。推荐使用16 V、25 V或更高电压的X7R电解电容，以确保在直流偏置和温度下达到最小容量变化。

续流二极管 D1

二极管D1应选用超快速二极管。对于MDCM，反向恢复时间 $t_{RR} \leq 75$ ns应用在70 °C或更低温度下。慢速二极管不适用这种设计，因为连续导通模式工作总是发生在启动时，此时会造成很高的前沿电流尖峰，过早终止开关周期，并且阻止输出达到稳压。如果环境温度超过70 °C，应使用反向恢复时间 $t_{RR} \leq 35$ ns的二极管。

对于CCM，应使用反向恢复时间 $t_{RR} \leq 35$ ns的超快速二极管。较慢速的二极管可能造成过高的前沿电流尖峰，从而过早终止开关周期，并且不能满负荷功率输出。

绝不可使用快速和慢速恢复二极管，因为较大的反向恢复电流可导致二极管中产生过大功耗和/或超过LinkSwitch-TN2规定的最大漏极电流。

反馈二极管D2

二极管D2可以使用低成本的慢速二极管（例如1N400X系列），但是应选择玻璃钝化类型二极管，以保证提供指定的反向恢复时间。基本上，D1和D2的正向电压降应匹配。

电感L1

选择任何满足设计要求的市售标准电感。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。借助Power Integrations的PI Expert设计套件内的LinkSwitch-TN2设计表格，可以获得典型的电感值和RMS电流额定值。所选L1的电感值应大于或等于典型的计算电感值，并且RMS电流额定值大于或等于计算的RMS电感电流。应注意确保电感有足够大的电压额定值，因为这是高压应用。

电容C2

电容C2的主要功能是平滑电感电流。实际输出纹波电压与电容的ESR呈函数关系。基本上，此电容的ESR不应超过所选LinkSwitch-TN2的额定纹波电压除以典型限流点的商数。

反馈电阻R1及R3

由R1和R3组成的电阻分压器中电阻的选定值应使反馈引脚电压维持在2.00 V。建议R3选用2.49 k Ω 标准1%电阻。这样通过用大约0.8 mA的电流为反馈网络供电，可确保优良的噪声抗扰性。

外部偏置电阻R5

为了降低电源的空载输入功率，推荐使用R5，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 μ A。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。

元件型号	旁路电流
LNK3202	195 μ A
LNK3204	222 μ A
LNK3205	269 μ A
LNK3206	290 μ A

表2. 旁路引脚电流推荐值

反馈电容C3

电容C3可以是低成本的普通电容。它提供“取样和维持”功能，在LinkSwitch-TN2关断期间为输出电压充电。它的值应选择10 μ F至22 μ F间；更小的值可造成轻载时稳压性能不佳。

假负载电阻R4

在最小负载<3 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D2输入到反馈电容C3去稳定空载时的输出电压。选取的R4值应能提供3 mA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。

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-7843-031616</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 ($\pm 10\%$典型值) 5. 需要使用一个输出负载来维持稳压
高端降压式 – 光耦反馈	<p>PI-7844-031616</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. 最低空载功耗
低端降压式 – 光耦反馈	<p>PI-7845-031616</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
低端降压式 – 恒流LED驱动器	<p>PI-7846-031616</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 - 非常适合驱动LED
高端降压-升压式 – 直接反馈	<p>PI-7847-031616</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. 升压/降压 – $V_O > V_{IN}$ 或 $V_O < V_{IN}$ 4. 低成本直接反馈 ($\pm 10\%$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
高端降压-升压式 – 恒流LED驱动器	<p>PI-7849-031616</p>	<ol style="list-style-type: none"> 6. 非常适合驱动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 7. 需要使用一个输出负载来维持稳压

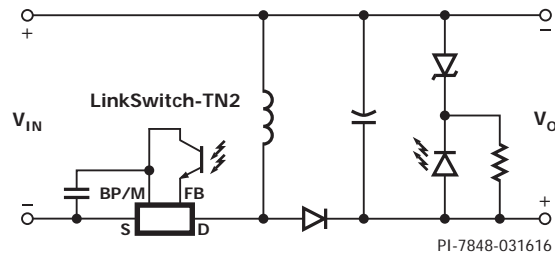
表3. 使用LinkSwitch-TN2的常用电路配置。(接下页)

拓扑结构

基本电路原理图

主要特色

低端降压-升压式 -
光耦反馈



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
 - 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. 最低空载功耗

表3 (续). 使用LinkSwitch-TN2的常用电路配置

LinkSwitch-TN2 PCB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降低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9a、9b和9c是图8所示电路原理图的印刷电路板布局设计。

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。旁路引脚电容C1应尽量靠近源极(S)及旁路(BP)引脚。为尽量减小与开关节点的直接耦合, LinkSwitch-TN2应远离交流输入线路。将电容C4及C5放置于LinkSwitch-TN2和交流输入之间是比较有利的做法。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。

