

应用指南AN-50

LinkSwitch-PL™产品系列



设计指南（反激式拓扑结构）

简介

LinkSwitch-PL系列高集成度单片离线式开关IC适合LED照明应用,可设计出单级隔离（或非隔离）、带功率因数校正的恒流输出驱动器。非隔离设计与低成本的可控硅调光器兼容,可提供>300:1的调光范围。低元件数可轻松满足LED替换灯设计的空间受限要求（例如,A19和蜡烛灯的尺寸）,同时>0.9的PF、低THD值和谐波输入电流可使单个驱动器设计适用于全球范围。

范围

本应用指南旨在帮助工程师设计为LED负载提供恒流驱动的隔离或非隔离的AC-DC电源。本应用指南提供详细指导,介绍如何使用PI Expert™软件的组件PIXIs设计表格、如何选择关键元件以及如何优化设计（特别是针对可控硅调光器的设计）。LinkSwitch-PL同时适用于反激式和降压-升压式拓扑结构,但本文档仅谈及反激式拓扑结构。

对于如何用PIXIs设计表格进行升压-降压式拓扑结构设计的支持,我们已做计划,将在单独的应用指南中提供。除了本应用指南之外,读者还会发现参考设计套件(RDK)非常有用。每个套件中都包括功能完备的工程原型样板、工程报告及器件样品。有关如何下载PI Expert软件、获取RDK以及回顾其他设计范例报告(DER)的更详尽信息,请访问www.powerint.com。

基本电路结构

下图是一款可控硅调光、非隔离LED驱动器的典型应用电路图。要求与可控硅相位角调光器接口的电路功能块被标注为Passive Damper（无源衰减电路）、Active Damper（有源衰减电路）和Bleeder（泄放电路），对于非调光应用可将其移除。

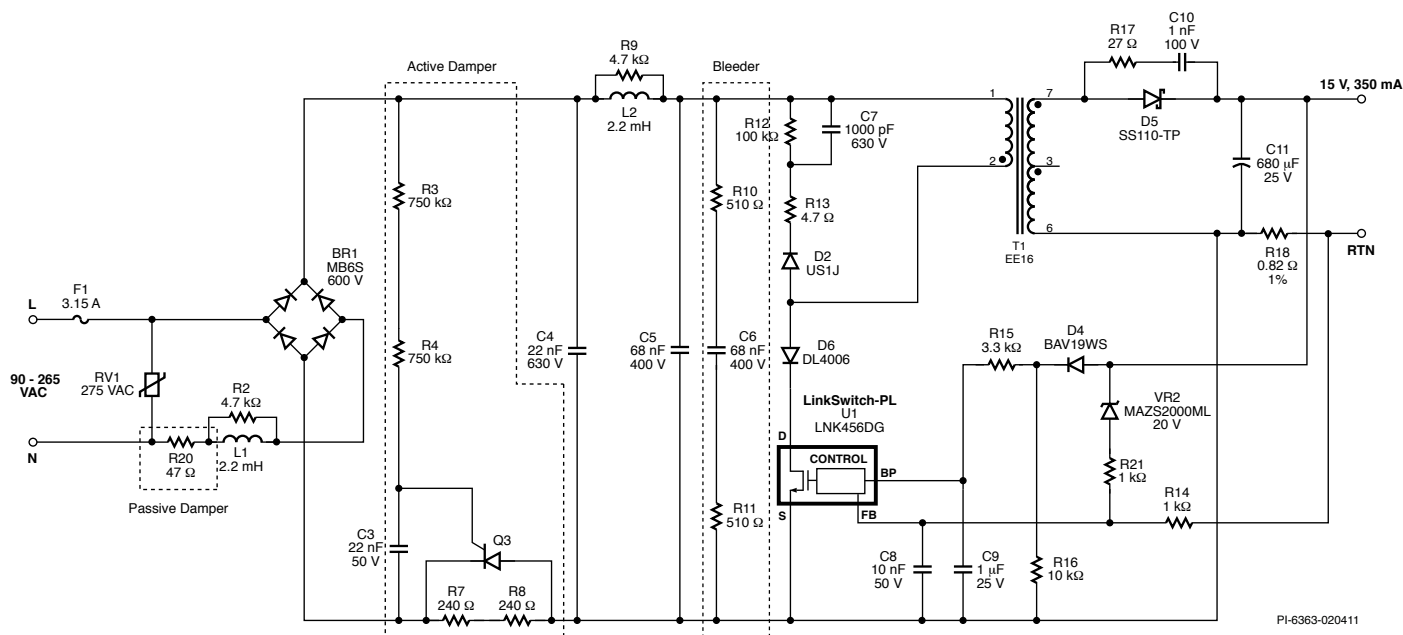


图 1. 采用LinkSwitch-PL器件设计的典型可控硅调光应用电路图

快速入门

熟悉电源设计和Power Integrations设计软件的读者可以选择跳过后面所述的详细设计方法，使用以下信息快速设计变压器并选择第一个原型所需的元件。对于此设计方法，只要将如下所述的信息输入PIXIs表格，其它参数就会由PIXIs表格根据典型的设计要求自动选取出来。方括号当中的数值表示PIXIs表格中单元的位置（可在PIXIs软件中看到）。

- 输入交流输入电压范围，包括最小值 VAC_{MIN} 、最大值 VAC_{MAX} 及最低交流输入频率 f_L [B3, B4, B5]
- 输入额定输出电压 V_O [B6]
- 输入额定输出电流 I_O [B9]
- 输入效率估计值[B10]
- 输入损耗分配因子Z [B11]
- 单击单元格[B12]选择壳体类型，单击向下箭头选择“开放式”或“替换灯”应用
- 通过下拉菜单或直接输入“是”或“否”选择调光或非调光设计[B13]
- 输入输出二极管正向电压降[B15]。快速或超快速二极管取值0.7 V，肖特基二极管取值0.5 V
- 如果有任何警告显示，请按照设计表格F栏中的以下说明更改设计
- 按照变压器结构页签上的指导构建变压器
- 选择关键元件。参见步骤3和6
- 制作原型并根据需要反复调整设计。用测量的实际结果替换设计表格中原来假设的参数（比如效率）
- Power Integrations提供了变压器原型服务以及指向其他供应商的链接 - 有关详细信息，请参阅www.powerint.com/componentsuppliers.htm。

变压器设计步骤

第1步. 输入应用变量 VAC_{MIN} , VAC_{MAX} , f_L , V_O , $V_{O(MIN)}$, $V_{O(MAX)}$, I_O , η , Z, 壳体、调光应用、 P_O 及 V_D

从表1当中确定输入电压范围。

额定输入电压 (VAC)	VAC_{MIN}	VAC_{MAX}	注释
100/115	85	132	日本/美国
30/240	195	265	欧盟/多个国家
277	250	308	全球单相
通用	85	265	美国三相

表 1. 输入电压范围

线电压（输入电压）频率， f_L

对于通用输入电压或单电压230 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100 VAC输入取值50 Hz。线电压频率并非直接设计参数，但在设计表格中用来正确计算初级RMS电流等参数。

