

## 使用离线一次侧传感控制的 LED 照明驱动器

作者：David Dou，德州仪器 (TI)，中国电源参考设计

### 摘要

本文将向您介绍一款使用了 TI 离线一次侧传感控制器 TPS92310 的低功耗 LED 照明驱动器解决方案。由于使用了恒定的导通时间反激拓扑以及一次侧传感控制，该解决方案可以实现高效率以及良好的线压和负载调节功能。就 GU10 替代 LED 灯泡而言，参考设计 PMP4325 具有合适的小外形尺寸 (30mm × 18mm × 10mm)，其可支持常见的 AC 线路输入以及 3 或 4 个 LED 串联输出，恒定输出电流为 350mA。实验显示，就 LED 照明而言，该解决方案具有良好的线压和负载调节功能、高效率以及整体 LED 照明保护功能。

## 1 理论操作

### 1.1 TPS92310 控制器

对于额定功率较低的 LED 照明来说，单级反激结构是一款颇具吸引力的拓扑结构。单级反激结构之所以能够广泛用于 LED 照明，其原因如下：

- 电隔离减少了总体物料清单成本 (BOM)
- 使用特殊控制架构 (例如：恒定导通时间控制等) 的高功率因数
- 相比其他双级拓扑结构，外形尺寸更小

尽管单级反激结构用于 LED 照明时拥有诸多优点，但仍然有一些问题需要解决。这些问题包括：

- 高功率因数
- 稳定的线压和负载调节，实现一次侧回授 (PSR)
- LED 开路或者短路保护

TI TPS92310 控制器是一种单级一次侧传感 AC/DC 控制器，用于驱动高亮度 LED 的恒定电流。它工作在零电流检测转换模式 (TM) 下。线压半周期内，“导通时间” ( $T_{ON}$ ) 几乎恒定不变。因此，它本身便具有功率因数校正 (PFC)，因为主绕组的峰值电流，随输入线压曲线变化而变化。对  $T_{ON}$  进行调节，以便将 LED 电流调节至预设水平，而该水平由一个外部检测电阻器设置。 $T_{ON}$  同时也用于反激、升压以及降升压转换器的控制设计。这种转换器工作在转换模式下，使用固定不变的导通时间控制来达到高功率因数。另外， $T_{ON}$  还可用于对工作在转换模式的

降压转换器进行控制，其通用 LED 驱动器使用峰值电流控制。

一次侧检测不要求使用光耦合器和二次侧电路，因此组件数目更少，PCB 解决方案也更紧凑。另外，这种控制器还拥有逐周期电流限制、输出短路保护、输出过压保护 (OVP) 或者开路 LED 保护、短路 LED 保护以及热关机保护等功能，而所有这些功能都为 LED 照明提供了保护措施。

## 1.2 恒定导通时间控制

在传统升压功率因数校正转换器中，恒定导通时间控制的转换模式通常用于让输入电流与输入电压保持同相，以获得高功率因数和低总谐波失真 (THD)。

对于工作在转换模式下的单级反激拓扑结构来说，它并非本身固有的功率因数校正，因为占空比和频率在形状循环期间始终会不断变化。因此，在这种条件下，功率因数和总谐波失真都不理想。幸运的是，过滤模式下工作的单级反激拓扑使用固定（恒定） $T_{ON}$ ，仍然可以达到高功率因数和低总谐波失真。如图 1 所示，平均输入电流为一个近似正弦波，且其相位与输入电压相同。

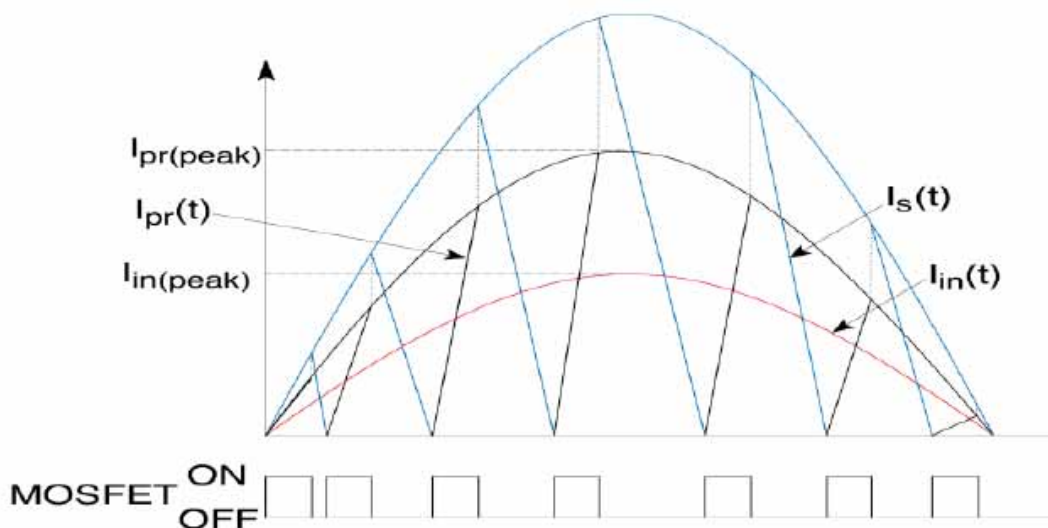


图 1  $T_{ON}$  和  $T_{OFF}$  期间电流波形

本设计中，TPS92310 控制器被配置在恒定导通时间控制模式下，如果用一个大容量电容器连接至 COMP 引脚，以对单级反激应用的 100-Hz 线压纹波进行滤波，则开关的开启时间可以固定不变。但是，为了降低电路板的体积，该参考设计并非为一种没有功率因数校正功能的单级结构，因此我们使用了一个小容量补偿电容器，目的只是保持控制环路的稳定性。由于反激结构的 DC 输入电压较稳定，因此该开启时间几乎固定不变。

### 1.3 一次侧检测的恒定电流控制

据此，图 2 显示了一次电流、二次电流和  $V_{ds}$  电压，平均输出电流  $I_o$  的计算方法如下：

$$I_o = \frac{I_{s\_pk} \times T_{OFF}}{2 \times (T_{ON} + T_{OFF} + 2 \times T_{dly})} = \frac{I_{p\_pk} \times N \times T_{OFF}}{2 \times (T_{ON} + T_{OFF} + 2 \times T_{dly})} \quad (1)$$

其中：

$2 \times T_{dly}$  =MOSFET 漏极上振铃时间的一半

N=一次绕组与二次级绕组的变压器匝数比

$I_{p\_pk}$ =一次电流

$I_{s\_pk}$ =二级电流

$I_o$ =平均输出电流 (LED 电流)

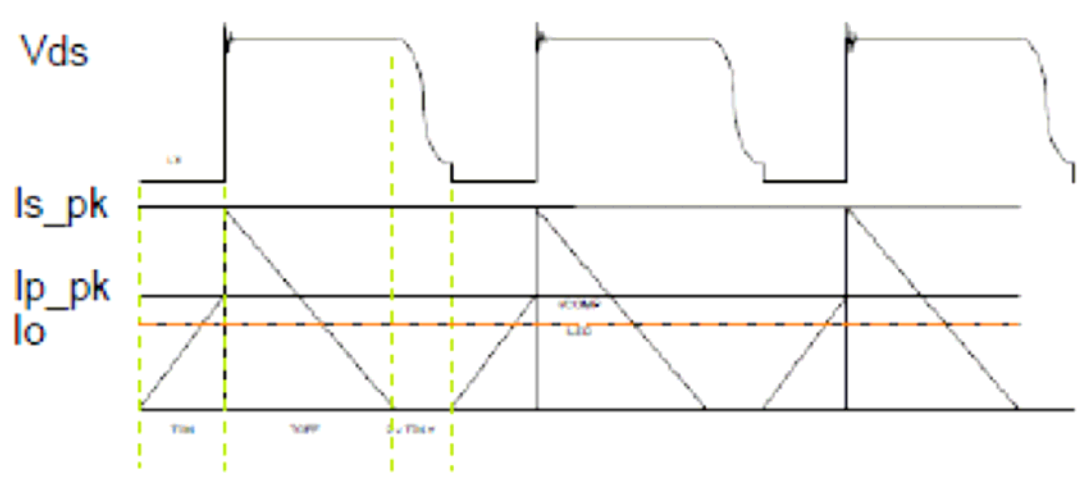


图 2 电流及  $V_{ds}$  电压波形

为了调节输出电流，该转换器使用了一个 PWM 控制电路，如图 3 所示。这种电路包括了充电和放电工作模式。充电工作模式由内部基准电流  $I_{REF} \times \text{time}$  ( $T_{ON} + T_{OFF} + 2T_{DLY}$ ) 控制。放电工作模式由  $T_{OFF}$  开关和  $I_{pk}$  电流源控制，其与一次侧峰值电流成比例关系。COMP 电压电平可代表栅极驱动  $T_{ON}$ 。