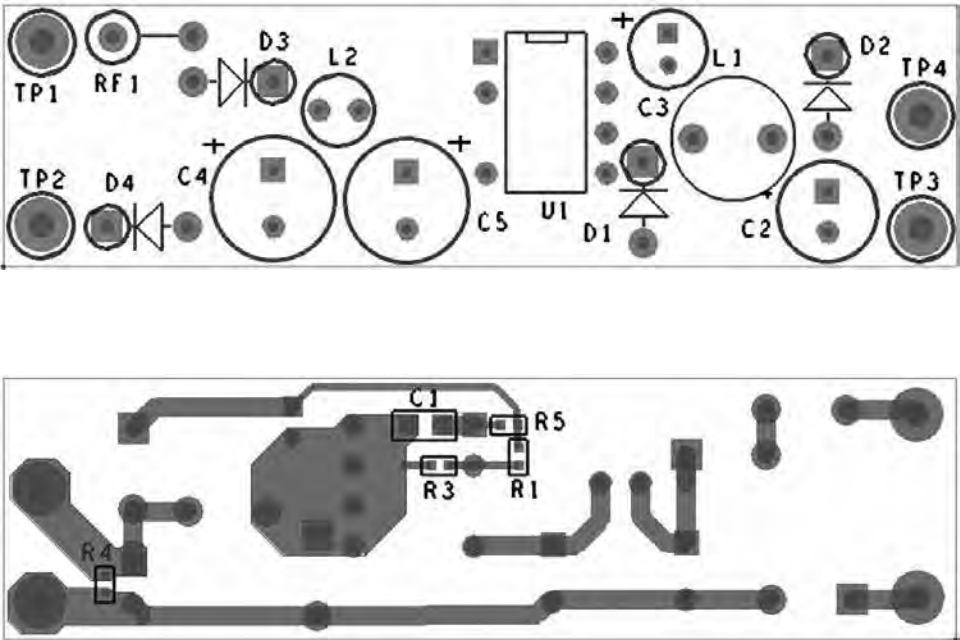


图9a. 推荐的P封装LinkSwitch-TN2设计印刷电路板布局

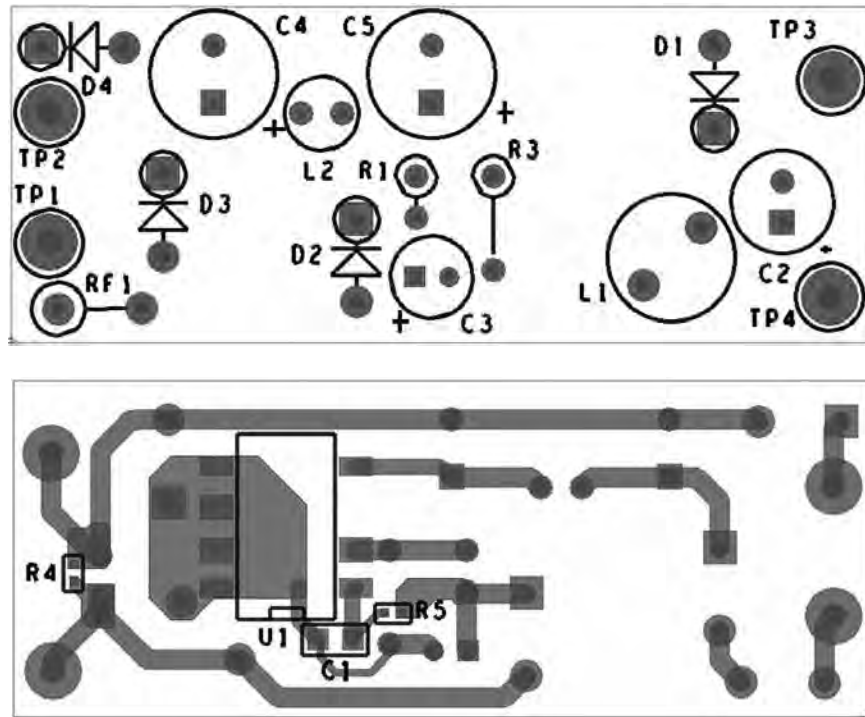


图9b. 推荐的G封装LinkSwitch-TN2设计印刷电路板布局

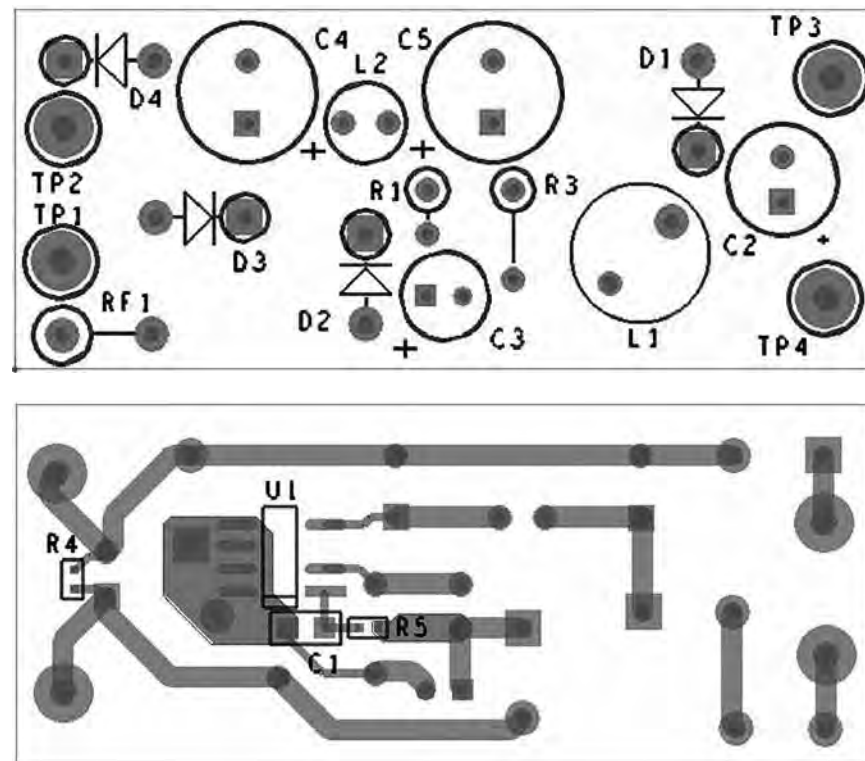


图9c. 推荐的D封装LinkSwitch-TN2设计印刷电路板布局

快速设计校验

对于任何使用LinkSwitch-TN2的电源设计，都应经过全面测试以确保功能正常。建议至少进行如下测试：

1. 足够的直流干线电压 – 检查确认最小直流输入电压在最小输入电压及最大负载下不低于70 VDC。
2. 正确的二极管选择 – 反向恢复时间为75 ns或更短的UF400x系列二极管仅建议用于在70 °C或更低环境温度下及MDCM模式下工作的设计。对于在连续导通(CCM)模式和/或更高环境温度下工作的设计，建议使用反向恢复时间为35 ns或更短的二极管，如BYV26C。
3. 最大漏极电流 – 确认在最高输入电压、最大过载（开始自动重启前）及最高环境温度下的最差条件下峰值漏极电流低于数据手册规定的峰值漏极值。

4. 温升检查 – 在最大输出功率、最小输入电压及最高环境温度情况下，检查LinkSwitch-TN2源极引脚的温度是否为100 °C或更低。这样可以确保提供充足的裕量以应对元件之间的电阻 $R_{DS(ON)}$ 差异。如果IC的器件温度超过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热关断的温度。

在采用降压式或降压-升压式变换器拓扑结构的LinkSwitch-TN2设计中，源极引脚是开关节点。因此，进行示波器测量时探头地应该连接到直流电压（例如初级回路地或直流输入母线），而不是连接到源极引脚。进行测量时，必须使用隔离式交流电源（例如，通过隔离变换器）。

绝对最大额定值^(1,5)

漏极引脚电压.....	-0.3 V至725 V
漏极引脚峰值电流LNK3202.....	200 mA ⁽²⁾
LNK3204.....	400 mA ⁽²⁾
LNK3205.....	800 mA ⁽²⁾
LNK3206.....	1400 mA ⁽²⁾
反馈引脚电压.....	-0.3 V至7 V
反馈引脚电流.....	100 mA
旁路引脚电压.....	-0.3 V至7 V
贮存温度.....	-65 °C至150 °C
工作结温度 ⁽³⁾	-40 °C至150 °C
引线温度 ⁽⁴⁾	260 °C

注释:

1. 所有电压都是以源极为参考点, $T_A = 25\text{ °C}$ 。
2. 请参见图15。
3. 通常由内部电路控制。
4. 在距壳体1/16英寸处测量, 测量时间5秒。