额定输出电压， V_O (V)

输入额定输出电压。

推荐的典型工作电压范围是 $V_O \pm 25\%$ 。作为对比，预计的LED灯串电压变化（包含容差和温度影响） $< \pm 15\%$ 。考虑到下面的实际限制因素，输出电压的变化幅度可能会更大。

最小输出电压， $V_{O(MIN)}$

输入LED灯串的最小电压。

最小输出电压由输出功率水平决定，此时会在高压条件下发生周期跳频。周期跳频工作可维持输出电流调整率，但会降低PF和THD值。当输出电流检测电阻（图1中的R18）上的电压约为520 mV时发生周期跳频。如果所输入的输出电压会导致周期跳频，将会显示警告信息。

最大输出电压， $V_{O(MAX)}$

输入LED灯串的最大电压。

实际限制因素由最大峰值漏极电压（发射输出电压的作用）决定。

额定输出电流， I_O (A)

输入平均输出电流。 I_O 所需的平均输出电流。转换器的输出电流为DC电流，作为AC元件伴随有明显的线电压频率纹波。纹波幅度将由输出电容和负载电阻的大小决定。

ENTER APPLICATION VARIABLES					
VACMIN	85		85	V	Minimum AC input voltage
VACMAX	265		265	V	Maximum AC input voltage
FL			50	Hz	Minimum line frequency
VO	15.00		15.0	V	Nominal Output Voltage
VO_MIN			15.0	V	Minimum output voltage tolerance
VO_MAX			15.0	V	Maximum output voltage tolerance
IO	0.40		0.400	A	Average output current
η			0.7	%/100	Total power supply efficiency
Z			0.5		Loss allocation factor
Enclosure	Open Frame		Open Frame		Enclosure selections determines thermal conditions and maximum power
Dimming Application	Yes		Yes		Dimming applications generally require lower flux density to avoid audible noise problems
PO			6.00	W	Average output power
VD			0.5	V	Output diode forward voltage drop

图 2. LinkSwitch-PL设计表格中应用变量的选择

电源效率, η

输入整个电源的估计效率, 是在最差输入电压条件下由输出端测得的效率。在最高或最低输入电压下将出现最差条件。起始值取78%, 直到原型可以测量为止。

电源损耗分配因子, Z

此参数表示电源初级侧及次级侧损耗所占的比例。 Z 参数和效率参数决定了功率级要处理的实际功率。例如, 功率级(通过变压器传输)不会处理在输入级(EMI滤波器、整流电路、衰减电路、泄放电路等)的损耗, 因此尽管输入级的损耗降低了效率, 但这并不会影响变压器的设计。

$$Z = (\text{次级侧损耗}) / (\text{总损耗})$$

初级侧损耗的例子包括输入整流器损耗、EMI滤波器损耗、MOSFET导通损耗以及初级侧绕组损耗。次级侧损耗的例子包括次级二极管损耗、次级绕组和磁芯损耗, 以及与初级箝位电路和偏置绕组相关的损耗。

起始值: 非调光设计取0.5, 调光设计取0.4。

壳体

选择“开放式”或“替换灯”。开放式壳体允许在设计表格发出热告警之前使用更高的输出功率。根据假定, 替换灯应用中的热量由LED负载自身产生, 这会降低所允许的器件热耗散, 从而降低输出功率。

调光应用

对于LED调光输入“是”, 对于非调光应用输入“否”。

平均输出功率, P_o (W)

这是在 V_o 和 I_o 下的平均输出功率。

输出二极管正向电压降, V_D (V)

输入估计的输出二极管正向电压降。超快速整流管取值0.7, 肖特基二极管取值0.5。

输出功率表

产品	85-265 VAC	
	最小输出功率	最大输出功率
LNK454D	1.5 W	3 W
LNK456D	3 W	6 W
LNK457D/K/V	4 W	8 W
LNK458K/V	6 W	11.5 W
LNK460K/V	8 W	16 W

表 2. 输出功率表

串联的 LED 灯数	输出电流			
	350 mA	500 mA	700 mA	1000 mA
1	LNK454	LNK454	LNK454	LNK456
2	LNK454	LNK456	LNK456	LNK457
3	LNK456	LNK456	LNK457	LNK458
4	LNK456	LNK457	LNK458	LNK460
5	LNK457	LNK458	LNK460	
6	LNK457	LNK458	LNK460	
7	LNK458	LNK460		
8	LNK458	LNK460		
9	LNK458	LNK460		
10	LNK460			
11	LNK460			
12	LNK460			

表 3. 器件的选择基于输出LED灯串的长度以及电流大小。假设每个LED灯的典型压降值为3.5 V

第2步. 输入LinkSwitch-PL设计变量**器件**

输入所需的器件或选择“自动”(自动选择器件)。表2和表3根据输出功率、LED驱动电流和每个灯串(V_o)的LED数提供了指导。

从表2或表3中选择器件。

反射输出电压, V_{OR} (V)

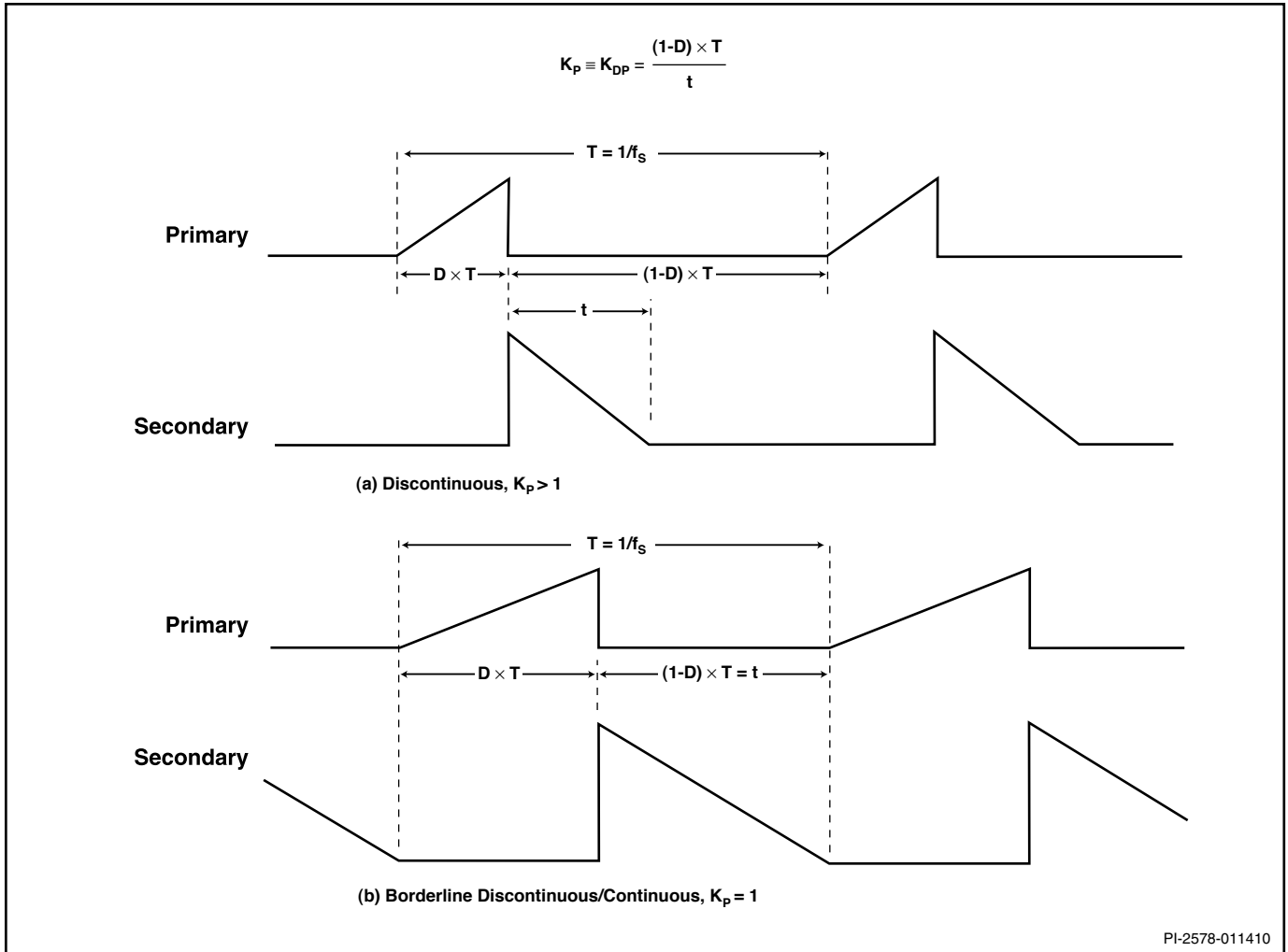
V_{OR} 是反射回初级绕组的输出电压。 $V_{OR} = (V_o + V_D) \times (N_p/N_s)$ 。