在正常运行期间，如果放电  $Q(I_{pk} \times T_{OFF})$  大于充电  $Q(I_{REF} \times (T_{ON} + T_{OFF} + 2T_{DLY}))$ ，则 COMP 引脚电压下降，结果栅极输出  $T_{ON}$  在下一个周期时增加。另外，如果充电  $Q(I_{REF} \times (T_{ON} + T_{OFF} + 2T_{DLY}))$  大于放电  $Q(I_{pk} \times T_{OFF})$ ，则  $V_{COMP}$  上升，栅极驱动器输出  $T_{ON}$  在下一个周期增加。如果充电  $Q$  等于放电  $Q$ ，则  $V_{COMP}$  电压稳定。因此，当大容量电容器连接至 COMP 引脚对 100-HZ 线压纹波进行滤波时，在半个正弦周期产生一个固定导通时间，从而实现功率因数校正。在没有使用功率因数校正维持环路稳定情况下，并且仅用于反激拓扑结构时，可以使用一个小容量电

容器连接 COMP 引脚。

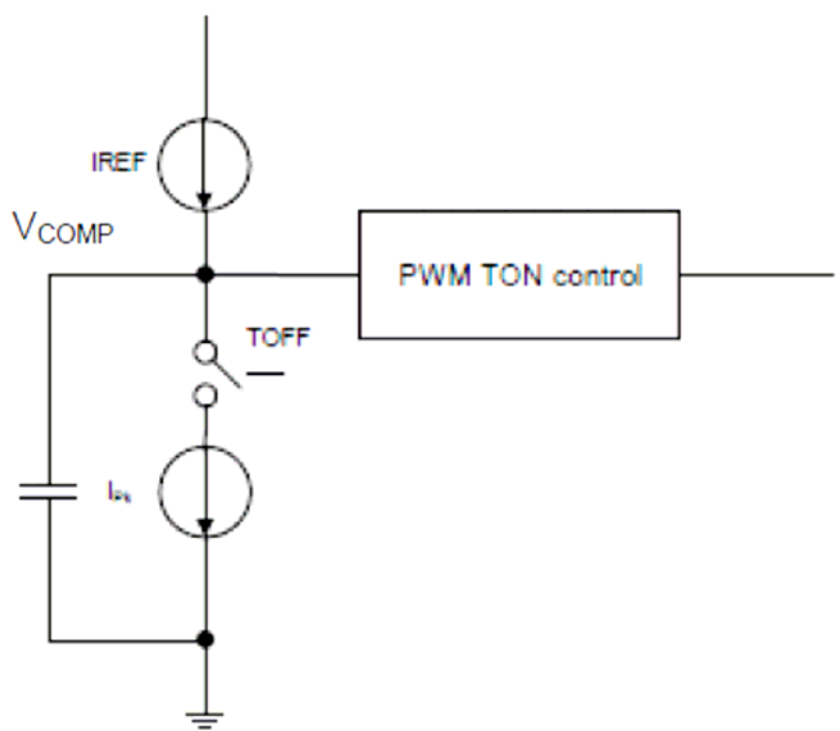


图 3 充电和放电方块图

该控制器实现了一次电流反馈与调节，以维持恒定输出 LED 电流。图 4 显示了 TPS92310 控制器的方块图。红色虚线表示一个主控制回路。

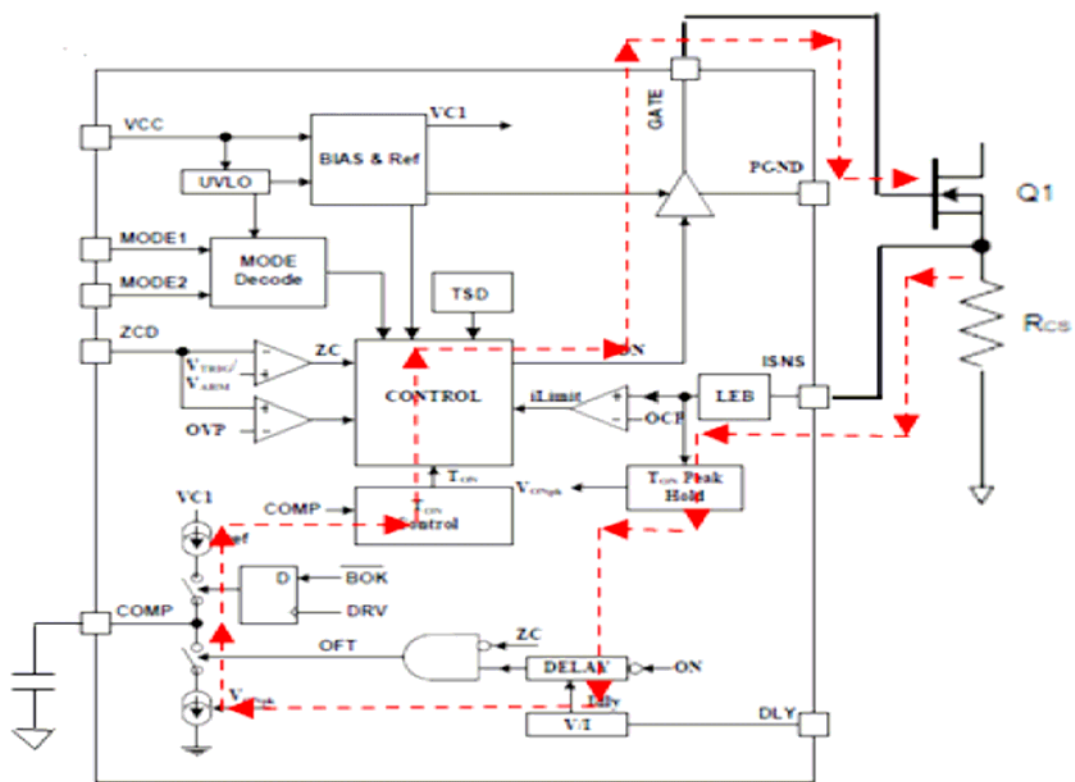


图 4 TPS92310 方块图

### 1.4 ZCD 检测、延迟设置与输出过压

零交叉检测 (ZCD) 引脚对变压器辅助绕组进行零电流检测。当 ZCD 电压低于  $V_{ZCD}$  (TRIG) 电平时, 内部 RS 触发器便向 IDLY 延迟模块发送一个 ZCD 信号, 触发下一个开关周期。该引脚的双层检测 (ARM/TRIG), 可以确保开关 FET 在隔离变压器二次侧零电流时“开启”。图 5 显示了开关 FET“漏电流”的典型开关波形图。控制器还会为 ZCD 检测提供 300ns 的空余时间, 以避免出现任何可能的振铃影响。

为了降低转换器工作期间的 EMI 和开关损耗, TPS92310 控制器使用了一个 DLY 引脚。连接一个外电路电阻器, 可以很容易地控制延迟计时器。利用这种 IDLY 引脚, 转换器可以确保变压器绕组零电流, 无需“开启”主开关 FET。必须根据隔离变压器主绕组电感和开关 FET 漏极充电之间的谐振频率, 来考虑预设延迟计时器值。利用下列方程式, 我们可以计算得到  $T_{dly}$  :

$$T_{dly} = \frac{1}{2} \times \pi \times \sqrt{L_p \times C_{OSS}} \quad (2)$$

其中 :