5. 在短时间内施加器件允许的最大额定值不会引起产品永久性的损坏。但器件长时间工作于器件允许的最大额定值时, 会对产品的可靠性造成影响。

热阻

热阻: P或G封装:

(θ_{JA})	70 °C/W ⁽²⁾ ; 60 °C/W ⁽³⁾
$(\theta_{JC})^{(1)}$	11 °C/W
D封装:	
(θ_{JA})	100 °C/W ⁽²⁾ ; 80 °C/W ⁽³⁾
$(\theta_{JC})^{(1)}$	30 °C/W

注释:

1. 在靠近塑体表面的8引脚(源极)测得的。
2. 焊在0.36平方英寸(232 mm²)、2盎司(610 g/m²)铜箔区域。
3. 焊在1平方英寸(645 mm²)、2盎司(610 g/m²)铜箔区域。

参数	符号	条件 源极 = 0 V; $T_J = -40$ 至125 °C 参见图10 (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
控制功能						
输出频率	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ °C}$	平均	62	66	70
			抖动的峰-峰值		4	
最大占空比	DC_{MAX}	S2开	66	69	73	%
反馈引脚关断阈值电流	I_{FB}	$V_{BP} = 5.0\text{ V至}5.5\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$	44	49	54	μA
关断阈值时的 反馈引脚电压	V_{FB}		1.974	2.000	2.026	V
反馈引脚即时 关断电流	$I_{FB(SD)}$	$T_J = 25\text{ °C}$	520	675	800	μA
反馈引脚即时 关断延迟		$T_J = 25\text{ °C}$		2		开关 周期
关断电流的反馈引脚电压	$V_{FB(SD)}$	$V_{BP} = 5.0\text{ V至}5.5\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$		3.3		V
漏极引脚 供电电流	I_{S1}	$V_{FB} = 2.1\text{ V}$ (MOSFET未开关) 见注释A		75		μA
	I_{S2}	反馈引脚开路 (MOSFET 开关) 见注释A和B	LNK3202	98		μA
			LNK3204	113		
			LNK3205	141		
			LNK3206	165		
旁路引脚 充电电流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$	-11	-7	-3	mA
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V}$ $T_J = 25\text{ °C}$	-7.5	-5	-2.5	