匝数比

变压器的初次级匝数比(N_p/N_s)。

LinkSwitch-PL DESIGN VARIABLES					
Device	Auto		LNK457		Chose device PO max in Open Frame: 7.36W, PO Max in Retrofit Lamp: 6.89 W.
VOR			102.3	V	Reflected output voltage
Turns Ratio			6.6		Primary to secondary turns ratio
TON			3.32	us	Expected on-time of MOSFET at low line and PO
FSW			122.1	kHz	Expected switching frequency at low line and PO
Duty Cycle			40.6	%	Expected operating duty cycle at low line and PO
VDRAIN			569	V	Estimated worst case drain voltage at VACMAX and VO_MAX
IRMS			0.161	A	Worst case primary RMS current at VO
IPK			0.834	A	Worst case peak primary current at VO
ILIM_MAX			1.020	A	Device peak current
KDP			1.25		Ratio between off-time of switch and reset time of core at VACMIN

图 3. 设计表格中的设计变量部分

图 4. 非连续模式电流波形, $K_p \geq 1$ **MOSFET导通时间, t_{ON} (μs)**

输入电压为 V_{AC_MIN} 时MOSFET的最小导通时间。本参数仅供参考。

开关频率, F_{SW}

输入电压为 V_{AC_MIN} 时预计出现的最大开关频率。

占空比

输入电压为 V_{AC_MIN} 时预计的最大占空比。

 V_{DRAIN} (V)

预计的最大MOSFET漏极电压。该电压假定典型设计具有额定变压器漏感和一个设计合理的漏极箝位电路。

初级RMS电流, I_{RMS} (A)

计算出的最大初级RMS电流。该电流是在整个AC周期内的 V_{AC_MIN} 和 V_{AC_MAX} 下计算得出的, 取两个显示值中的较大者。

初级峰值电流, I_{PK} (A)

计算出的峰值漏极电流。

器件峰值电流, $I_{LIM(MAX)}$ (A)

器件的最大内部限流点。

关断时间与复位时间的比值, K_{DP}

开关的关断时间与磁芯的复位时间的比值。

第3步. LinkSwitch-PL外围元件计算**输出电流检测电阻, R_{SENSE}**

R_{SENSE} 是计算出的、将输出电流设置为所输入 I_o 值所必需的输出电流检测电阻值。当原型构造完成后, 输入不同的值将更改平均输出电流。必须将该更改输入设计表格, 也即更改设计表格“应用变量”部分中 I_o 的值。

标准 R_{SENSE}

该值是最接近标准1%的 R_{SENSE} 值。

检测电阻的功耗, P_{SENSE} (W)

该值是计算出的 R_{SENSE} 功耗。 $P_{SENSE} (P_{SENSE} = I_o^2 \times R_{SENSE})$ 。

LinkSwitch-PL EXTERNAL COMPONENT CALCULATIONS					
RSENSE			0.725	Ohms	Output current sense resistor
Standard RSENSE			0.73	Ohms	Closest 1% value for RSENSE
PSENSE			0.116	W	Power dissipated by RSENSE

图 5. 设计表格中外围元件的计算

第4步. 输入变压器磁芯/结构变量

ENTER TRANSFORMER CORE/CONSTRUCTION VARIABLES					
Core Type	EE19		EE19		Core Type
Core Part Number			PC40EE19-Z		Core Part Number (if Available)
Bobbin Part Number			BE-19-118CPH		Bobbin Part Number (if available)
AE			23.00	mm ²	Core Effective Cross Sectional Area
LE			39.40	mm	Core Effective Path Length
AL			1250	nH/T ²	Ungapped Core Effective Inductance
BW			9	mm	Bobbin Physical Winding Width
L			3		Number of primary winding layers
NS			18	Turns	Number of Secondary Turns

图 6. 设计表格中的变压器磁芯/结构变量

磁芯类型

输入磁芯类型。如果输入的磁芯类型已存在于设计表格数据库中，则 A_E 、 L_E 、 A_L 和 BW 的值将显示在设计表格的输出栏。如果输入的磁芯在数据库中不存在，请输入以下值。

磁芯等效截面积， A_E (mm²)

输入磁芯的等效截面积。

磁芯等效路径长度， L_E (mm)

输入磁芯的等效路径长度。

无气隙磁芯等效电感量， A_L (nH/T²)

输入磁芯的无气隙电感量常数(nH/T²)。

骨架绕组宽度， BW (mm)

输入骨架的绕组宽度。在隔离设计（仅非调光应用）中，将 BW 值减去所用的胶带总安全边距（230VAC时为6.4mm，115VAC时为4 mm）。

初级绕组层数， L

输出所需的初级绕组层数。为使漏感保持在可控水平，建议初级层数保持为3或以下。如果“变压器初级绕组设计参数”部分中的CMA小于200 Cmls/A（大于9.75 A/mm²），则使用更大的磁芯尺寸。

次级绕组匝数， N_S

此参数为次级绕组的匝数。

第5步. 变压器的初级侧设计参数

初级电感量， L_P (mH)