$L_p$ =变压器一次绕组电感

$C_{oss}$ =MOSFET 输出电容

$T_{dly}$  用于控制  $V_{COMP}$  的放电时间，因此它必须由连接 DLY 引脚的外部电路电阻器来设置，如图 6 所示。

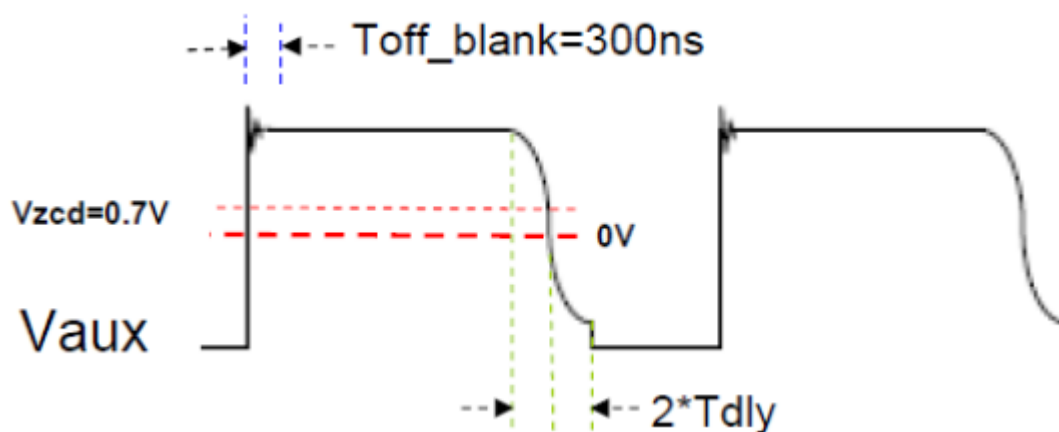


图 5 典型开关波形

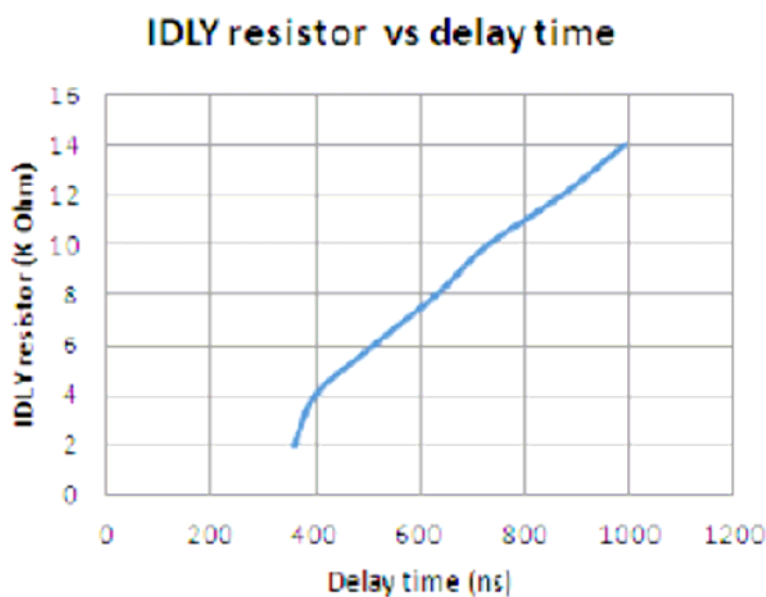


图 6  $T_{dly}$  设置曲线

ZCD 引脚同时也用作输出过压保护。辅助绕组上的正电压呈现为输出 LED 电压，会被外部分压式电阻器检测到，如图 7 所示。ZCD 引脚上的过压超出 OVP 阈值 3 个周期。驱动输出应被关闭，并且控制器实施重启模式。OVP 电压的计算方法

如下：

$$V_{O\_OVP} = \frac{N_s}{N_a} \times \frac{V_{OVP}}{R_L} \times (R_U + R_L) - V_D \quad (3)$$

其中：

$N_s$ =辅助绕组匝数

$N_a$ =输出绕组匝数

$V_b$ =输出整流器的正向电压

辅助绕组上的负电压代表输入电压的反射电压，因此，当选择  $R_U$  时，需考虑电阻器的功耗。0.2mA 到 0.5mA 的电流较为合适。把一个二极管连接至 ZCD 引脚，以将这种负电压控制在 1V 以下。我们总是会在 ZCD 引脚和 GND 之间连接一个小容量电容器 C，目的是消除可能出现的振铃影响，确保精确的 OVP，并实现适合的谷值开关接通。

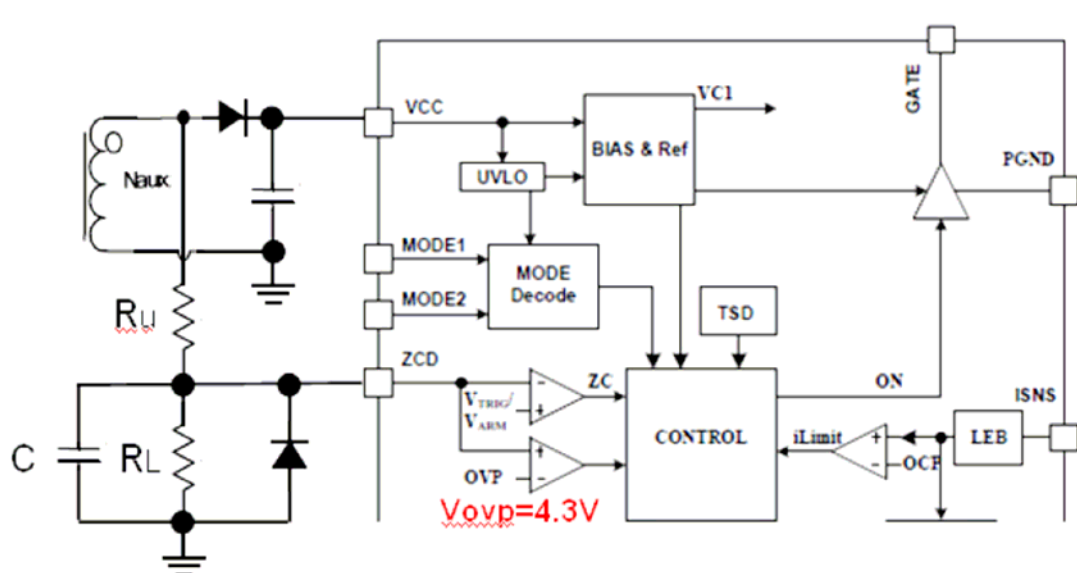


图 7 ZCD 引脚连接电路

## 1.5 输出短路保护

TPS92310 控制器工作在电压模式控制下，需要使用逐周期限制，以实现 OCP 和 SCP。在这种隔离式反激结构中，控制器提供两种具有不同 OCP 阈值 (0.64V 和 3.4V) 的恒定导通时间模式。利用如下方程式，可以计算出主电流的检测电压大小：

$$V_{isns} = \frac{2 \times REF}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{LED} + V_D} \times \frac{V_{in\_min} + V_{or}}{V_{in\_min}} \quad (4)$$

其中：

REF=控制器的 0.14

$V_{LED} = 12\text{ V}$

$V_D = 0.8\text{ V}$

$V_{in\_min} = 127\text{ Vdc}$

本设计中,  $V_{or}$  约等于  $85\text{V}$ , 也即  $Nx(V_{LED} + V_D)$

=效率, 低线压时估算得到约 0.8

对于这种传统型反激设计,  $V_{isns}$  约为  $0.53\text{ V}$ 。

由于  $V_{in\_min}$  电压固定, 而  $V_{or}$  设计电压也几乎固定不变, 因此, 当 LED 电压不同时,  $V_{isns}$  几乎为恒定。检测电压低于 OCP 阈值, 因此我们可以配置  $0.64\text{ V}$  OCP 阈值的恒定导通时间模式, 实现优异的输出短路保护。这种模式可以用于所有传统反激设计中。为了避免输出短路期间 ZCD 检测的振铃干扰, 必须在 ZCD 引脚和 GND 之间连接一个小容量电容器, 以消除伪 ZCD 检测。一个  $10\text{-Pf}$  电容器较为适合于这种设计。图 8 显示了输出短路波形。

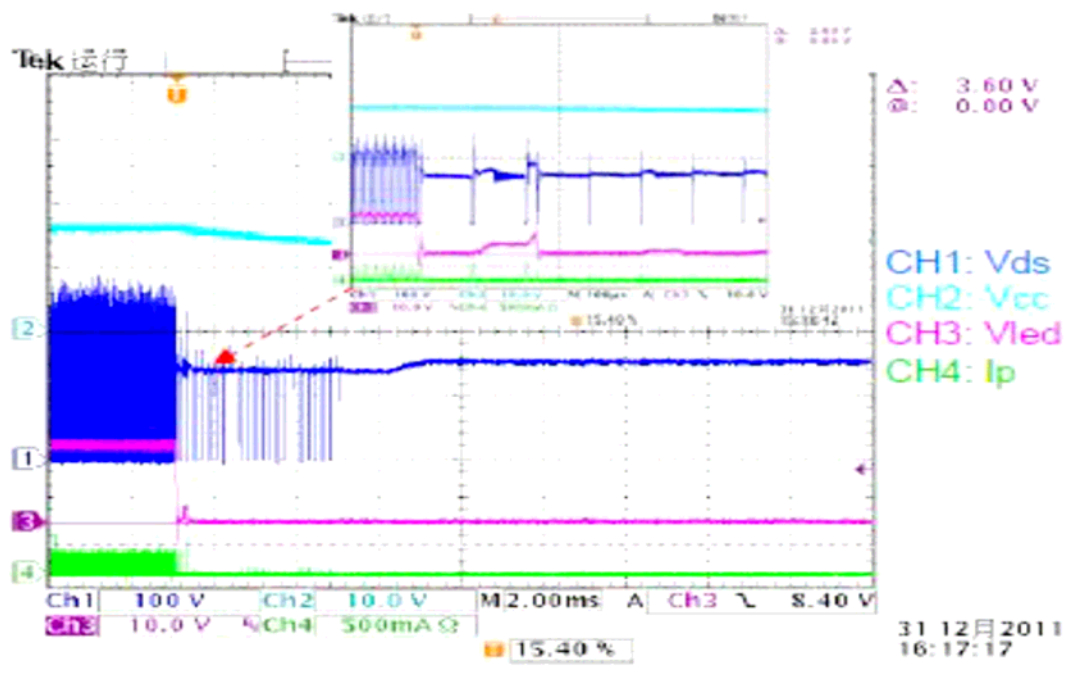


图 8 输出短路保护 (SCP) 波形

## 1.6 外部线压调节补偿

由于控制器固有的传播延迟, 高线压和低线压下存在不同的峰值电流, 如图 9 所示。相同传播延迟情况下, 相比低线压输入电压, 高线压输入电压会产生更高的电流差。根据方程式 1, 输入电流检测误差会影响 LED 电流, 导致线压调节效



果不是很好。当输入电压从低线压变为高线压时,有两种方法可以改善线压调节:

- 1、 添加一个快速关闭电路(如图 10 所示)。它可以减少 MOSFET 开关延迟,并改善本设计中 230 Vac 的 5 mA 电流容限。
- 2、 添加一个输入电压检测电路(如图 11 所示),以缩短高线压下的导通时间;通过调节 R17 至 110 Vac 和 230 Vac 线压,达到理想的高电流精确度。R19、R19 和 R20 判定 LED 电流的拐点。图 12 显示了使用外部补偿的线压调节比曲线。