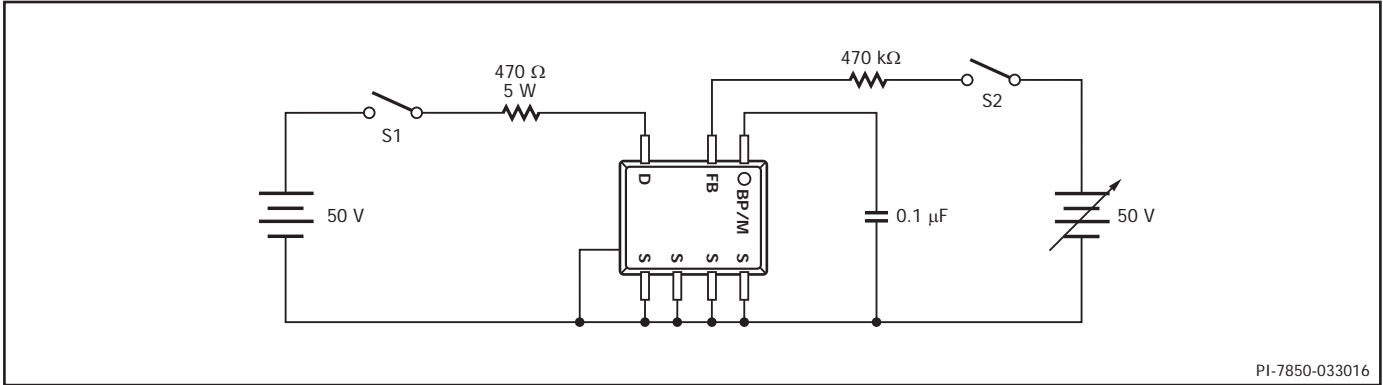
参数	符号	条件 源极 = 0 V; T _J = -40至125 °C 参见图10 (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
控制功能 (续上)							
旁路引脚电压	V _{BP}		4.7	5.0	5.2	V	
旁路引脚关断阈值电流	I _{BP(SD)}	T _J = 25 °C		6	8	mA	
旁路引脚分流电压	V _{BP(SHUNT)}	I _{BP} = 2 mA	4.95	5.2	5.45	V	
旁路引脚电压迟滞	V _{BP(H)}		0.37	0.47	0.57	V	
旁路引脚供电电流	I _{BP(SC)}	见注释C	55			μA	
电路保护							
标准电流限流点 (C _{BP} = 0.1 μF, 见注释D和H)	I _{LIMIT}	di/dt = 55 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3202	126	136	146	mA
		di/dt = 250 mA/μs T _J = 25 °C		149	170	191	
		di/dt = 65 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3204	240	257	275	
		di/dt = 415 mA/μs T _J = 25 °C		278	317	356	
		di/dt = 75 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3205	350	375	401	
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C		394	448	502	
		di/dt = 95 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3206	450	482	515	
		di/dt = 610 mA/μs T _J = 25 °C		510	580	650	
降低电流限流点 (C _{BP} = 1 μF, 见注释D和H)	I _{LIMIT(RED)}	di/dt = 28 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3202	70	80	90	mA
		di/dt = 170 mA/μs T _J = 25 °C		104	119	134	
		di/dt = 65 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3204	180	205	230	
		di/dt = 415 mA/μs T _J = 25 °C		227	258	289	
		di/dt = 75 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3205	227	259	291	
		di/dt = 500 mA/μs T _J = 25 °C		292	332	372	
		di/dt = 95 mA/μs T _J = 25 °C	LNK3206	325	370	415	
		di/dt = 610 mA/μs T _J = 25 °C		408	464	520	

参数	符号	条件 源极 = 0 V; T _J = -40至125 °C 参见图10 (除非另有说明)		最小值	典型值	最大值	单位
电路保护 (续上)							
最小导通时间	t _{ON(MIN)}	LNK3202 见注释I		373	534	687	ns
		LNK3204 见注释I		356	475	594	
		LNK3205 见注释I		412	531	650	
		LNK3206 见注释I		442	591	734	
前沿消隐时间	t _{LEB}	T _J = 25 °C 见注释E		300	450		ns
热关断温度	T _{SD}			135	142	150	°C
热关断迟滞	T _{SDH}				75		°C
输出							
导通电阻	R _{DS(ON)}	LNK3202 I _D = 13 mA	T _J = 25 °C		48	55.2	Ω
			T _J = 100 °C		76	88.4	
		LNK3204 I _D = 25 mA	T _J = 25 °C		24	27.6	
			T _J = 100 °C		38	44.2	
		LNK3205 I _D = 35 mA	T _J = 25 °C		12	13.8	
			T _J = 100 °C		19	22.1	
		LNK3206 I _D = 45 mA	T _J = 25 °C		7	8.1	
			T _J = 100 °C		11	12.9	
关断状态漏极漏电流	I _{DSS}	V _{BP} = 5.4 V, V _{FB} ≥2.1 V, V _{DS} = 560 V, T _J = 25 °C	LNK3202/3204			50	μA
			LNK3205			70	
			LNK3206			90	
击穿电压	BV _{DSS}	V _{BP} = 5.4 V, V _{FB} ≥2.1 V, T _J = 25 °C		725			V
漏极引脚供电电压				50			V
自动重启导通时间	t _{AR(ON)}	T _J = 25 °C 见注释G			50		ms
自动重启关断时间	t _{AR(OFF)}	T _J = 25 °C 见注释G	第一个关断期间		150		ms
			随后的期间		1500		
自动重启占空比	DC _{AR}	随后的期间			3		%

注释:

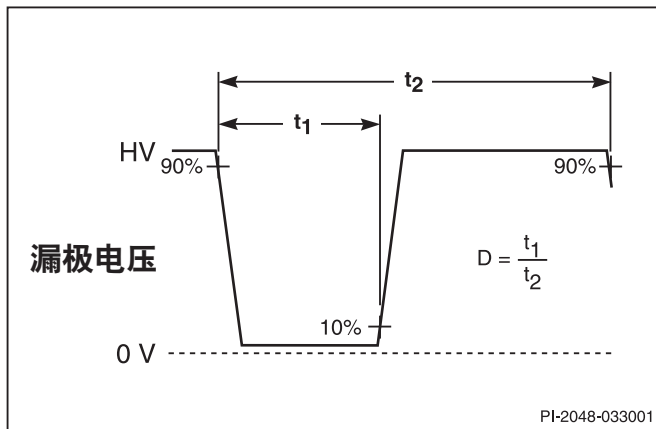
- A. 当反馈引脚电压等于2.1 V (MOSFET未开关) 时, 总电流消耗是 I_{S1} 及 I_{DSS} 的总和。当反馈引脚到源极短路 (MOSFET开关) 时, 总电流消耗是 I_{S2} 及 I_{DSS} 的总和。
- B. 由于输出MOSFET处在开关状态, 很难将开关电流和来自漏极的供电电流区分开。但另一个可供选择是在5.1 V时测量旁路引脚电流。
- C. 此电流仅是用来驱动旁路引脚与反馈引脚之间连接的光耦, 不能用来给任何其它外部电路进行供电。
- D. 关于其它 di/dt 值时的电流限流点, 请参考图16。
- E. 此参数由设计决定。
- F. 此参数从特性描述表中得到。
- G. 自动重启状态时的导通时间与振荡器拥有同样的温度特性 (与频率成反比)。
- H. BP/M电容值的容差应与实际应用环境温度范围内要求的容差相等或更高。
- I. 使用图13中电路进行测量, 且漏极上拉电阻为50 Ω 。对于LNK3206/05/04, 测得的漏极脉冲宽度为从 $V_{FALL} = 42$ V至 $V_{RISE} = 40$ V ($VDR = 50$ V)的时间。对于LNK3202, 测得的漏极脉冲宽度为从 $V_{FALL} = 32$ V至上升沿 $V_{RISE} = 30$ V ($VDR = 35$ V)的时间。