此参数为要求的额定初级电感。

初级电感容差， L_P

此参数为初级电感容差规格。默认值为10%。

初级绕组匝数， N_P

此参数为要求的初级绕组匝数。

开气隙后的磁芯等效电感量， A_{LG} (nH/T²)

此参数为开气隙后的磁芯等效电感量。

工作磁通密度， B_M (高斯)

为防止磁芯饱和，最大建议磁通密度为3000高斯(0.3 T)。在调光应用中，建议使用2000高斯(0.2 T)的值来降低音频噪声。

BAC

在最差条件下，磁芯损耗曲线中的交流磁通密度（0.5 × 峰值到峰值）。

TRANSFORMER PRIMARY DESIGN PARAMETERS					
LP			0.660	mH	Primary Inductance
LP Tolerance			10	%	Tolerance of Primary Inductance
NP			120	Turns	Primary Winding Number of Turns
ALG			46	nH/T ²	Gapped Core Effective Inductance
BM			1995	Gauss	Operating Flux Density
BAC			998	Gauss	Worst case AC Flux Density for Core Loss Curves (0.5 X Peak to Peak)
BP			2683	Gauss	Calculated Worst Case Peak Flux Density (BP < 3600 G)
LG			0.631	mm	Gap Length (Lg > 0.1 mm)
BWE			27	mm	Effective Bobbin Width
OD			0.23	mm	Maximum Primary Wire Diameter including insulation
INS			0.04	mm	Estimated Total Insulation Thickness (= 2 * film thickness)
DIA			0.18	mm	Bare conductor diameter
AWG			33	AWG	Primary Wire Gauge (Rounded to next smaller standard AWG value)
CM			51	Cmls	Bare conductor effective area in circular mils
CMA			315	Cmls/Amp	Primary Winding Current Capacity (200 < CMA < 500)
Primary Current Density (J)			6.34	A/mm ²	Primary Winding Current density (3.8 < J < 9.75 A/mm ²)

图 7. 设计表格中的变压器初级绕组设计参数

峰值磁通密度, B_p (高斯)

这是可能在启动时或在瞬态输入或负载变化条件下出现的峰值磁通密度。建议采用3600高斯(0.36 T)的限值,以防止出现磁芯饱和,特别是在磁芯工作温度比较高的设计中。

磁芯气隙, L_g (mm)

此参数为对应初级电感所需的磁芯气隙长度。在实验室中对磁芯开气隙时此参数非常有用。在向供应商指定变压器规格时,应使用 A_{Lg} 。

骨架宽度, BWE (mm)

此参数为等效骨架宽度。它由骨架宽度乘以初级绕组的层数计算得出。

初级绕组线径, OD (mm)

此参数为适合于BWE的最大初级绕组线径。如果与表格计算得出的值不同,可以输入实际OD值。这样可以提高初级绕组电流密度计算的精度。

绝缘层厚度, INS (mm)

此参数为适用于初级绕组线径的估计总绝缘层厚度(=2×绝缘层厚度)。此参数用于计算裸铜线厚度(DIA)。

DIA (mm)

此参数为将以指定层数适用于骨架的最大裸铜线厚度。

AWG

推荐的初级绕组线规。

CM

初级裸线的等效面积Cmils。

CMA

CMA为初级导线的电流容量。如果CMA小于200 Cmils/Amp(>9.75 A/mm²),效率将会下降,变压器温升可能无法接受。为增大CMA,应通过减小次级匝数(N_s)来增大初级层数(L)或提高最大

磁通密度(B_m)。如果初级层数(L)为3层且最大磁通密度(B_m)为3000高斯,则必须使用更大的变压器磁芯来增大CMA。

初级电流密度(J)

初级电流密度与CMA相关。建议将电流密度保持在3.8 A/mm²和9.75 A/mm²之间。

第6步. 变压器的次级侧设计参数**次级峰值电流, I_{sp} (A)**

此值通过输出整流管和输出开关噪声电压决定峰值电流($I_{sp} \times$ 输出电容的ESR)。

次级绕组电流, I_{SRMS} (A)

次级绕组RMS电流。

输出电流, I_o (A)

I_o 为平均输出电流。选择一个电流额定值等于或大于此值的输出二极管。

峰值反向电压, PIVs (V)

此值是施加到输出整流管的次级峰值反向电压。PIVS值包含了针对反向恢复电压尖峰的10%裕量。选择一个电压额定值等于或大于此值的二极管。

CMS1

推荐的输出绕组裸线,单位为圆密耳。

AWGS (mm)

推荐的输出绕组线规。

DIAS (mm)

推荐的最小裸线直径。

最大线径, ODS (mm)

最大外径(使用三层绝缘线时非常有用)。注释:只有隔离设计才要求使用三层绝缘线。

SECONDARY DESIGN PARAMETERS					
ISP			5.56	A	Worst Case Peak Secondary Current
ISRMS			1.23	A	Worst Case Secondary RMS current
IO			0.40	A	Output Current
PIVS			71.8	V	Peak Inverse Voltage at VO_MAX on output diode
CMS1			246	Cmils	Output Winding Bare Conductor minimum circular mils
AWGS			26	AWG	Wire Gauge (Rounded up to next larger standard AWG value)
DIAS			0.41	mm	Minimum Bare Conductor Diameter
ODS			1.50	mm	Maximum Outside Diameter for Wire

图 8. 设计表格中的次级绕组设计参数

LinkSwitch-PL应用范例

图9中的电路可在15 V LED灯串电压下提供350 mA单路恒流输出。使用标准的AC市电可控硅调光器可将输出电流降低至1% (3 mA)，这不会造成LED负载性能不稳或发生闪烁。该电路可同时兼容低成本的前沿调光器和更复杂的后沿调光器。

该电路用于在通用AC输入电压范围内（85 VAC至265 VAC，47 Hz至63 Hz）进行工作，但在0 VAC至300 VAC的输入电压范围内也不会造成损坏。这可以提升现场应用可靠性，延长在线电压跌落和浪涌条件下的使用寿命。基于LinkSwitch-PL的设计可提供高功率因数（在115 VAC / 230 VAC下 >0.9 ）和低THD（在230VAC下 $<15\%$ ，在115VAC下 $<10\%$ ），这有助于满足所有现行国际标准的要求，可使单个设计全球通用。

该电源所选用的外形可满足标准梨形(A19) LED替换灯的要求。输出采用非隔离设计，要求外壳的机械设计能够同时将电源和LED负载与用户隔离。

AC线路可控硅调光器接口电路

对于用低成本的可控硅前沿相控调光器提供输出调光的要求，我们需要在设计时进行全面权衡。

由于LED照明相对于白炽照明的功耗非常低，灯所吸收的电流要小于可控硅调光器的维持电流。这样会产生调光范围受限和/或闪烁等不良情况。可控硅导通时对输入电容进行充电的浪

