

应用指南AN-60

LYTSwitch-0产品系列

设计指南

简介

LYTSwitch™-0产品系列在一个器件上集成了一个高压功率MOSFET及一个ON/OFF控制器。LYTSwitch-0器件可通过漏极引脚完全实现自供电，并通过频率抖动降低EMI，同时具有完善的故障保护功能。自动重启功能可在过载及输出短路时限制器件及电路的功率耗散。LYT0002 IC是该产品系列中唯一一个不具备此功能的器件，但过热保护壳在热过载时关断开关。高热关断阈值非常适合LED替换灯泡等环境温度较高的应用，而大迟滞值可防止PCB和周边元件温度过高。

LYTSwitch-0专为LED照明应用中的非隔离驱动器而设计，此类应用包括蜡烛灯、GU10、A19、灯管、夜灯和紧急出口指示灯。LYTSwitch-0可被配置为在所有常用照明拓扑结构中工作，从而提供一个以相线或中线为参考的输出或者一个反相/非反相输出（参见表1）。

输入电流经被动整形可满足美国(0.7)和欧盟(0.55)的功率因数(PF)要求。

范围

本应用指南的适用对象为使用LYTSwitch-0系列设计非隔离式电源的工程师。本文档介绍了降压拓扑结构的设计程序。此外还提供了完整的设计程序和指南，用于说明如何选择转换器的关键元件。

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。降压配置只有很少的元件，并且不需要变压器。除本应用指南外，PIXIs工具内还提供一份设计表格，它是PI Expert™ Suite设计软件的一部分。设计师还可以将LYTSwitch-0参考设计套件(RDK)和设计范例(DER)作为设计实际工作电源的有用参照。如需支持工具的详细信息以及本文档的更新信息，请参阅www.power.com。