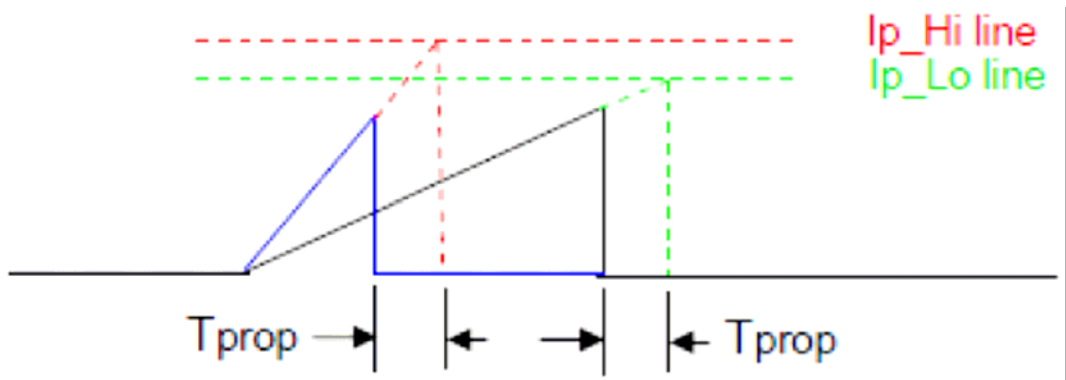


图 9 固有传播延迟

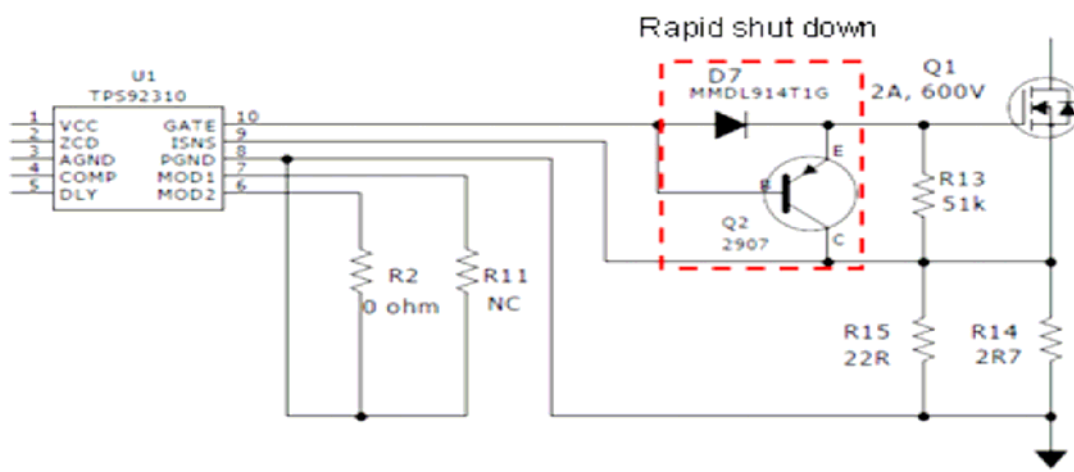


图 10 快速关闭电路

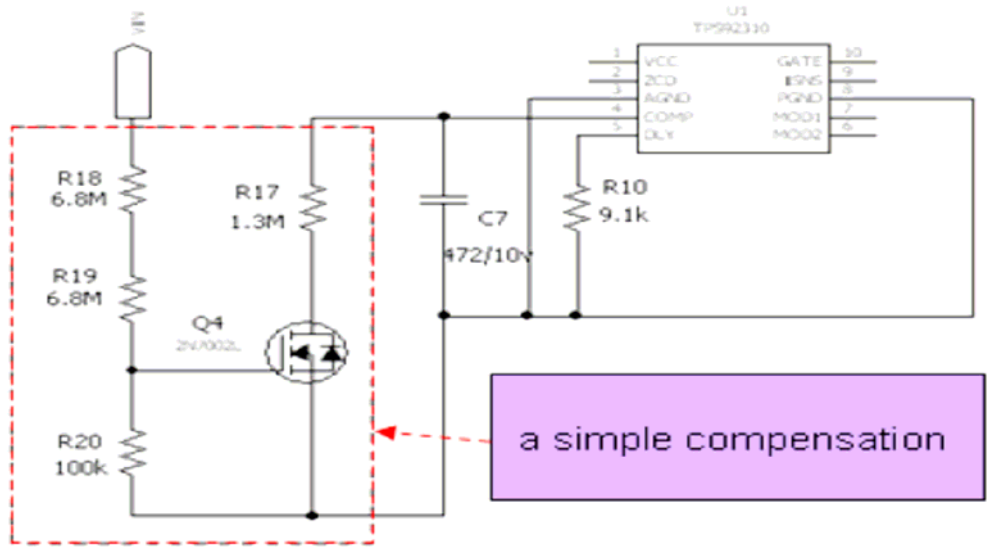


图 11 外部线压调节补偿电路

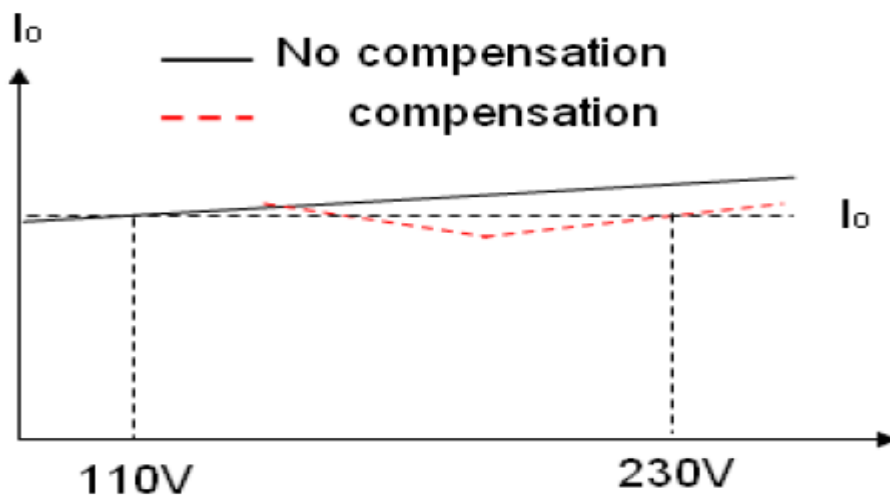


图 12 线压调节补偿曲线

## 2 变压器设计

根据前面的描述，要想使用一个外部 SCP 电路，必须将  $V_{isns}$  设置为 0.6V 以下。

$$V_{isns} = R_{CS} \times I_P \quad (5)$$

$$R_{CS} = \frac{N \times 0.14}{I_{LED}} \quad (6)$$

$$\text{So } I_P = \frac{V_{isns} \times I_{LED}}{0.14 \times N} \quad (7)$$

$$D_{MAX} = \frac{V_{or}}{V_{in\_min} + V_{or}} = \frac{N \times (V_{LED} + V_D)}{V_{in\_min} + N \times (V_{LED} + V_D)} \quad (8)$$

$$I_P = \frac{2 \times I_{av}}{D_{MAX}} = \frac{2 \times P_O}{\eta \times V_{in\_min} \times D_{MAX}} = \frac{2 \times V_{LED} \times I_{LED}}{\eta \times V_{in\_min} \times D_{MAX}} \quad (9)$$

Combining equations 7, 8, and 9, yields

$$N = \frac{\eta \times V_{isns} \times V_{in\_min}}{0.28 \times V_{LED}} - \frac{V_{in\_min}}{V_{LED} + V_D} \quad (10)$$

其中：

$V_{isns}$  = 一次电流的检测电压（如果使用外部 SCP 电路小于 0.6V，否则无限制）

$R_{cs}$  = 电流检测电阻器

$N$  = 一次绕组与输出绕组之变压器匝数比

$I_p$  = 初级峰值电流

$V_{or}$  = 次级电压的初级反射电压

$I_{LED}$  = LED 电流

$V_{LED}$  = LED 电压

= 估计电源效率

$V_D$  = 输出整流器的正向电压

$V_{in\_min}$  = 最小输入 DC 电压，通常简化为 1.3  $V_{ac\_min}$

变压器规范的计算方法如下：

$$L_P = \frac{V_{in\_min} \times D_{MAX}}{I_P \times F_S\_MIN} \quad (11)$$

$$N_P = \frac{L_P \times I_P}{\Delta B_{MAX} \times A_e} \quad (12)$$

$$N_{out} = \frac{N_P}{N} \quad (13)$$

$$N_{aux} = \frac{N \times (V_{aux} + V_{D\_aux})}{V_{LED} + V_D} \quad (14)$$

其中：

$L_p$  = 一次绕组电感

$N_p$  = 一次绕组匝数

$N_{out}$  = 输出绕组匝数

$N_{aux}$  = 辅助绕组匝数 (由于峰值电压影响, 通常小于计算值)

$D_{MAX}$  = 最大占空比 (利用方程式 2 计算得到)