涌电流会造成电流振荡。这同样会造成类似不良情况，因为振荡会使可控硅电流降至零值，并在剩下的AC周期内关断，或快速导通和关断。

为克服这些问题，设计中包括三个电路功能块 – 一个无源衰减电路、一个有源衰减电路和一个泄放电路。这些功能块的缺点是会增大功耗，从而降低电源的效率。在本设计中，所选取的值可在一个灯连接到一个调光器的高压输入情况下，实现无闪烁工作。对于多个灯并联或在低压(100/115 VAC)下实现无闪烁工作的情况，可以对这些值进行优化以降低功耗并提升效率。

由于这些功能块仅适用于调光应用，对于非调光设计，可以省略这些元件，用跳线替代R7、R8和R20。

有源和无源衰减电路

电阻R20所形成的无源衰减电路与有源衰减电路一道，用于限制在每个半周期可控硅导通时所产生的峰值浪涌电流。这可以防止输入电流振荡，而输入电流振荡会导致可控硅电流降至零，从而使可控硅关断。当可控硅在同一AC周期内多次导通和关断时，会导致输出LED负载出现闪烁和/或微闪。该电阻应为阻燃电阻，以便在单点故障（例如桥式二极管故障）时安全失效。在可控硅导通角为90度时出现最差耗散。

有源衰减电路在每个AC半周期通过输入整流管连接串联电阻（R7和R8），在剩下的AC周期则通过并联SCR (Q3)绕过该电阻。电阻R3、R4和C3决定Q3导通前的延迟时间，然后将衰减电阻R7和R8短路。

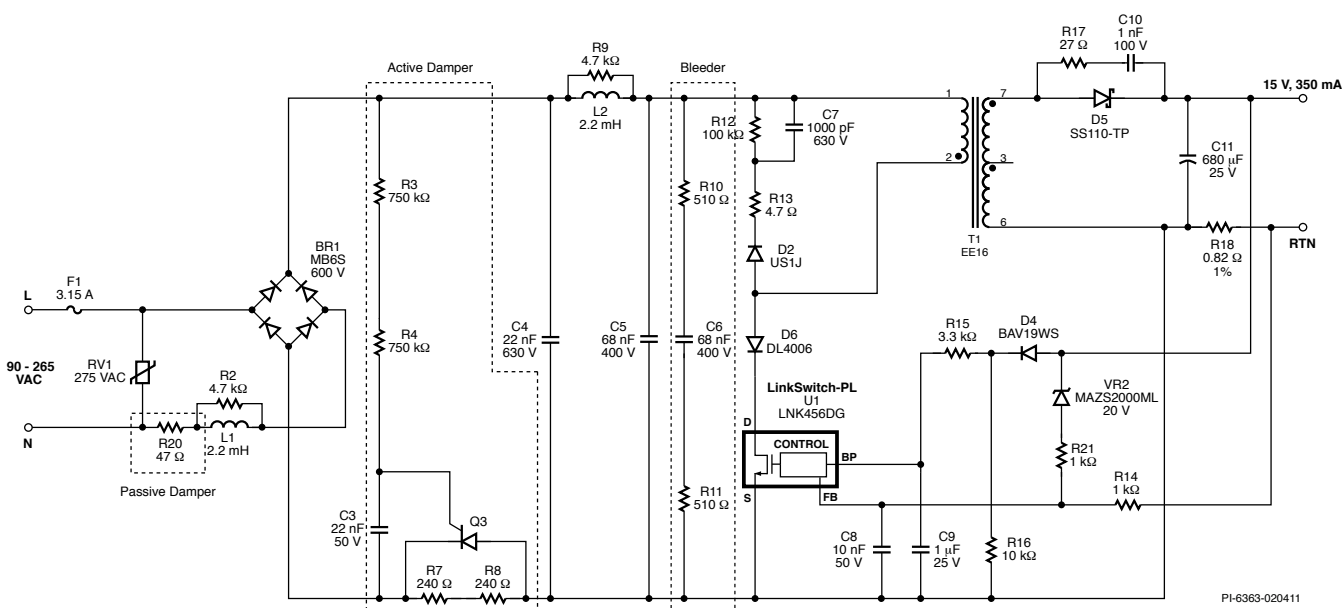


图 9 用于替换A19白炽灯的7.5 W, 15 V LED驱动器的电路图

泄放电路

电阻R10、R11和C6形成泄放电路，确保初始输入电流足以满足可控硅的维持电流要求，特别是在导通角不够大的情况下。对于非调光应用，可省去R10、R11和C6。

输入整流管和EMI滤波器

EMI滤波由L1与C4、L2和C5所组成的一个 π 型滤波器提供。电阻R2和R9用来衰减滤波器级的自谐振，并降低传导EMI频谱内所产生的峰值。如上所示，该设计可满足EN55015传导EMI限值，且EMI裕量>20 dB。

AC输入由BR1进行整流，由C4和C5进行滤波。所选取的总等效输入电容（C4与C5的和）可确保LinkSwitch-PL器件对AC输入进行正确的过零点检测，这对于维持正确的调光工作很有必要。

初级元件

LNK456DG器件(U1)集成了功率开关器件、振荡器、恒流控制引擎、启动以及保护功能。集成的725 V功率MOSFET提供扩展的设计裕量，可增强输入浪涌情况下甚至是高压应用下的系统稳健性。该器件通过去耦电容C9从旁路引脚获得供电。启动后，C9由U1从内部电流源并经由漏极引脚进行充电，然后在正常工作期间则由输出经由R15和D4进行供电。对非调光设计，可省去D4和R15。

经整流和滤波的输入电压加在T1初级绕组的一端。U1中集成的功率MOSFET驱动变压器初级绕组的另一侧。D2、R13、R12和C7组成RCD-R箝位电路，对漏感引起的漏极电压尖峰进行限制。

二极管D6用于防止IC在功率MOSFET关断和输入电压低于反射输出电压(V_{OR})时产生负向振荡（漏极电压低于源极电压）。

输出整流

变压器的次级绕组由D5进行整流；选用肖特基势垒二极管来提高效率，并由C11进行滤波。电阻R17和C10用来衰减高频振荡，改善传导及辐射EMI。

输出反馈

恒流模式设定点由R18上的电压降决定，然后馈入U1的反馈引脚。输出过压保护由VR2和R21提供。

应用指南

输入电容的选择

为确保调光期间的正确工作，LinkSwitch-PL器件必须检测输入电压的过零点。该检测是在DC总线电压降到19 V以下时通过漏极节点内部完成的。DC总线在每个半周期达到该电平的要求，

限制了输入整流桥（图9中的C4 + C5）在DC侧的最大电容值。通常，高功率因数所需的最大电容值也有利于满足19 V限值，但在开发过程中，必须使用示波器检验此电压。

如果要求减小电容值，并且这会导致传导EMI升高，那么可以在输入整流管前增加电容，以将它与总线电容有效隔离。

对于要使用前沿可控硅调光器的应用，建议使用薄膜电容，因为陶瓷电容通常会产生音频噪声。

输出电容的选择

输出电容对输出负载(LED)的纹波电流有着直接影响。电容越大，纹波电流就越小。如果电容过大，会阻止输出端在自动重新启动时间内达到稳压，并会导致无法启动或者需要进行多次启动（打嗝）。如果电容过小，会使反馈引脚的电压超过周期跳频模式的阈值，从而降低功率因数，并导致调光期间发生输出闪烁。