LYTSwitch-0可根据表1中的LED灯串电压情况用于众多拓扑结构。不过，只要LED灯串电压合适则推荐采用降压转换器设计，因为其总体系统成本最低。

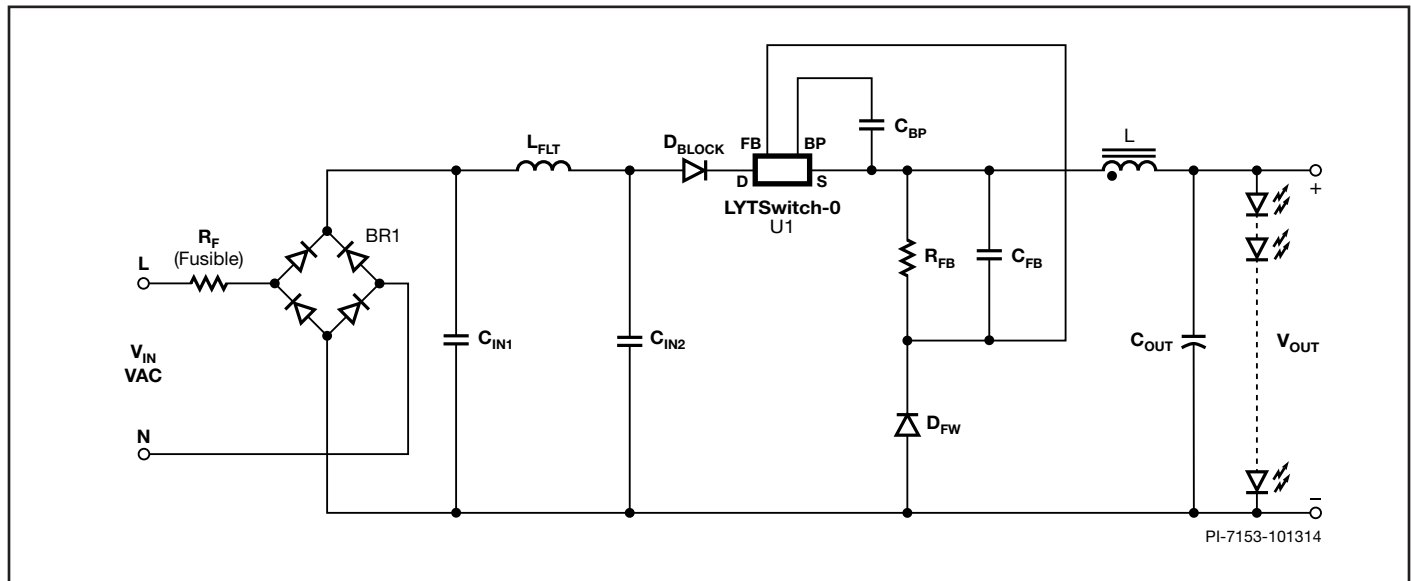


图1. 采用降压拓扑结构的典型LYTSwitch-0 LED驱动器

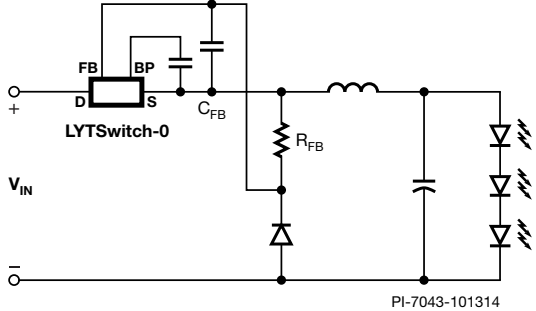
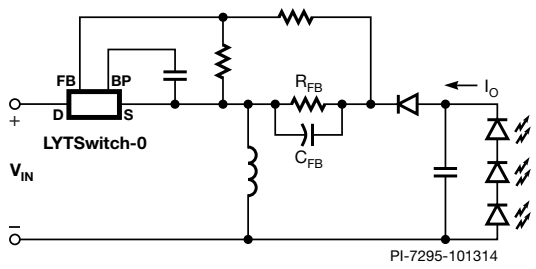
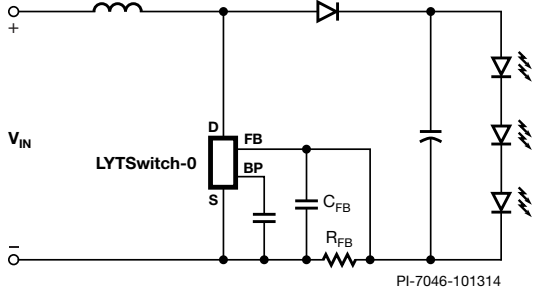
拓扑结构	基本电路原理图	主要特色
高端降压式 - 直接反馈恒流 LED驱动器	 <p style="text-align: center;">PI-7043-101314</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 输出以输入为参考 • 正输出(V_O), 相对于$-V_{IN}$ • 降压 - $V_O < V_{IN}$ • 低成本直接反馈 (恒流输出$\pm 5\%$典型值)
高端降压-升压式 - 恒流LED驱动器	 <p style="text-align: center;">PI-7295-101314</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 输出以输入为参考 • 负输出(V_O), 相对于$+V_{IN}$ • 升降压 - $V_O > V_{IN}$ 或 $V_O < V_{IN}$ • 低成本直接反馈 ($\pm 5\%$典型值) • 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 • 非常适合驱动LED - 比高端降压式恒流LED驱动器具有更高的精度和温度稳定性
低端升压式 - 恒流LED驱动器	 <p style="text-align: center;">PI-7046-101314</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 输出以输入为参考 • 正输出(V_O), 相对于$-V_{IN}$ • 升压 - $V_O > V_{IN}$ • 低成本直接反馈 ($\pm 5\%$典型值) • 非常适合驱动高压LED灯串 - 具有良好的精度和温度稳定性

表1. 采用LYTSwitch-0驱动LED的常用电路配置

降压转换器的设计流程

采用降压转换器拓扑结构可设计出最简单、最低成本的电源。图2所示为显示完整设计程序的设计流程图。

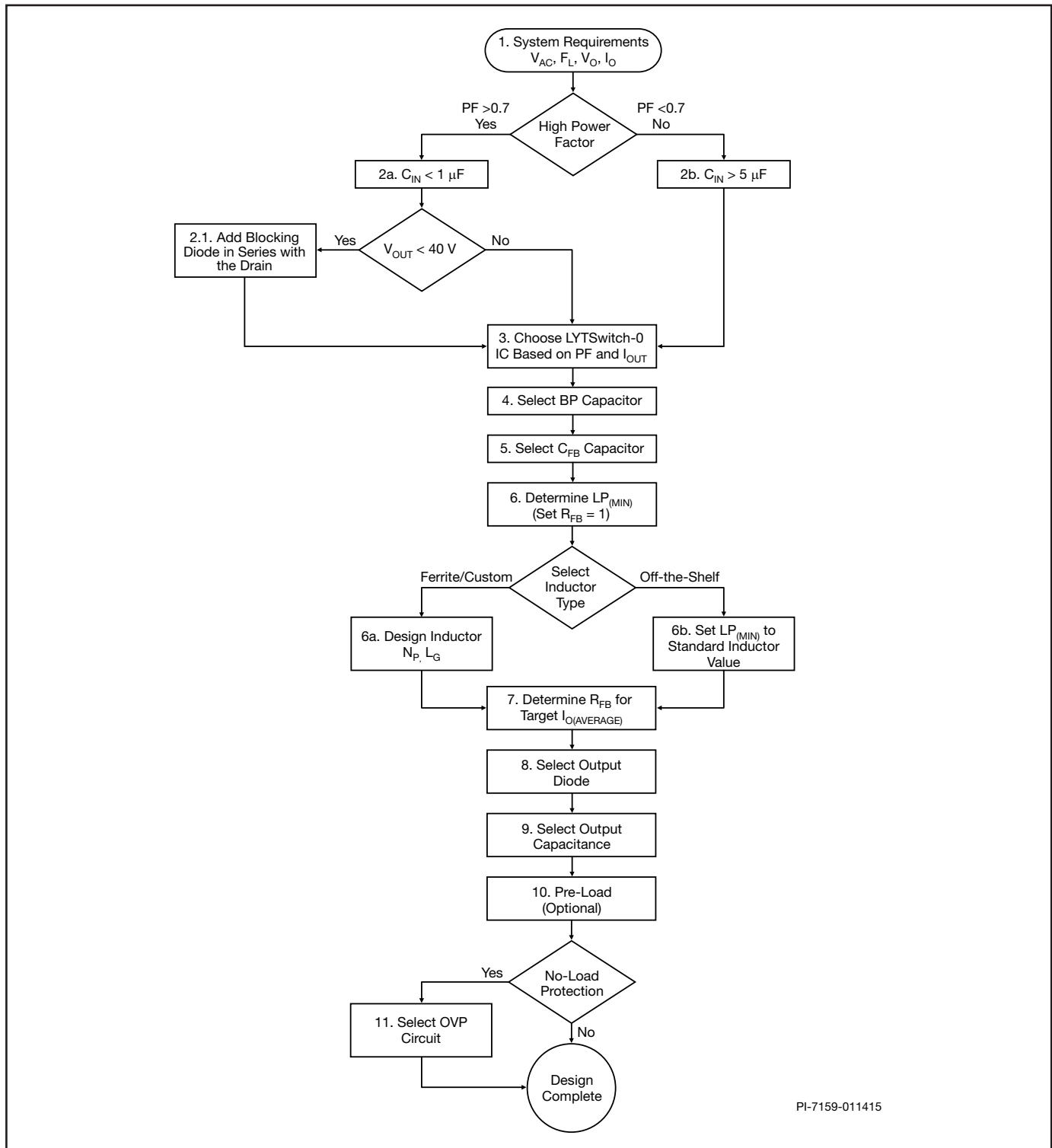


图2. LYTSwitch-0设计流程图

LYTSwitch-0电路设计

LYTSwitch-0的工作方式

图1所示为使用LYTSwitch-0设计的降压转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2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未收到反馈，电源将进入自动重启（LYT0004、LYT0005和LYT0006）。