$F_{S\_MIN}$  = 低线压设置最小开关频率

$B_{MAX}$  = 选择最大工作通量密度

$A_e$  = 有效磁芯面积

$V_{aux}$  = 选择  $V_{CC}$  电压

$V_{D\_out}$  = 辅助整流器的正向电压

最后, 我们便可以选择初级 MOSFET 的 RMS 电流和峰值电压, 然后根据 RMS 电流和绕线筒窗口, 选择 MOSFET 次级整流器、整流器以及构造变压器。

## 3 实验结果

### 3.1 电气性能规范

表 1 PMP4325 电气性能规范

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>输入特性</b>					
电压范围		85		265	Vrms
<b>输出特性</b>					
输出电压, $V_{out}$	输出电流=350mA	8	12	13	V
输出负载电流, $I_{out}$			350		mA
输出电流纹波	$V_{out}=12V$ , $I_{out}=350mA$ , $V_{in}=230Vac$		105		mApp
<b>系统特性</b>					
效率	一般输入, $V_{out}=12V$		78		%

### 3.2 参考设计原理图

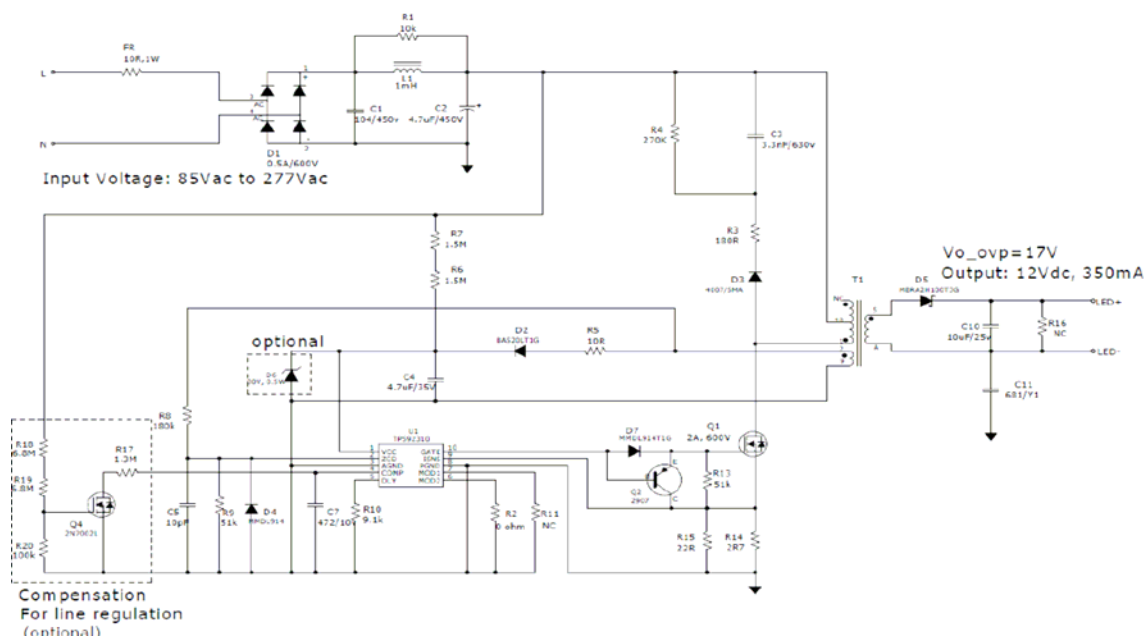


图 13 PMP4325 参考设计原理图

### 3.3 PMP4325 PCB 布局

该参考设计在一块双面 PCB 上实施，其尺寸大小同 GU10 LED 灯和类似应用兼容。为了满足不同的要求，我们提供了两个版本的 PCB 布局文件：