BP/M引脚额定 电容值	与最小电容值 相关的公差	
	最小值	最大值
0.1 μ F	-60%	+100%
1 μ F	-50%	+100%



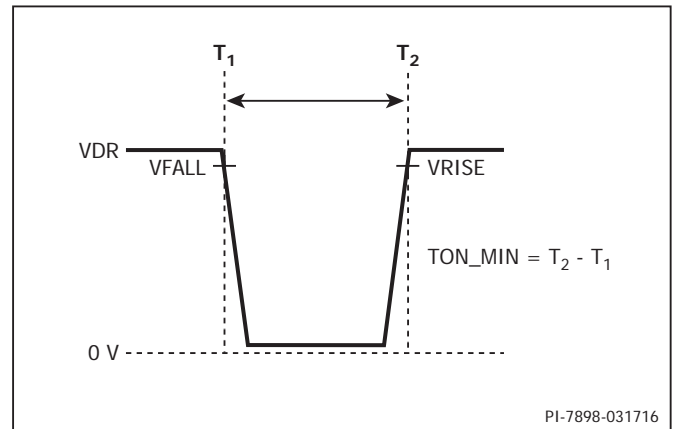
PI-7850-033016

图10. LinkSwitch-TN2通用测试电路



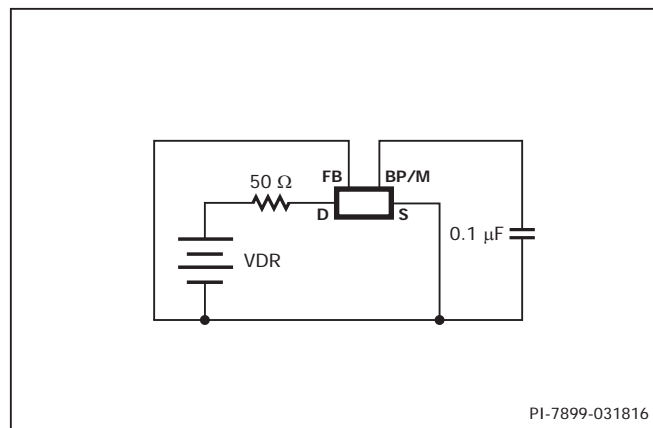
PI-2048-033001

图11. LinkSwitch-TN2占空比测量



PI-7898-031716

图12. LinkSwitch-TN2最小导通时间测试电路



PI-7899-031816

图13. LinkSwitch-TN2最小导通时间测量

典型性能特性

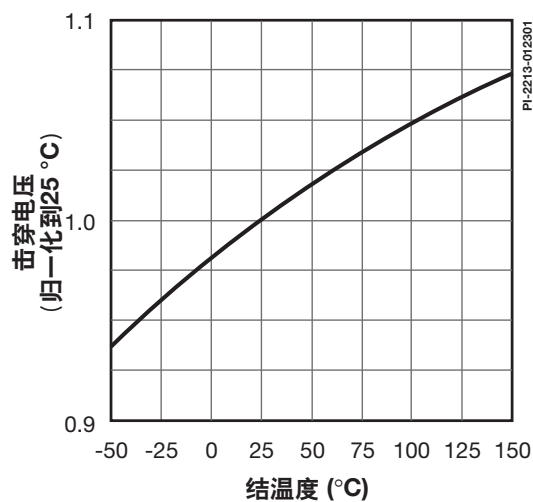


图14. 击穿电压相对于温度的变化

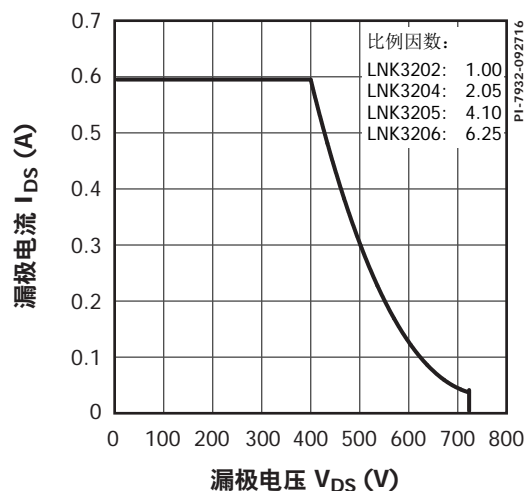


图15. 最大允许的漏极电流相对于漏极电压的变化