<p>参考电路原理图和图解</p>	
<p>正常工作</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$I_{FB} > 49 \mu A$ ($V_{FB} > 1.65 V$)，则跳过下一开关周期 <p>低输入电压 - 跳过非常少的周期</p> <p>高输入电压 - 跳过非常多的周期</p>
<p>自动重启 (仅LYT0004至LYT0006)</p>	<p>如果超过50 ms持续无反馈($V_{FB} < 1.65 V$)，则禁止输出开关约800 ms。</p> <p>Auto-Restart = 50 ms ON / 800 ms OFF</p>

表2. LYTSwitch-0的工作方式

降压转换器的输出电压范围

降压转换器的推荐输出电压范围受到输入电压、总线电压特性（直流或半正弦波形）和电感量的限制。

输入电压范围(VAC)	V _{OUT} 范围(V) (PF >0.5)	V _{OUT} 范围(V) (PF <0.5)
90-265或90-132	25-70	12-120
190-265	25-125	12-180

表3. 降压拓扑结构输出电压范围与输入电压和所需PF的相应关系

选择导通工作模式 – MDCM和CCM工作模式

设计开始时，选择主要为非连续导通模式(MDCM)或连续导通模式(CCM)。这一选择影响着LYTSwitch-0器件、续流二极管和电感器的选择。推荐采用MDCM模式，对于给定器件型号，要求最大输出电流的应用，

推荐采用CCM模式，但器件耗散将更高。如果有两个器件尺寸可供选择 - 小尺寸采用CCM模式或者大尺寸采用MDCM模式，选择后者将会降低器件温度并提高效率。表4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的开关输出纹波更低（对于相同的电容ESR而言）。不过，这些差异对于高PF（低C_{IN}）的LYTSwitch-0应用而言并不太重要。

降压转换器导通模式（CCM或MDCM）的选择主要取决于输入电压、输出电压、输出电流电感以及器件限流点。对于高输入电容（低PF），输入电压、输出电压和输出电流均为固定参数。LYTSwitch-0器件的限流点以及功率电感器(L)是可用来设置导通模式的设计参数。

对于低输入电容（高PF）CCM，当整流输入电压较低且器件以较大占空比工作时，周期将每半线周期出现一次。“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。

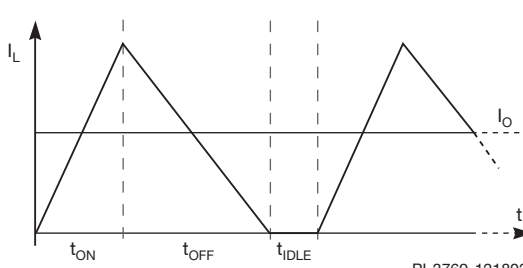
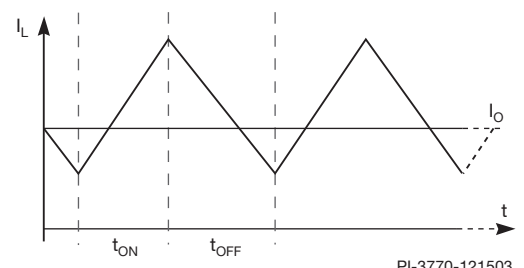
CCM与MDCM工作模式比较		
工作模式	MDCM	CCM
工作说明	 <p>PI-3769-121803</p> <p>在t_{OFF}期间电感电流降至零，当t_{IDLE} = 0时处于MDCM与CCM之间的界线处。立即跟随一个跳过周期的使能开关周期可能为CCM。</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>在整个开关周期之内，电流在电感器中持续流动。</p>
电感	成本较低 值更低，尺寸更小。	成本较高 值更高，尺寸更大。
续流二极管	成本较低 75 ns超快速反向恢复二极管。（环境温度>70 °C时≤35 ns）。	成本较高 要求使用35 ns超快速恢复二极管。
LYTSwitch-0	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。器件温度较低。	成本可能较低 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。器件温度较高。
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	通常成本较低	通常成本较高

表4. 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 – 确定系统要求 VAC_{MIN} 、 VAC_{NOM} 、 VAC_{MAX} 、 V_O 、 I_O 、 f_L

使用表3来确定：对于给定输入电压和PF，可以实现要求的输出电压。
使用表5中的值在PIXIs设计表格中输入 VAC_{MIN} 、 VAC_{NOM} 和 VAC_{MAX} 。

输入电压范围	VAC_{MIN}	VAC_{NOM}	VAC_{MAX}
仅低输入电压	90	120	132
仅高输入电压	190	230	265
宽范围 (仅推荐用于低 C_{IN} 设计， 以获得最佳输入电压 调整率)	90	180	265*

表5. AC输入电压范围

工频, f_L : 50或60 Hz

输出电压, V_O : 单位V

输出电流, I_O : 单位mA

*可以将转换器设计为在265 VAC以上工作，前提是在任何条件下都不会超过漏极引脚的最大电压额定值。设计为高于最小电感量可避免达到漏极引脚的绝对最大额定值：

$$LP_{MIN} > L_{MIN(SOA)} = \frac{V_{IN(PEAK)}}{0.9 \times I_{D(PEAK)}} \times t_{ON(MIN)}$$