因此，所选取的输出电容值应能使输出电流检测电阻（图9中的R18）上的纹波电压及被馈入反馈引脚的纹波电压处于100 mVp-p $\leq V_{FEEDBACK} \leq 400$ mVp-p的范围内，目标值为290 mVp-p。

输出电容的类型并不重要。非电解电容在使用寿命方面具有优势（陶瓷电容和固态介质电容不含可随时间蒸发的电解质），但在同一成本下电解电容具有最佳的容积效率。如果选用多层陶瓷电容，则需验证数据手册中规定的电容与施加电压和温度系数的曲线。典型的电容值在温度范围内和/或接近额定电压时降低50%。对于所有电容类型，均需验证所选电容是否根据输出纹波电流进行额定。对于电解电容，要求选用ESR值较低的型号。建议温度额定值为105 °C或更高，以获得更长的使用寿命。对于典型的设计来说，输出电容存在最小的自热性，因此使用寿命取决于内部环境温度，可大致通过Arrhenius方程式计算出来，即工作温度每下降10 °C使用寿命就翻一倍。例如，如果选用在105°C下额定使用寿命为5,000小时的电容，在75°C下的预期寿命则为40,000小时。电解电容的寿命终止通常被定义为ESR翻倍且电容量减小20%。对最终用户来说，这通常不会对性能造成影响，并仍可在预期寿命后继续使用。

反馈引脚信号

在正常的非调光（满功率）工作期间，反馈引脚阈值电压（经过电流检测电阻的电压）为290 mV。为了获得最佳输出电流调整，建议将电压纹波控制在100 mVp-p至400 mVp-p之间。这可以通过选取恰当的输出电容值和电流检测电阻值来实现。如果纹波电压峰值超过520 mV，器件将进入周期跳频模式，这会降低功率因数校正(PFC)性能（降低PF并增大THD）。

使用前沿可控硅调光器时的变压器设计方法

由于可控硅导通时磁通会发生急剧变化，因此变压器中会产生一定的音频噪声。通过选用较高机械谐振频率的磁芯可以降低噪声。但应避免使用加长型的磁芯（如EEL磁芯）。RM磁芯和其他罐型磁芯都是比较好的选择，在相同的磁通密度下，它们所产生的音频噪声要比EE磁芯少。降低磁芯的磁通密度(B_M)也可以减少音频噪声的产生。1500高斯以下的值通常可消除任何噪声的产生，但会降低给定磁芯尺寸的功率能力。

与可控硅调光器的配合工作

对于用低成本的可控硅前沿相控调光器提供输出调光的要求，我们需要在设计时进行全面权衡。

为了正确工作，白炽灯的相位角调光器通常有一个规定的最小负载，230 VAC额定装置通常约为40 W。这样是为了确保流经内部可控硅的电流始终高于所规定的维持电流阈值。

由于LED照明的功耗非常低，灯所吸收的电流要小于调光器内可控硅的维持电流。驱动器的输入电容允许在可控硅导通时大量浪涌电流流过。这会使输入级和输入电容产生输入电流振荡，有可能使电流低于可控硅维持电流。这两种机制都会产生调光范围受限和/或闪烁等不良情况。

要克服这些问题，需在调光应用中集成两个电路功能块 - 衰减电路和泄放电路。这些电路的缺点是会增大功耗，进而降低电源的效率。

图10显示的是前沿可控硅调光器输入端的输入电压及电流。在本例中，可控硅以90度角导通。

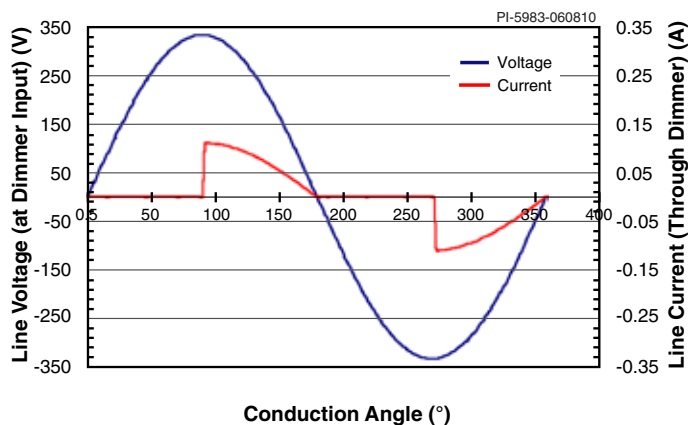


图 10. 前沿可控硅调光器在90°导通角下的理想输入电压及电流波形

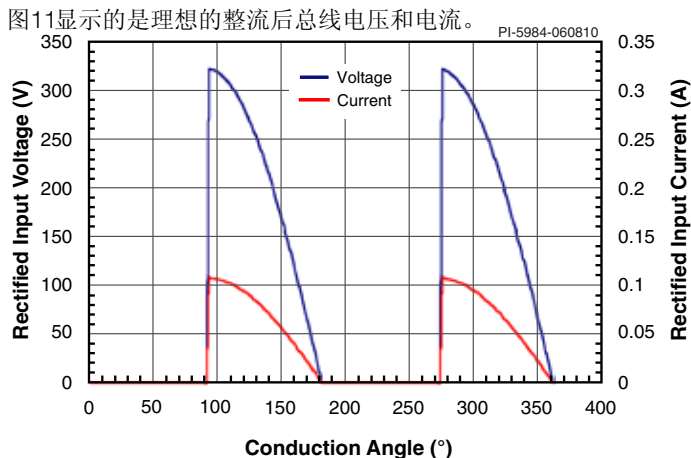


图 11 理想可控硅调光器输出整流后形成的波形

图12显示的整流后总线电压及电流则不太理想，因为可控硅过早关断并重新启动。在第一个半周期，这是由于输入电流振荡低于可控硅的维持电流造成的，振荡源自初始浪涌电流。第二个半周期也显示可控硅关断，原因是电流在导通角即将结束时低于维持电流。这种交替性半周期的行为差异频发现，是由于在两个工作象限中可控硅的维持电流存在差异。