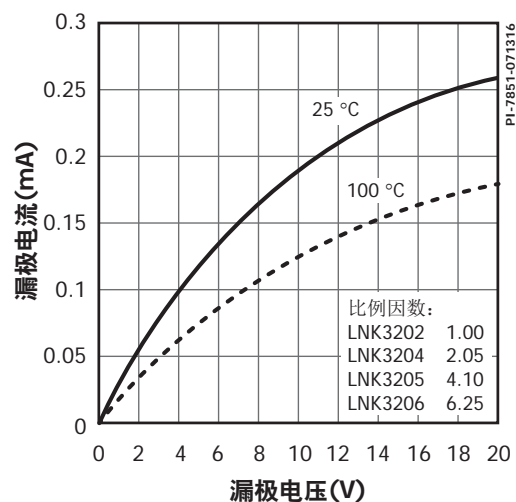


图16. 输出特性

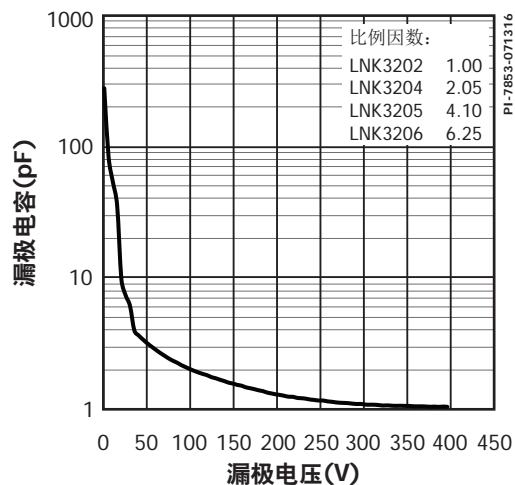


图17. C_{OSS} 相对于漏极电压的变化

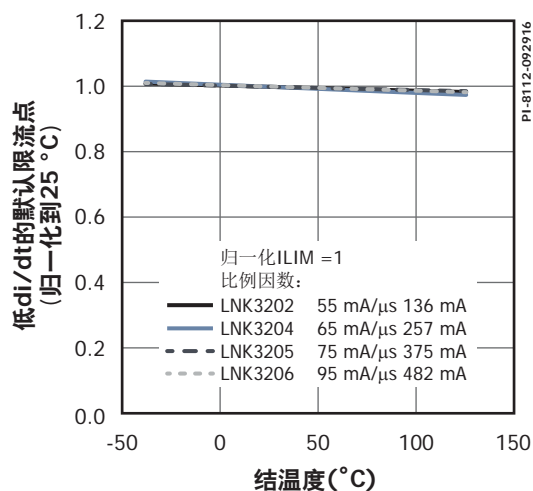


图18. 限流点相对于温度的变化

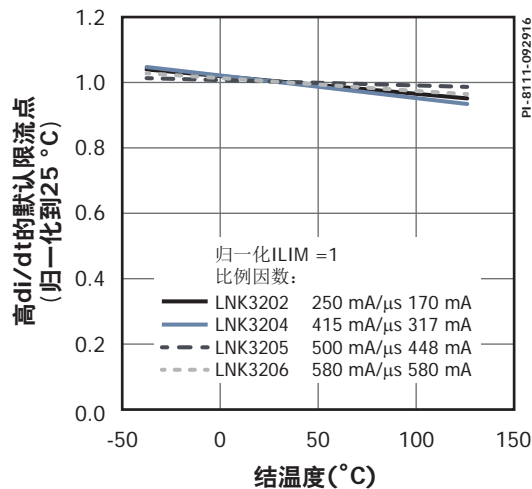


图19. 限流点相对于温度的变化

型性能特性

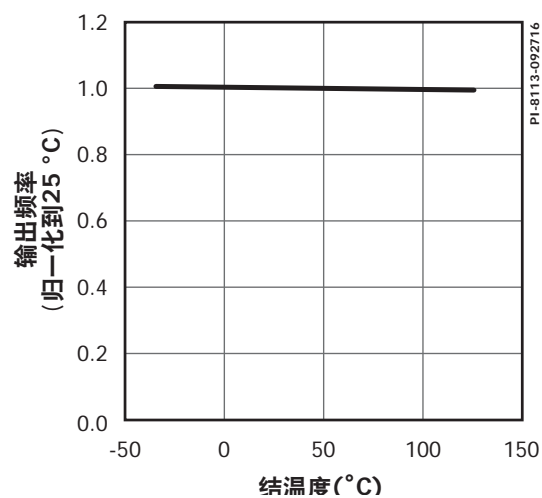


图20. 输出频率相对于结温度的变化

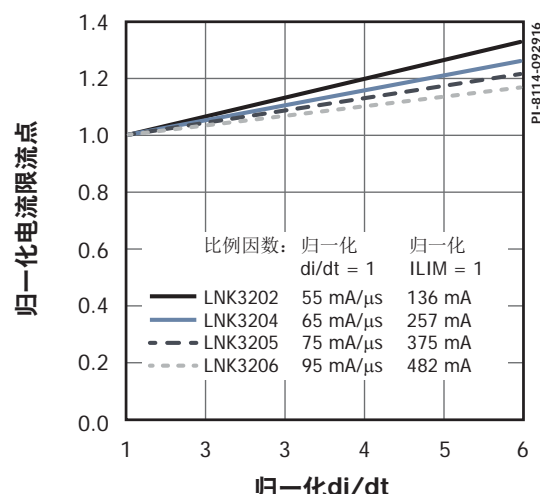


图21. 默认限流点相对于di/dt的变化

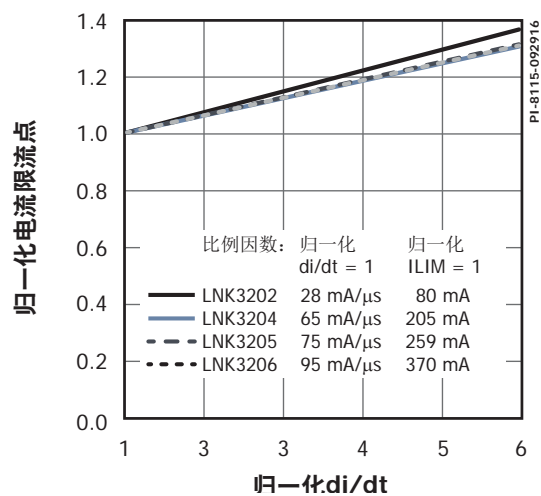
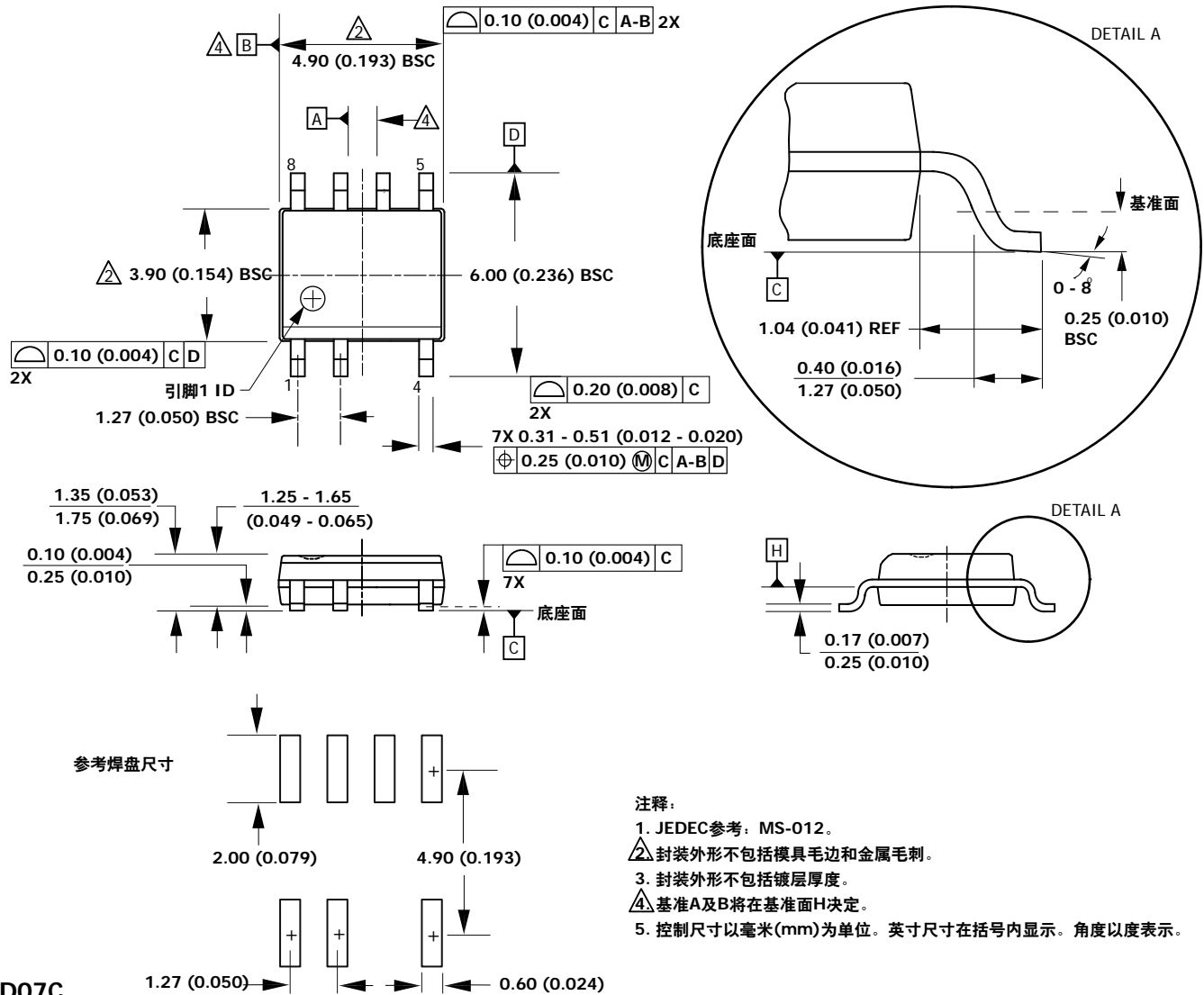