其中：

LP_{MIN} : 包括公差的最小功率电感值

$L_{MIN(SOA)}$: 避免达到绝对最大漏极电流额定值的最小功率电感量

$V_{IN(PEAK)}$: 最大瞬时峰值输入电压

$I_{D(PEAK)}$: 来自数据手册的绝对最大峰值漏极电流额定值

$t_{ON(MIN)}$: 最小导通时间

第2步 – 设计输入级

输入级由可熔电阻、输入整流二极管及线滤波器网络组成。可熔电阻应为可熔阻燃型，需要（根据输入差模浪涌测试要求）选取绕线类型的电阻。可熔电阻提供严重故障保护及浪涌电流限制，并衰减差模噪声。输入整流应通过全桥实现，以避免出现显而易见的闪烁。使用4个分立二极管（如有空间可用）或使用一个带封装的全桥实现更紧凑的设计。为实现长寿命、最适输入电压调整率和高PF应用（有源方法：低输入电压下 >0.7 ，高输入电压下 >0.5 ），推荐使用 $<1 \mu F$ 的电容。根据表6估算 $C_{IN(Total)}$ ($C_{IN1} + C_{IN2}$)的值。 C_{IN1} 值较大时，可降低驱动器的差模EMI噪声。然而，使 $C_{IN1} \ll C_{IN2}$ 则可减小RMS输入电流。根据电源的实际性能调整这些值。

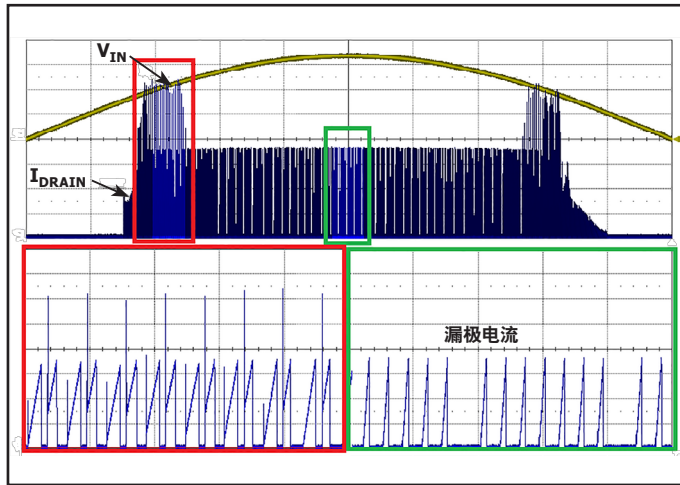
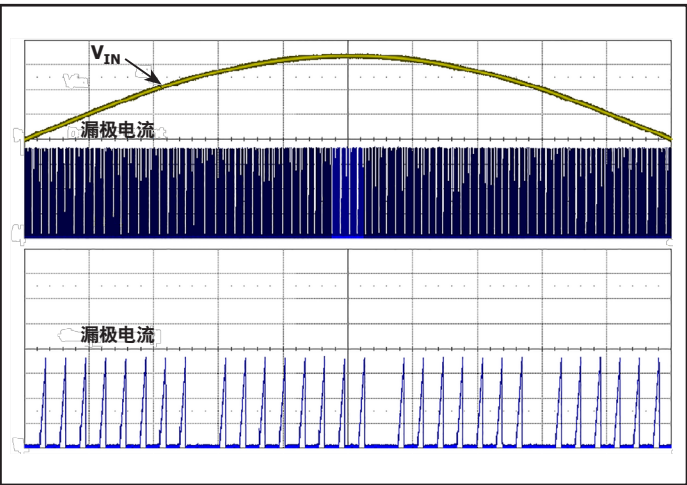
如果应用不要求高功率因数，则使用高输入电容是适当的。电解电容的成本比薄膜电容低，还可以在输入端省去MOV，并经受2.5 kV差模振铃波和500 V差模输入浪涌。另一个优势是，在整个工作温度范围内（ $-20^\circ C$ 至 $+125^\circ C$ ）的输出电流调整率（在额定输入电压下为 $\pm 5\%$ ）更佳。仅高输入电压(HLO)应用的推荐电容为 $1 \mu F/W$ ，仅低输入电压(LLO)或宽电压范围应用的推荐电容为 $2 \mu F/W$ 。

输出功率 (W)	输入电压	输出电压(VDC)	L1滤波器	$\approx C_{IN1}$	$\approx C_{IN2}$	$\approx C_{IN(TOTAL)}$
2-3	低输入电压(PF >0.7)	$>38 V$	4.7 mH	22 nF	100 nF	122 nF
2-3	高输入电压(PF >0.5)	$>25 V$	4.7 mH	22 nF	330 nF	352 nF
2-3	宽范围	$>43 V$	4.7 mH	22 nF	100 nF	122 nF
3-5	低输入电压(PF >0.7)	$>36 V$	2.2 mH	22 nF	220 nF	242 nF
3-5	高输入电压(PF >0.5)	$>25 V$	4.7 mH	47 nF	680 nF	727 nF
3-5	宽范围	$>36 V$	4.7 mH	33 nF	220 nF	253 nF
5-7	低输入电压(PF >0.7)	$>31 V$	4.7 mH	47 nF	470 nF	517 nF
5-7	高输入电压(PF >0.5)	$>25 V$	4.7 mH	47 nF	680 nF	727 nF
6-8	低输入电压(PF >0.7)	$>44 V$	4.7 mH	47 nF	330 nF	377 nF
6-8	宽范围	$>50 V$	4.7 mH	47 nF	330 nF	377 nF
>7	高输入电压(PF >0.5)	$>50 V$	4.7 mH	47 nF	470 nF	517 nF

表6. 设计表格中使用的输入电容估算参考表

参数	低 $C_{IN(TOTAL)} < 1 \mu F$	高 $C_{IN(TOTAL)} > 5 \mu F$
功率因数	高	低
输入电压调整率	最佳	良好(单输入电压范围)
输出电流温度漂移	良好	最佳
输入浪涌	要求使用MOV以达到> 500 V的要求	无需MOV
使用薄膜电容延长使用寿命	是	否
EMI	良好	最佳
输出电流纹波	高	低
要求阻断二极管与漏极引脚串联	是(如果 $V_{OUT} < 40 V$)	否
输出电压选择范围	受限(表6)	更宽(表3)
成本	低	最低