- 1、没有输出 SCP 线压调节补偿电路的发布版演示板。
- 2、专供一些要求具有强大 SCP 和线压调节功能的客户的 PCB 文件

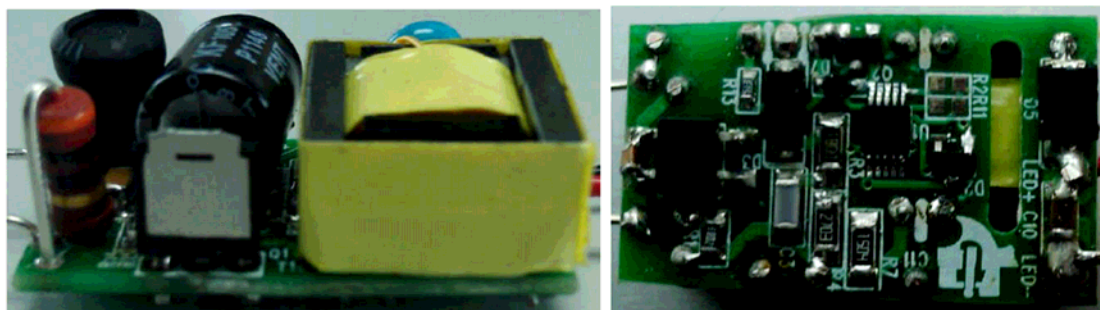


图 14 演示板的组件面和焊接面

#### 3.3.1 无 SCP 和线压调节补偿电路的 PCB 布局

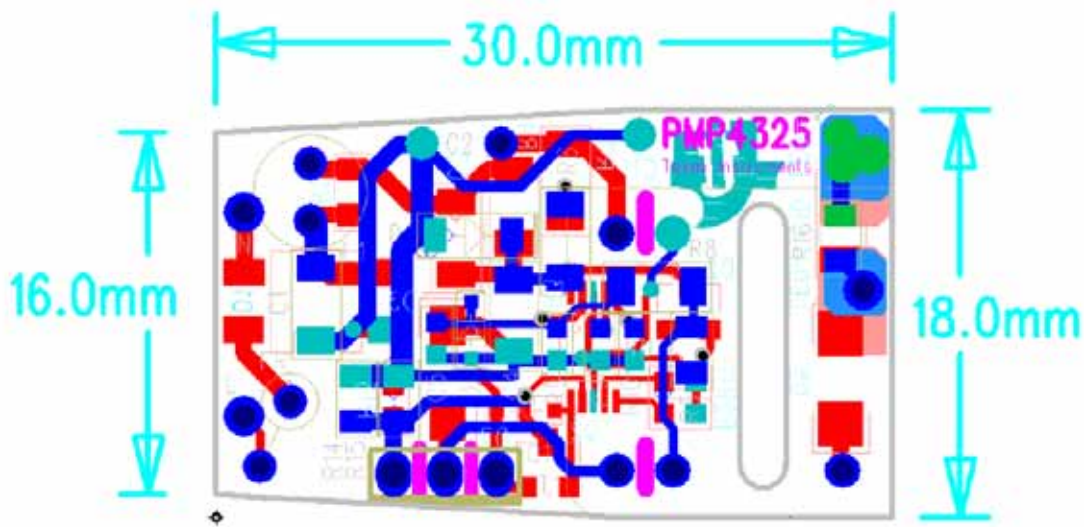


图 15 发布版演示板的 PCB 布局

### 3.4 电气性能

图 16 到 18 显示了 PMP4325 9-V 和 12-V、350-mA LED 驱动器的典型性能曲线。

#### 3.4.1 3-LED 和 4-LED 应用的效率曲线

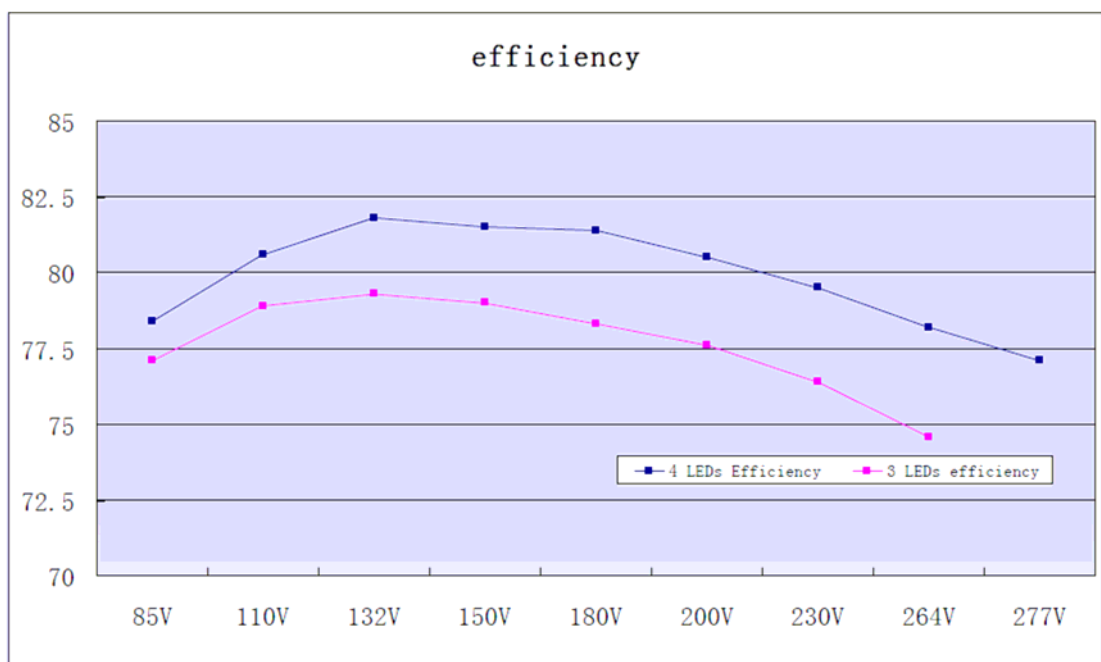


图 16 3-LED 和 4-LED 负载的效率曲线

### 3.4.2 线压调节曲线

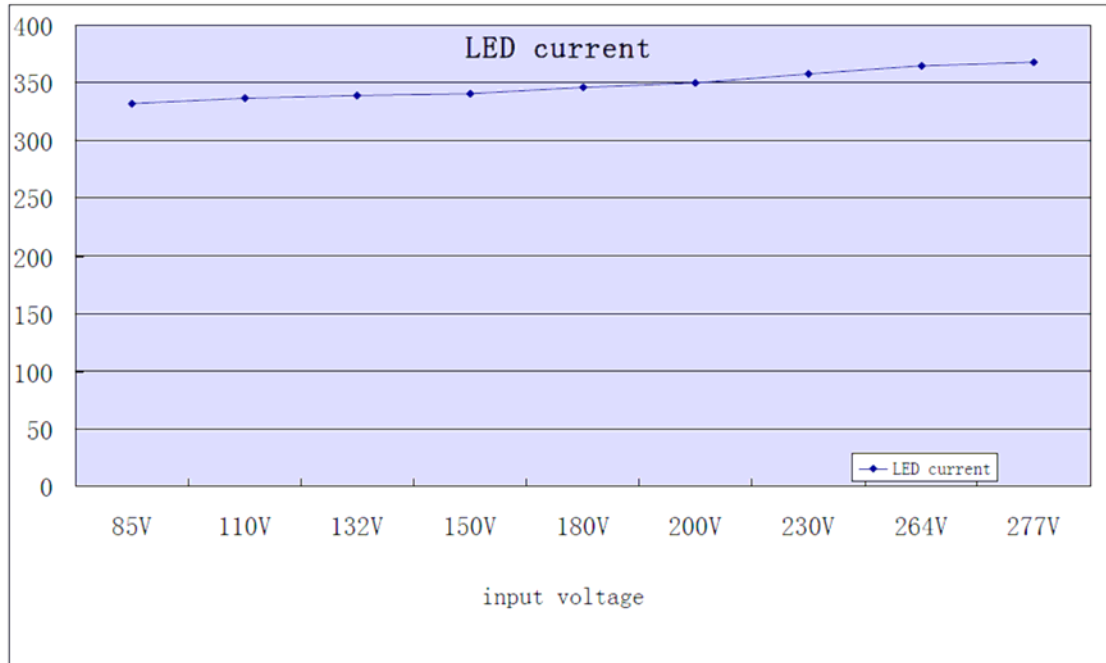


图 17 LED 电流的线压调节

### 3.4.3 使用补偿电路的线压调节曲线

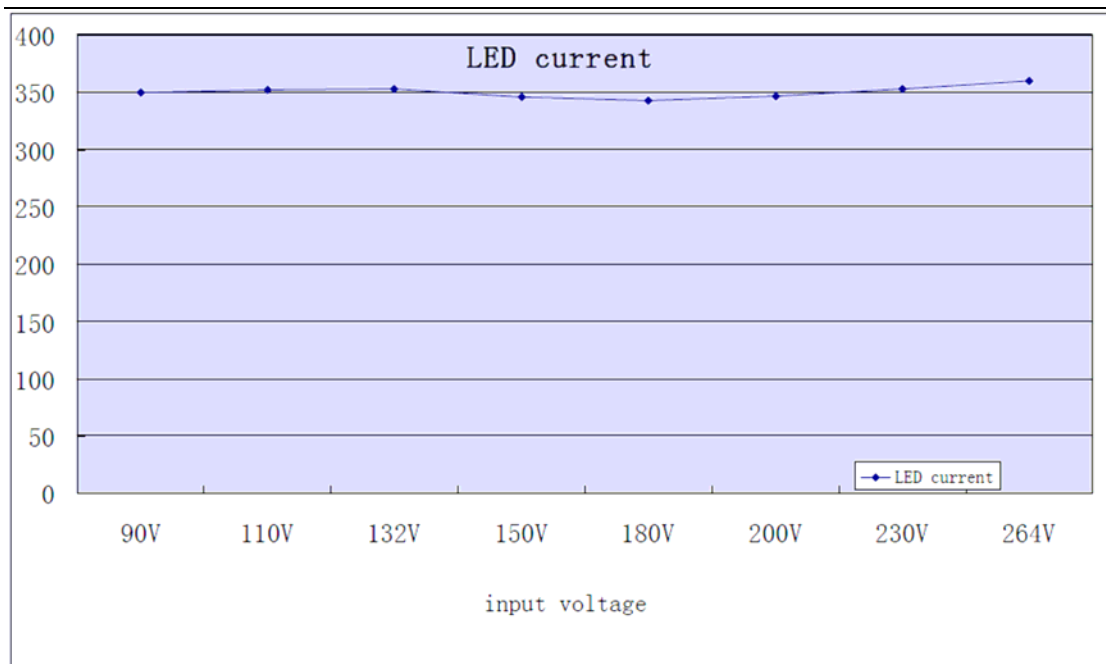


图 18 使用补偿电路的 LED 电流线压调节

### 3.4.4 启动输出波形

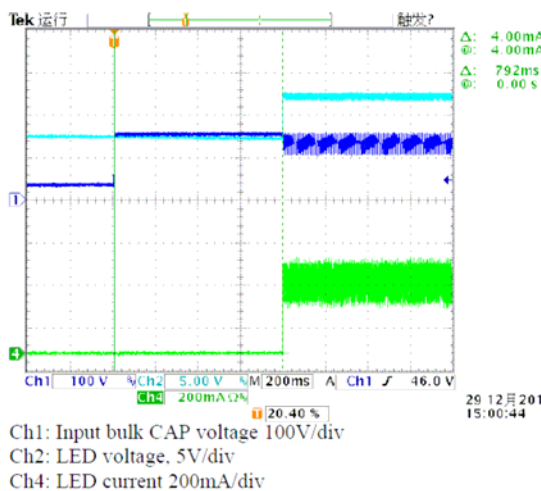


图 19 110VAC 启动测试

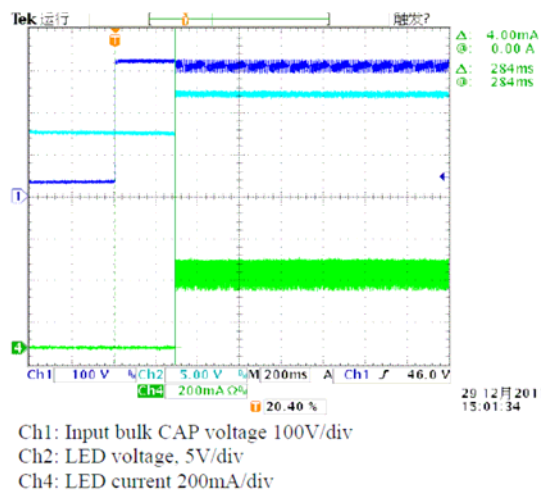
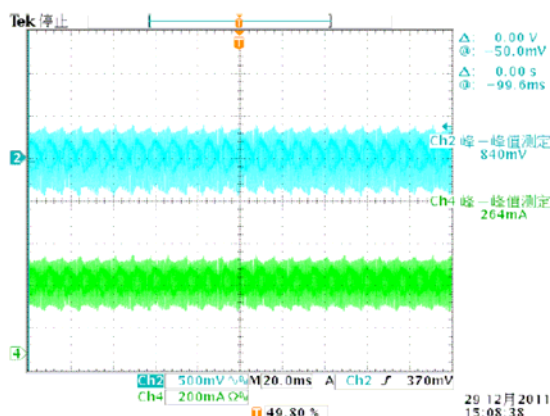