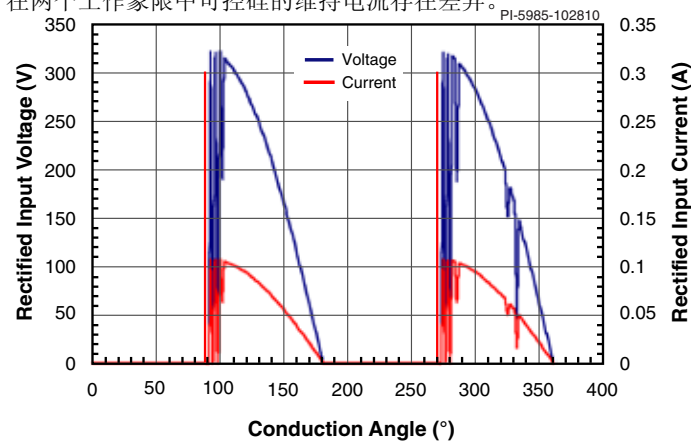


图 12. 导通不稳定的相位角调光器示例

如果可控硅在半周期结束之前关断，或者发生快速导通和关断，那么就需要使用泄放电路和衰减电路。

一般来说，随着泄放电路和衰减电路功耗的升高，调光器的兼容性也随之增强。

起初，先在整流后功率总线（图9中的R10、R11和C6）上安装一个泄放电路，初始值分别采用0.1 μ F的电容器、1 k Ω 的总电阻和2 W的额定功率。

减小电容值，以确定可接受的最小值。减小电容值的同时会降低功耗，从而提升效率。

如果泄放电路不能维持可控硅导通，则需添加一个衰减电路。衰减电路的作用在于限制浪涌电流（在输入电容充电时产生）以及在可控硅导通时所产生的相关振荡。

起初，先添加一个无源衰减电路，该电路由一个简单电阻与AC输入串联形成（图9中的R20）。典型值一般介于 10Ω – 100Ω 之间，上限范围受到所允许的功耗/温度升高范围和效率下降范围的控制。也可以使用 10Ω 以下的电阻值，但不太有效，尤其是在高AC输入电压的设计中。

如果无源衰减电路不足以避免不当的可控硅工作，那么可以添加一个有源衰减电路。这在高压应用中比较常用，因为可控硅导通时所产生的浪涌电流要大得多。低成本有源衰减电路由图9中的R3、R4、C3、Q3、R7和R8组成。电阻R7和R8用来限制浪涌电流，它们的值可以比无源衰减电路大得多，因为它们只在线周期的一小部分时间内处于电路中。可控硅整流器(SCR) Q3在由R3、R4和C3控制的时间延迟后将R7和R8短接。该延迟经过调整后时间达到最短，能实现可接受的调光器性能，降低电阻的功耗。所要求的SCR是一种低电流、低成本器件，其栅极电流要求非常低。所选用SCR的栅极驱动要求与规定的最低输入电压，一起决定R3和R4的最大值。推荐使用具有低栅极触发电流的SCR（见表4）。泄放电路和衰减电路中电阻的最大耗散在90度可控硅导通角时出现，因此应在此时执行热测试，以检验元件温度。对于高压设计，可能有必要对有源衰减电路电阻使用绕线结构，以免发生故障。这是因为在首次施加交流电时会出现很高的瞬时功耗。在这种情况下，可以使用一个单电阻，比如Vishay生产的CRF系列电阻。

调光器通常会因制造商和额定功率的不同而表现有所差异。例如，由于使用低额定电流的可控硅（其维持电流通常较低），300W调光器所要求的衰减作用和泄放功耗要小于600W和1000W调光器。线路阻抗差异也可以造成行为变化，因此在开发过程中，建议使用交流电源供应器确保性能的一致。但是，还必须使用AC市电执行测试。

电子后沿调光器

图13显示的是采用电子后沿调光器的电源输入端的输入电压及电流。在本例中，调光器以90度角导通。这类调光器通常使用一个功率MOSFET或IGBT来提供开关功能，因此不需要维持电流。另外，由于导通在过零点开始，高电流浪涌和线路振荡不是问题。使用此类调光器时，通常不需要衰减电路和泄放电路。

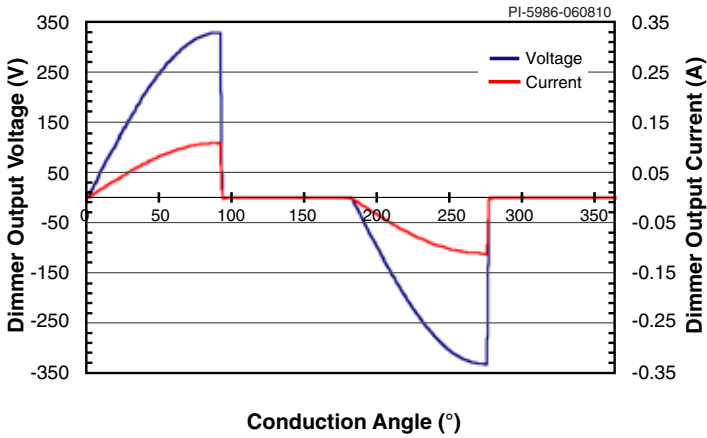


图 13. 后沿可控硅调光器在90°导通角下的理想调光器输出电压及电流波形

散热考量

照明应用对电源设计师提出了独特的散热挑战。在许多情况下，LED负载和相关散热片决定着电源的环境温度。因此，必须使用正确的散热片，并检验所有器件的工作温度。对于LinkSwitch-PL器件，建议源极引脚（D封装）或裸焊盘（K或V封装）的温度应小于 115°C ，以便为器件间的差异留出裕量。最差情况通常表现为最大输出功率、最大外部温度以及最低或最高输入电压。

PCB布局注意事项

初级侧连接

旁路引脚电容应靠近旁路引脚放置，并尽可能近地连接到源极引脚。源极引脚连线上不应有主功率MOSFET的开关电流流过。所有连接到源极引脚的反馈引脚元件都应遵循与旁路引脚电容相同的规则。

重要的是，主功率MOSFET的开关电流应以尽可能短的路径返回大容量电容。高电流的长路径会产生大量的传导及辐射噪声。

次级侧连接

输出整流管与输出滤波电容应尽可能地接近。变压器的输出回路引脚与输出滤波电容返回侧之间的连线应比较短。这些电流不应流经初级侧源极引脚。初级侧源极引脚和次级侧回路应通过短连线进行连接。

元件编号	供应商	规格
MCRZZ-6	On Semi	1.5 A, 400 V, TO-92, 200 μA
P0118DA	ST	0.8 A, 400 V, TO-92, 5 μA