表7. 输入电容比较

图3. 低 C_{IN} 的漏极电流波形。总存在一些连续导通模式工作。图4. 高 C_{IN} 的采样漏极电流波形

第2.1步 – 阻断二极管 D_{BLOCK} ($V_{OUT} < 40 V$)

对于低输入电容，添加一个与器件串联的阻断二极管，以避免在启动和关断时产生反向电流。二极管的额定应 $\geq 200 V$ ，并且 $t_{tr} \leq 150 ns$ 。

器件	阻断二极管
LYT0002-5	BAV21或同等产品
LYT0006	RS1D或同等产品

表8. $V_{OUT} < 40 V$ 的设计的阻断二极管参考

第3步 – 根据输出电流和限流点选择LYTSwitch-0器件

确定工作模式 – 参见表4。

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。

$$I_{LIMIT_MIN} \geq 2 \times I_{OUT}$$

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%。

$$0.5 \times I_{LIMIT_MIN} < I_{OUT} < 0.8 \times I_{LIMIT_MIN}$$

请参阅产品数据手册了解LYTSwitch-0的限流点值。

第4步 – 选择旁路电容(C_{BP})

使用一个最小值为 $0.1 \mu F$ 、 $16 V_{MIN}$ 的陶瓷电容(额定工作温度 $125^\circ C$)。

第5 – 选择反馈电容(C_{FB})

电容 C_{FB} 对 R_{FB} 的电压进行滤波，该电容由纹波电流进行调制。 C_{FB} 值应足够大，这样才能降低施加到反馈引脚的纹波电压，在MDCM设计中尤其如此。所选取的 C_{FB} 值应能使 R_{SENSE} 和 C_{FB} 的时间常数(t)大于开关时长(15 μs)时间常数的20倍。 C_{FB} 的峰值电压为 $\approx V_{FB}$ (1.65 V)。这还可以通过提供并行电流通路降低 R_{FB} 的电流检测损耗。使用一个 $22 \mu F$ 、10 V陶瓷电容作为起点。

第6步 – 确定输出电感的最小电感量

PI Expert Suite设计软件中的IXIs设计表格工具用于计算精确的最小电感值和RMS电流额定值。最小电感量经计算可以在开环条件下（限制调整，并且所有开关周期使能）最低输入电压下提供110%的输出电流。在设计表格中输入 $R_{FB}=1$ 以设置开环功率计算。然后，使用目标定位功能或手动键入 LP_{MIN} ，直至：

$$LP_{TYP} = LP_{MIN} \times (1 + L_{TOL})$$

将该值作为电感值的最小参考。然后：

$$I_{O_VAC_MIN} = 1.1 \times I_{OUT}$$

其中：

- $I_{O_VAC_MIN}$: 最低AC输入电压下的输出电流。
- LP_{TYP} : 功率电感器的额定电感量。
- LP_{TOL} : 功率电感器的公差。

第7步 – 选择输出电感器的类型

确定将使用铁氧体/自定义电感器还是标准电感器。（如果计算出的典型电感值非常接近标准电感器的电感值，则使用标准电感器）。考虑最终设计所采用的外壳 – 它是否会产生潜在的磁通短路？如果壳体是完全密闭的金属壳，使用屏蔽磁芯比较好。表9提供了标准电感器的值。选择下一个最接近（更高）的电感值和电流作为输出规格。考虑标准鼓状磁芯/工字型（I磁芯）电感器的公差，以及电感随着电流增大的下降量。使用-20%的公差以应对最差情况。

市售现成标准电感器的值

680 μ H	2.2 mH
820 μ H	2.7 mH
1 mH	3.3 mH
1.2 mH	3.9 mH
1.5 mH	4.7 mH
1.8 mH	5.6 mH

表9. 标准电感器的值

推荐所选电感器的值更接近 LP_{MIN} 而非 $1.5 \times LP_{MIN}$ ，因为直流电阻更小并且RMS额定值更高。680 μ H的更低限值可控制最大 di/dt ，防止在265 VAC输入下产生非常高的峰值电流值。

$$680 \mu H < LP_{MIN} < L < 1.5 \times LP_{MIN}$$

如果尺寸是个问题，使用自定义电感器更为合适。该电感器能比标准电感器更好地屏蔽和维持电感量。

在确定电感器的类型之后，计算实际最小电感量(LP_{MIN})。然后将该值用到PIXIs中。

第8步 – 选择反馈检测电阻(R_{FB})

所选取的 R_{FB} 值应能在反馈引脚的电压达到 V_{FB} (1.65 V)时使输出电流在不同电压下得以调整和优化。该电压是反馈引脚电压(V_{FB})和49 μ A阈值吸收电流的指定电压。

使用第6步中的电感值，通过目标定位功能或手动输入可产生 $I_{O(AVERAGE)}$ 的最接近值可计算出 R_{FB} 。

输出线电压调整率在PIXIs设计表格的底部估算。

*注：在开环工作期间($R_{FB}=1$)，输出电流随输入电压而升高。请注意观察，随着 R_{FB} 增大，有一个 $I_{O(AVERAGE)}$ 在此将开始下降的点。增大 R_{FB} ，直至达到目标输出电流。这可以避免在正常工作期间意外触发自动重启动。

R_{FB} 的功率额定值为：

$$P_{RFB} = \frac{1.65 V^2}{R_{FB}}$$

第9步 – 选择续流二极管

通常对LED照明应用而言，驱动器的内部环境温度为80 $^{\circ}$ C，因此推荐使用超快速二极管（其 $t_{RR} \leq 35$ ns）。

选择续流二极管的峰值反向电压(PIV)，裕量为25%：

$$V_{PIV} > 1.25 \times V_{MAX}$$

该二极管必须能够传导满载电流。由此：

$$I_F > 1.25 \times I_{OUT}$$

第10步 – 选择输出电容

该驱动器没有输出电容限制。它能在100 nF至电路板所能适应的最大电容值范围内工作。对于长寿命LED驱动器应用而言，驱动器可以采用非电解输出电容。为限制输出电容，LED的最大峰值电流将等于IC的限流点。对于灯管应用，可能需要使用一个100 nF电容或共模扼流圈来降低由LED灯串尺寸造成的辐射和传导噪声。