图 20 230VAC 启动测试

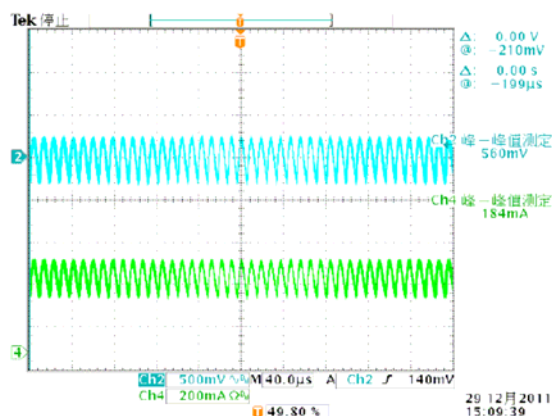
### 3.4.5 输出纹波电压与电流





Ch2: LED ripple voltage 500mV/div  
Ch4: LED current 200mA/div

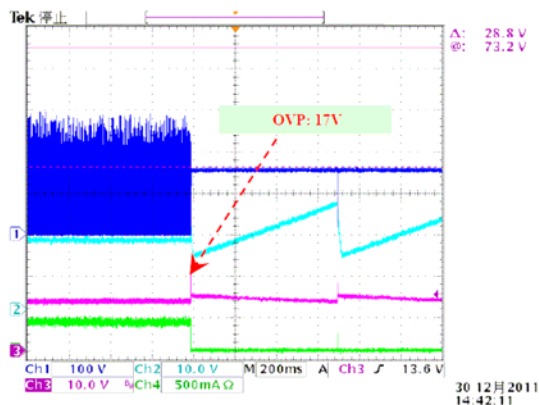
图 21 110VAC 输出纹波测试



Ch2: LED ripple voltage 500mV/div  
Ch4: LED current 200mA/div

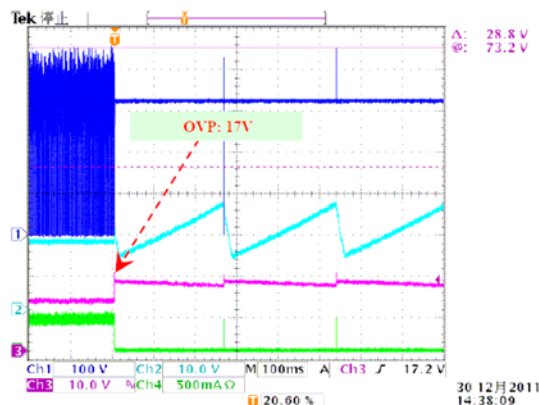
图 22 230VAC 输出纹波测试

### 3.4.6 输出过压与开路 LED 保护



Ch1: MOSFET Vds, 100V/div  
Ch2: Vcc, 10V/div  
Ch3: LED voltage, 10V/div  
Ch4: LED current, 500mA/div

图 23 110VAC 的 OVP 测试



Ch1: MOSFET Vds, 100V/div  
Ch2: Vcc, 10V/div  
Ch3: LED voltage, 10V/div  
Ch4: LED current, 500mA/div