表 4. 适用于有源衰减电路的SCR示例

快速设计校验

最大漏极电压

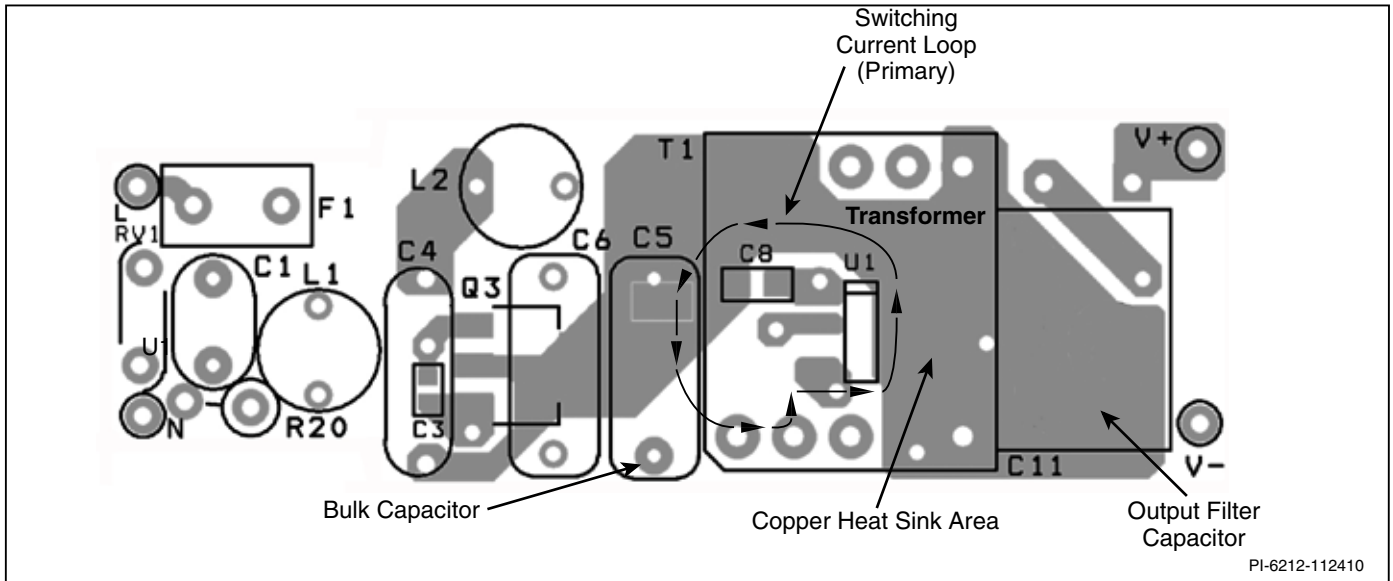
确认峰值 V_{DS} 在包括启动和故障条件在内的所有工作条件下都不超过700 V。

最大漏极电流

测量包括启动和故障条件在内的所有工作条件下的峰值漏极电流。查找变压器饱和时的信号（通常在高工作环境温度下出现）。确认峰值电流小于绝对最大额定值部分的规定值。

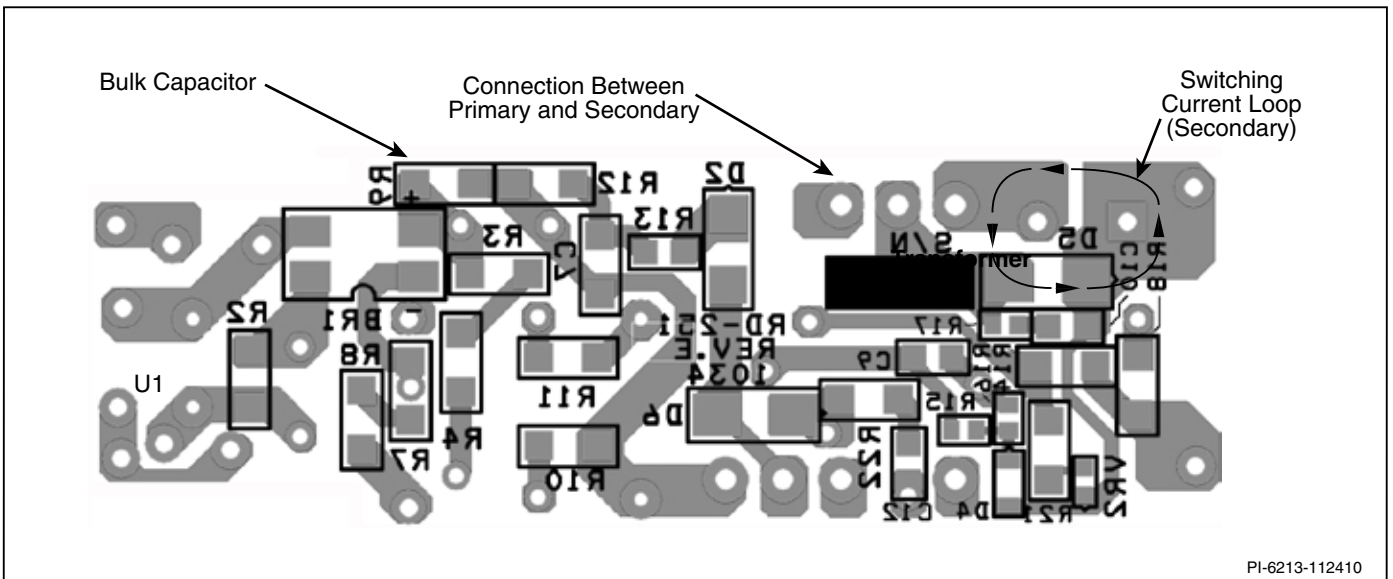
热检测

在最大输出功率、最小和最大输入电压及最高环境温度条件下，检验LinkSwitch-PL、变压器、输出二极管、输出电容和漏极箝位元件是否超过温度指标。



PI-6212-112410

图 14. RD-251 PCB顶视图



版本	注释	日期
A	初始版本	02/10

有关最新产品信息, 请访问: www.powerint.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.powerint.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at <http://www.powerint.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, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, LinkZero, HiperPFS, HiperTFS, Qspeed, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, StakFET, PI Expert and PI FACTS are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2011, 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@powerint.com	德国 Rüeckertstrasse 3 D-80336, Munich Germany Phone: +49-89-5527-3910 Fax: +49-89-5527-3920 e-mail: eurosales@powerint.com	日本 Kosei Dai-3 Bldg. 2-12-11, Shin-Yokomana, Kohoku-ku Yokohama-shi Kanagwan 222-0033 Japan Phone: +81-45-471-1021 Fax: +81-45-471-3717 e-mail: japansales@powerint.com	台湾 5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1 Nei Hu Dist. Taipei, Taiwan 114, R.O.C. Phone: +886-2-2659-4570 Fax: +886-2-2659-4550 e-mail: taiwansales@powerint.com
中国 (上海) Room 1601/1610, Tower 1 Kerry Everbright City No. 218 Tianmu Road West Shanghai, P.R.C. 200070 Phone: +86-21-6354-6323 Fax: +86-21-6354-6325 e-mail: chinasales@powerint.com	印度 #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India Phone: +91-80-4113-8020 Fax: +91-80-4113-8023 e-mail: indiasales@powerint.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@powerint.com	欧洲总部 1st Floor, St. James's House East Street, Farnham Surrey GU9 7TJ United Kingdom Phone: +44 (0) 1252-730-141 Fax: +44 (0) 1252-727-689 e-mail: eurosales@powerint.com
中国 (深圳) Rm A, B & C 4th Floor, Block C, Electronics Science and Technology Bldg., 2070 Shennan Zhong Rd, Shenzhen, Guangdong, China, 518031 Phone: +86-755-8379-3243 Fax: +86-755-8379-5828 e-mail: chinasales@powerint.com	意大利 Via De Amicis 2 20091 Bresso MI Italy Phone: +39-028-928-6000 Fax: +39-028-928-6009 e-mail: eurosales@powerint.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@powerint.com	技术支持热线 World Wide +1-408-414-9660 技术支持传真 World Wide +1-408-414-9760