在LED电流受到限制的一些应用中，推荐使用电解电容。在这种情况下，选择RMS额定值为 I_{OUT} 的80%的最小电容。输出电流纹波与LED负载的输出电容和电阻成反比。推荐使用实际LED负载来完成设计。

由于具有低输入电容，输出电流纹波由输入工频决定。输出电流纹波的频率是输入工频的两倍，如图5和图6所示。

对于非PF应用（高输入电容），应根据输出电流纹波要求选择输出电容，并且输出电容通常由电容的ESR决定。估算方法如下：

$$ESR_{MAX} = \frac{R_D \times I_{OUT_RIPPLE}}{I_{LIM}}$$

其中， R_D 是LED负载的总电阻， I_{OUT_RIPPLE} 是最大输出纹波规格， I_{LIMIT} 是LYTSwitch-0的限流点。电容的ESR值应在开关频率(66 kHz)下指定。

第11步 – 选择假负载电阻（可选）

假负载电阻对于LED驱动器应用而言不是必需的，除非需要通过快速输出衰减来消除持续输出。

第12步 – 选择过压保护（可选）

在实际工作中（LED替换灯），负载始终保持连接，因此可去掉OVP电路以节省成本。为防止在测试中（制造过程中）因断载而出现输出过

冲，可对输入施加40 VAC的电压；如果测不到输出电流，则说明负载未连接。这种测试允许对电路板进行安全无损的初始上电，而不需要过压保护电路。

图7所示为一种成本最低的简单方法，即在输出端子之间添加一个齐纳稳压管VR1。出现空载时，齐纳稳压管将发生短路并对输出电容提供保护。齐纳稳压管短路电流将受到IC U1限流点的控制。请注意，发生过压后，需要更换齐纳稳压管。

图8所示为一个自动恢复电路，当AC输入重新上电2s后，电源将在负载连接后恢复正常功能。其优点是空载功耗最低且电路可复位。

图9所示为恒压工作配置。负载可以在没有AC重新上电时连接。其缺点是输出需要一些假负载电阻，而这会降低效率。可以用与电阻串联的额定值正确的齐纳稳压管来替代假负载，以此提高效率。

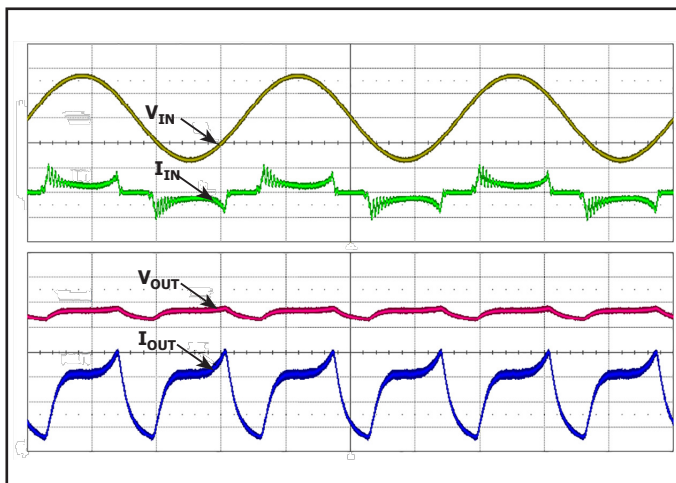


图5. 低输入电容的采样波形

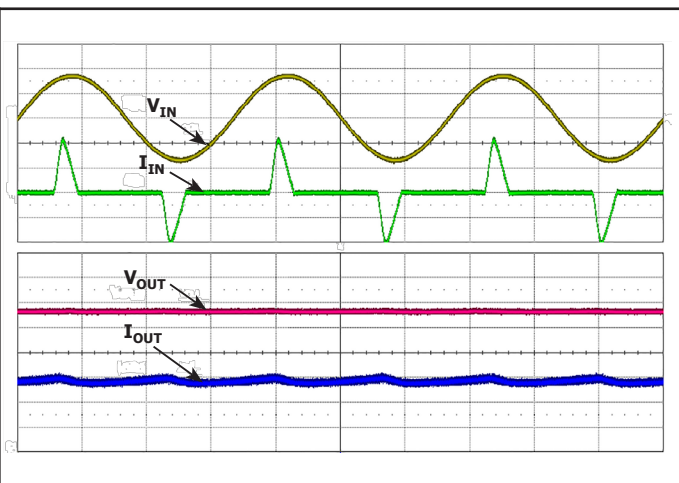


图6. 高输入电容的采样波形

OVP保护	优点	缺点
稳压管	<ol style="list-style-type: none"> 1. 成本最低，简单。 2. 空载时$V_{OUT} \approx 0$ V; 安全。 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 非自动恢复。要求更换齐纳稳压管以维持功能正常。
SCR锁存	<ol style="list-style-type: none"> 1. 自动恢复。 2. 空载功耗最低。 3. 空载时$V_{OUT} \approx 0$ V; 安全。 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 成本。 2. 要求通过AC重新上电进行恢复。 <p>注：齐纳稳压管在下一AC功率周期后也可能发生开路失效。</p>
恒压模式	<ol style="list-style-type: none"> 1. 热插，负载可随时连接。 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 功耗更高。 2. 在空载下存在残余电压。 3. 成本。