图22. 降低限流点相对于di/dt的变化

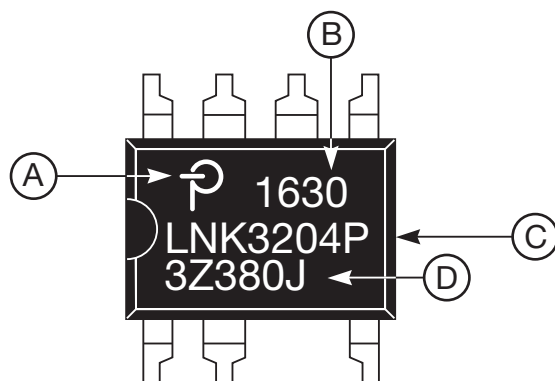
SO-8C (D封装)



D07C

PI-4526-012315

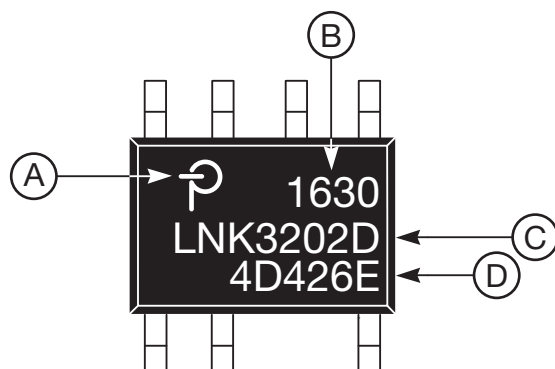
PDIP-8C (P)及SMD-8C (G)封装标识



- A. Power Integrations注册商标
- B. 装配日期代码（年份最后两个数字后面紧跟2位数的工作周）
- C. 产品识别（元件号/封装类型）
- D. 批次识别代码

PI-8117-093016

SO-8C (D)封装标识



- A. Power Integrations注册商标
- B. 装配日期代码（年份最后两个数字后面紧跟2位数的工作周）
- C. 产品识别（元件号/封装类型）
- D. 批次识别代码

PI-8116-092816

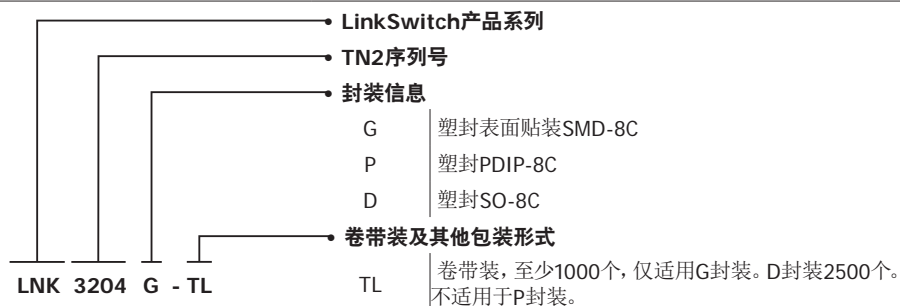
msL信息

元件型号	MSL等级
LNK3202P LNK3204P LNK3205P LNK3206P	N/A
LNK3202G LNK3204G LNK3205G LNK3206G	4
LNK3202D LNK3204D LNK3205D LNK3206D	1

ESD及锁存信息

测试	条件	结果
锁存温度: 125 °C	EIA/JESD78	$> \pm 100 \text{ mA}$ 或 $> 1.5 \times V_{\text{MAX}}$, 所有引脚
人体模型ESD	EIA/JESD22-A114-A	$> \pm 2 \text{ kV}$, 除漏极(D)引脚的所有引脚 $> \pm 1.5 \text{ kV}$, 漏极(D)引脚
机器模型ESD	EIA/JESD22-A115-A	$> \pm 200 \text{ V}$, 所有引脚

元件订购信息



修订版本	注释	日期
A	代码Beta。	04/16
B	代码S。	07/16
C	代码A。	10/16
D	第1页添加了IC图片。	10/14/16

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. ©2016, 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)

Rm 2410, Charity Plaza, No. 88
North Caoxi Road
Shanghai, PRC 200030
Phone: +86-21-6354-6323
Fax: +86-21-6354-6325
e-mail: chinasales@power.com

中国 (深圳)

17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan
8th Road, Nanshan District,
Shenzhen, China, 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
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

Cambridge Semiconductor,
a Power Integrations company
Westbrook Centre, Block 5, 2nd Floor
Milton Road
Cambridge CB4 1YG
Phone: +44 (0) 1223-446483
e-mail: eurosales@power.com