表10. OVP电路选项汇总

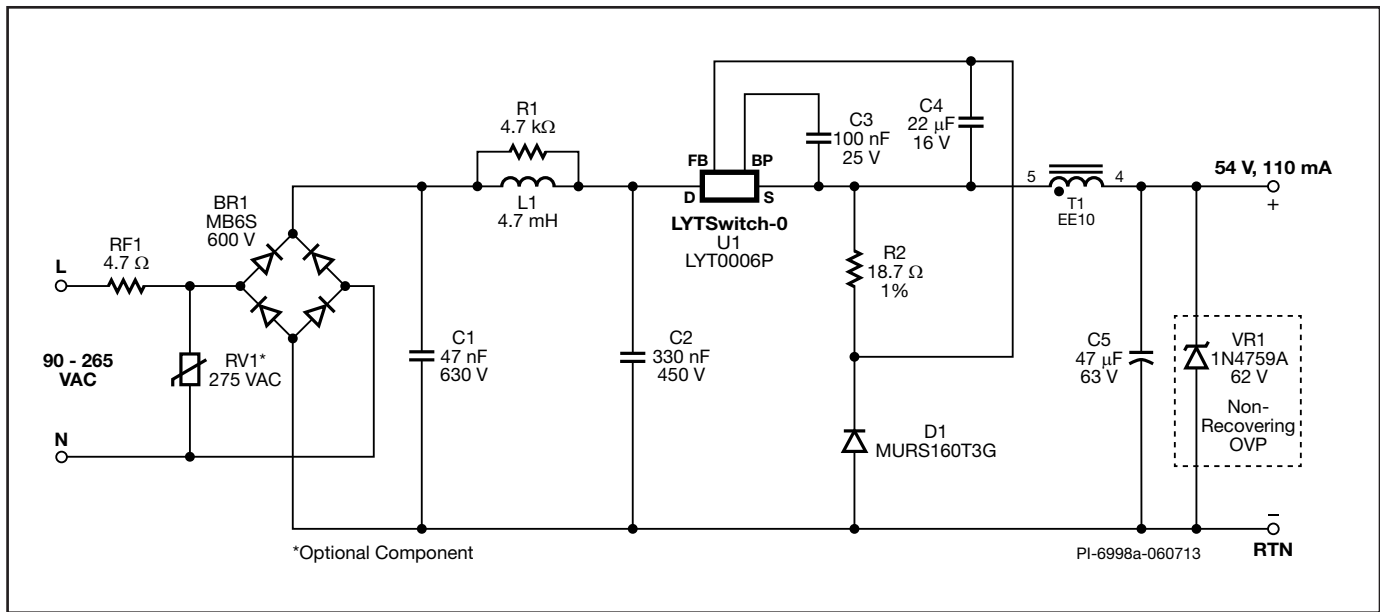


图7. 使用齐纳稳压管的最低成本断载保护

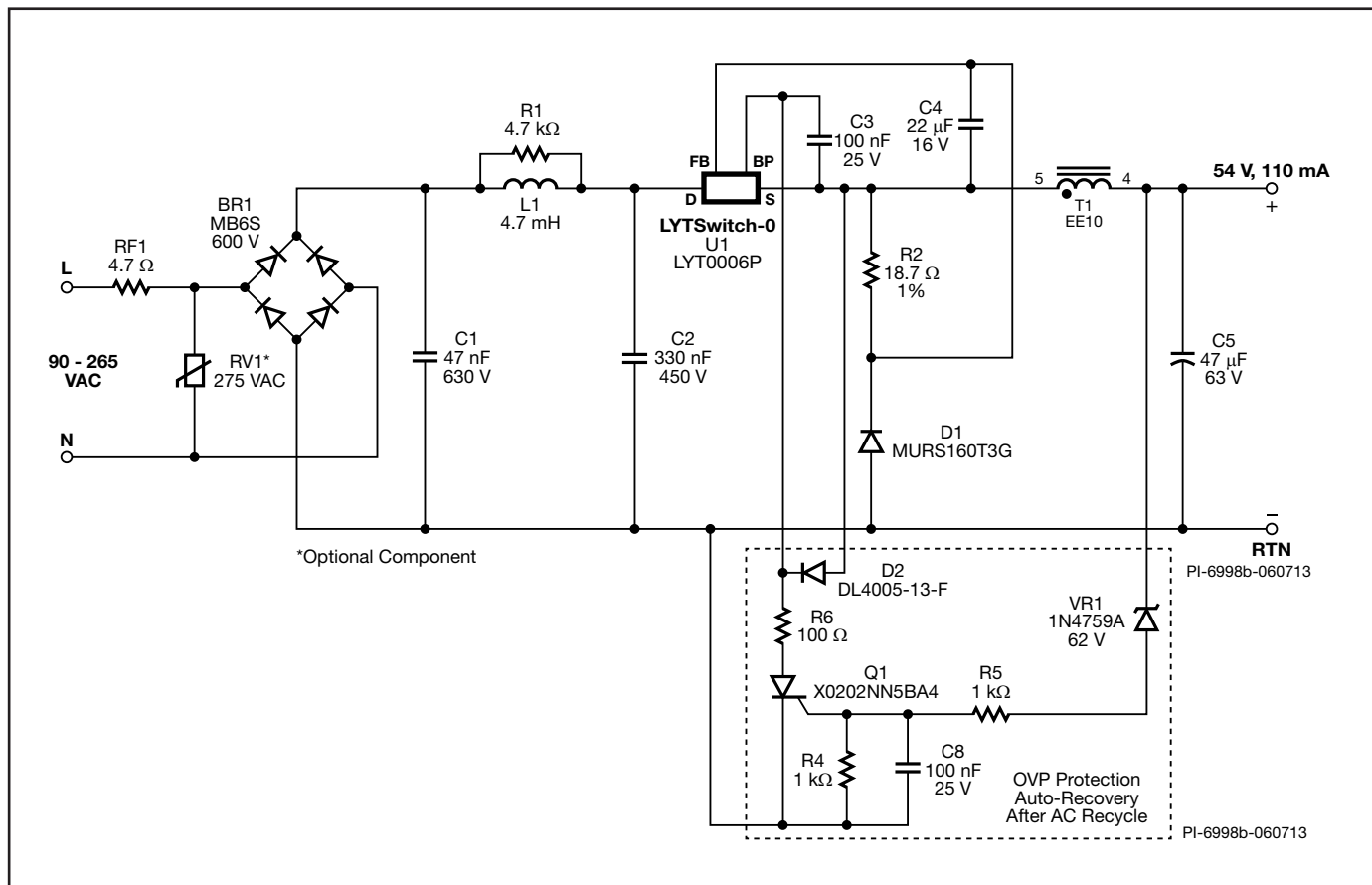


图8. 使用SCR的自动恢复断载保护

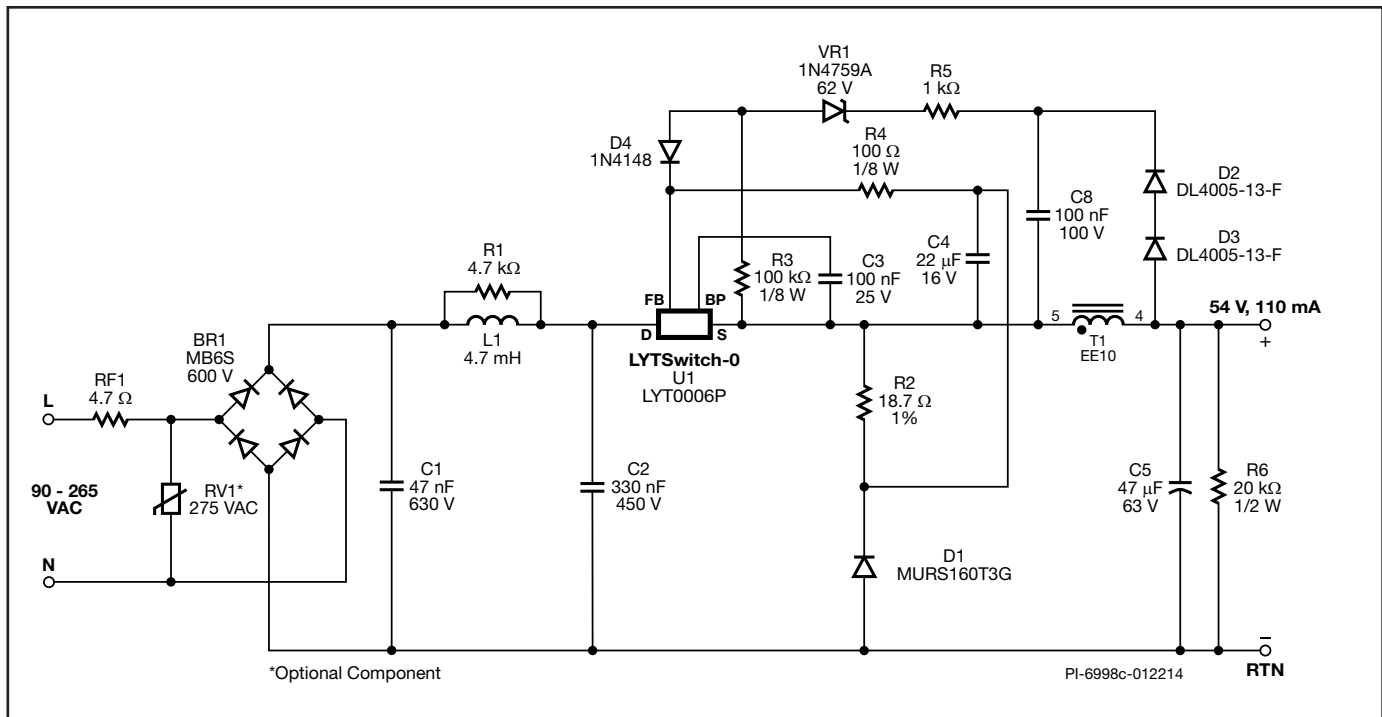


图9. 恒压(CV)模式过载保护

其它信息

最适输出电压

将输出电压（LED灯串）确定在最适范围内（如果可能），可实现最具成本效益的设计。对于仅低输入电压(LLO)应用，电压范围介于50 V至70 V；对于仅高输入电压(HLO)应用，电压范围介于80 V至120 V。

最适电感量

以尽可能最低的电感量(MDCM)进行设计，可降低由输出二极管前沿尖峰导致的开关损耗。

始终检查电感器的电压额定值，防止在磁芯和绕组之间产生电弧。有些标准电感器的额定值低于200 V。绝缘损坏和电弧是造成故障的潜在根源。

音频噪声

出现音频噪声时浸渍磁性元件。减小电感量进一步限制音频噪声。通常，鼓状磁芯比较安静，因为绕组面积受控并且绕组区域的覆盖更均匀。

热环境

为确保良好的热性能，源极引脚的温度应维持在100 °C以下。在最大工作环境温度下构建和测试电源，确保有足够的热裕量。

在灯泡设计中使用的所有元件的温度额定值均应高于100 °C。

根据最大工作温度对所有电阻进行相应降额。通常，电阻的功率额定值在70 °C以上时将开始降低。

推荐的布局注意事项

承载大电流的走线应尽可能地短和宽。正是这些走线连接了输入电容、LYTSwitch-0和续流二极管。

大部分市售现成电感器都采用鼓状磁芯或工字型磁芯。此类电感器不提供屏蔽，可能是差模噪声耦合的来源。应考虑将电感器尽可能远离AC输入端和EMI滤波器放置。

将非屏蔽的EMI滤波电感器远离卡口/螺口（灯泡应用）放置，以免造成电感器磁通短路。

修订版本	注释	日期
A	初始版本。	01/15
B	更新版本换用了新的品牌风格。	03/15

了解最新信息. 请访问我们的网站: 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, LinkSwitch, LYTSwitch, InnoSwitch, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, LinkZero, HiperPFS, HiperTFS, HiperLCS, Qspeed, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, FluxLink, StakFET, PI Expert and PI FACTS are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2015, 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

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 Kanagwan
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