图 24 230VAC 的 OVP 测试

### 3.4.7 2-LED 保护

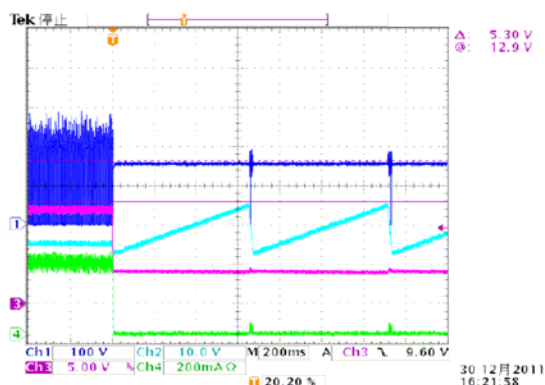


图 25 110VAC 的短路 2 LED 测试

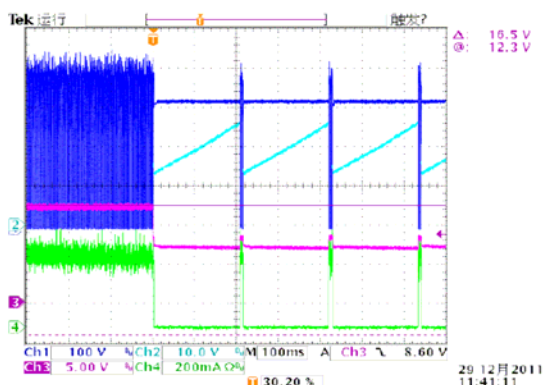


图 26 230VAC 的短路 2 LED 测试

### 3.4.8 输出短路保护

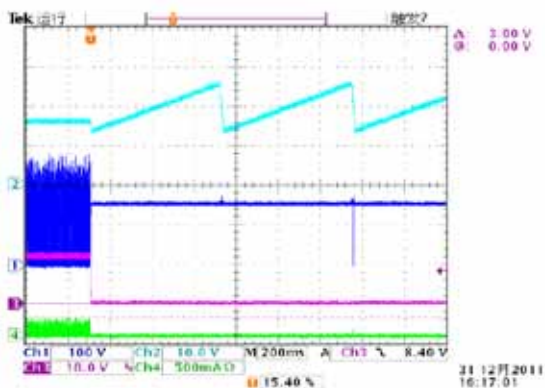


图 27 110VAC 的输出短路测试

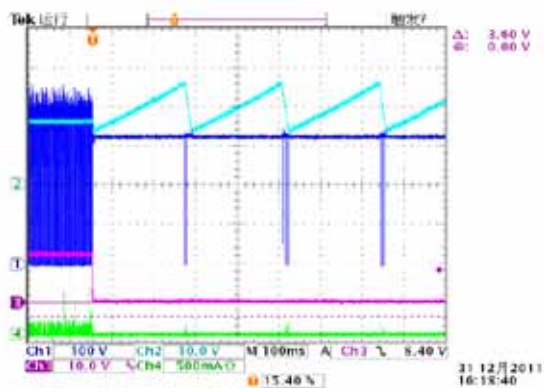


图 28 230VAC 的输出短路测试

## 3.5 传导电磁干扰 ( EMI )

### 3.5.1 使用 Y 电容时 4LED GU10 负载的 EMI

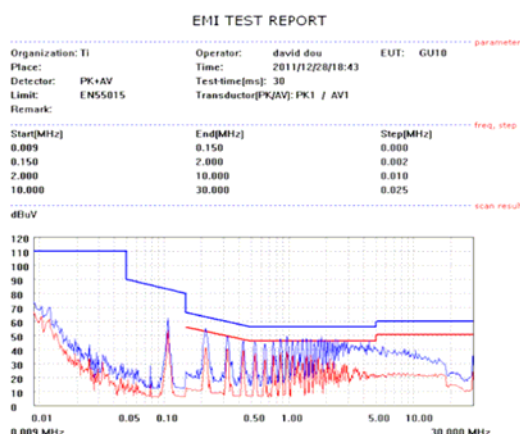


图 29 带电 230VAC 的传导 EMI

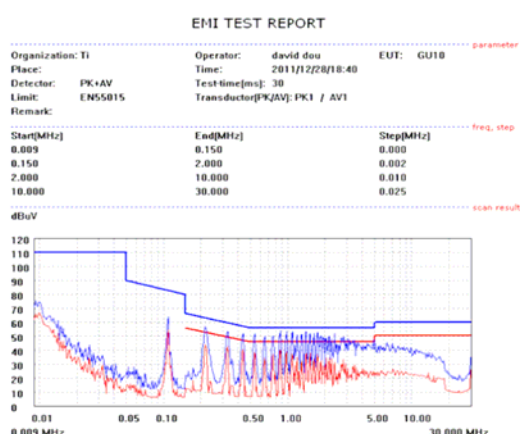


图 30 不带电 230VAC 的传导 EMI

### 3.5.2 使用 Y 电容时 3-LED GU10 负载的 EMI

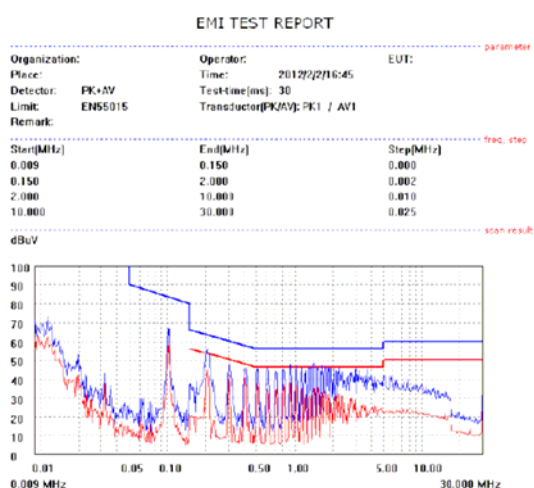


图 31 带电 230VAC 的传导 EMI

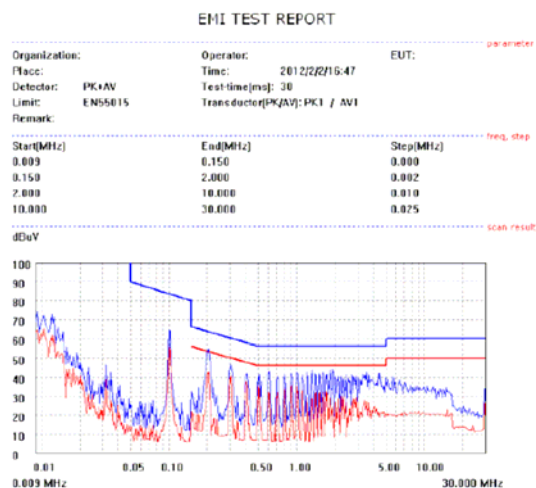


图 32 不带电 230VAC 的传导 EMI

### 3.5.3 不使用 Y 电容时 3-LED GU10 负载的 EMI

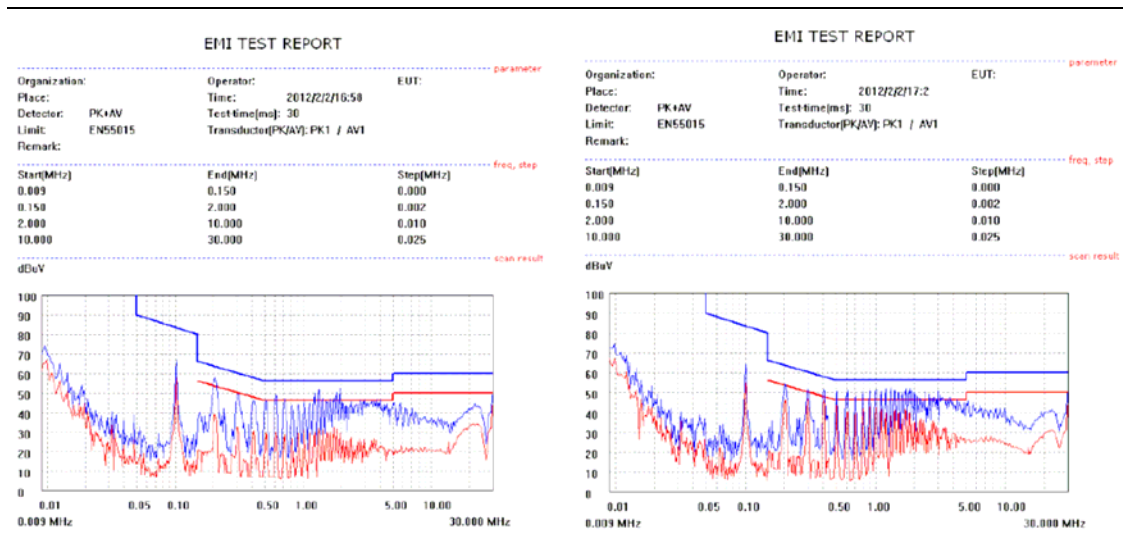


图 33 带电 230VAC 的传导 EMI

图 34 不带电 230VAC 的传导 EMI

### 3.6 材料清单

表 2 PMP4325 材料清单

QTY	RefDes	Description	MFR	Part Number
1	D2	Switching Diode, 0.2A./200V, SOT23	ON Semi	BAS20LT1G
1	C4	Capacitor, chip,4.7 uf, 35 V,1206	TDK	C3216X7R1V475K
1	C5	Capacitor, chip,10 pF/10 V, 10%, 0603	Std	Std
1	C7	Capacitor, chip, 4700 pF/10 V, 10%, 0603	Std	Std
1	C10	Capacitor, chip, 10uF/25 V , 10%, 1206	TDK	C3216X7R1E106M
1	C3	Capacitor, chip,3300 pF/ 630 V, 10%, 1206	TDK	C3216X7R2J332K
1	D1	Bridge Rectifier, 600 V, 0.5 A, SMD	FSC/others	MB6S
1	D5	Schottky Diode, 2 A, 100 V, SMA	ON/Diodes	MBRA2H100G
1	D3	Standard Rectifier, 1 A, 1000 V, SMA	ON/Diodes	4007/SMA
1	L1	Inductor, 1mH,0.2A, 6mm 8.5 mm	LEDpower	Custom
1	C11	Y1 CAP,680pF, Optional	Std	Std
1	T1	EPC13, 10pin Horizontal bobbin	LEDpower	Custom
1	FR	Fusible Resistor, 10R, 1W	Vitrohm	CRF251-4
1	R2	Resistor, chip, 0 ohm, 0603	Std	Std
1	R2	Resistor, chip, 1/8W, 5%, 0603	Std	Std
1	R8	Resistor, chip, 1/4W, 1%, 1206	Std	Std
1	R9	Resistor, chip, 1/8W, 1%, 0603	Std	Std
1	R10	Resistor, chip, 1/8W, 1%, 0603	Std	Std
2	R5	Resistor, chip, 1/5W, 5%, 0805	Std	Std
1	R13	Resistor, chip, 1/8W, 5%, 0603	Std	Std
1	R14	Resistor, chip, 1/5W, 1%, 0805	Std	Std
1	R15	Resistor, chip, 1/5W, 1%, 0805	Std	Std
1	R1	Resistor, chip, 1/5W, 5%, 0805	Std	Std
1	R3	Resistor, chip, 1/4W, 5%, 1206	Std	Std
2	R6 R7	Resistor, chip, 1/4W, 5%, 1206	Std	Std
1	R16	Resistor, chip, 1/5W, 5%, 0805	Std	Std
1	R4	Resistor, chip, 1/4W, 5%, 1206	Std	Std
1	C2	ECAP, 4.7 uF/400 V, 8 mm x 11.5 mm, 105° C, 5000h	Capxon	KW series
1	C1	Capacitor, chip, 0.1 uF/450 V, 1206	TDK	C3216X7T2W104M
1	D4.D7	Switching diode, 0.2 A, 100 V, SOD323	ON SemI	MMDL914T1G
1	D6	Zener, 30 V,0.5 W,SOD-123, Optional	Std	Std
1	U1	Primary current sense controller, MSOP8	TI	TPS92310
1	Q1	MOSFET, N-ch, 600 V, 2 A, IPAK	ON/FSC/Infineon	2N60
1	Q2	PNP transistor, -0.6 A, -60 V, sot23	Std	Std
1	R17	Resistor, chip,1/8w,1%,1.3M,1206	Std	Std
2	R18,R19	Resistor, chip,1/4W,1%,6.8M,1206	Std	Std
1	R20	Resistor, chip,1/8w,1%,100K,0603	Std	Std
1	Q4	N MOSFET, 0.115A, 60 V, SOT23	Std	2N7002L

### 3.7 变压器规范

本小节将说明变压器的磁芯和绕线筒规范、电路图、电气规范和构造结构图。

磁芯：EPC13

磁芯材料：PC40，或者其他类似材料

绕线筒：10 引脚水平绕线筒，具体尺寸如下：

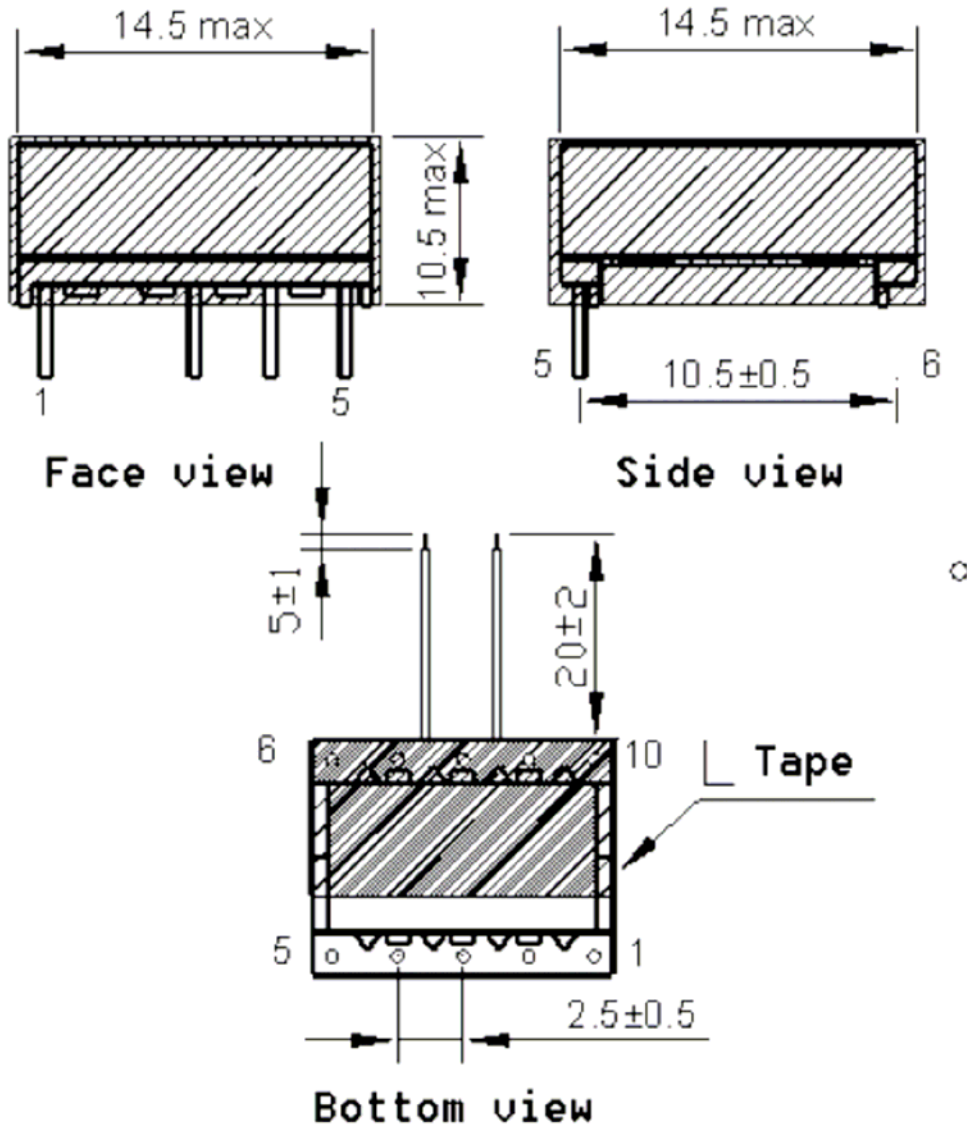


图 35 10 引脚水平绕线筒

## EPC13-10PIN

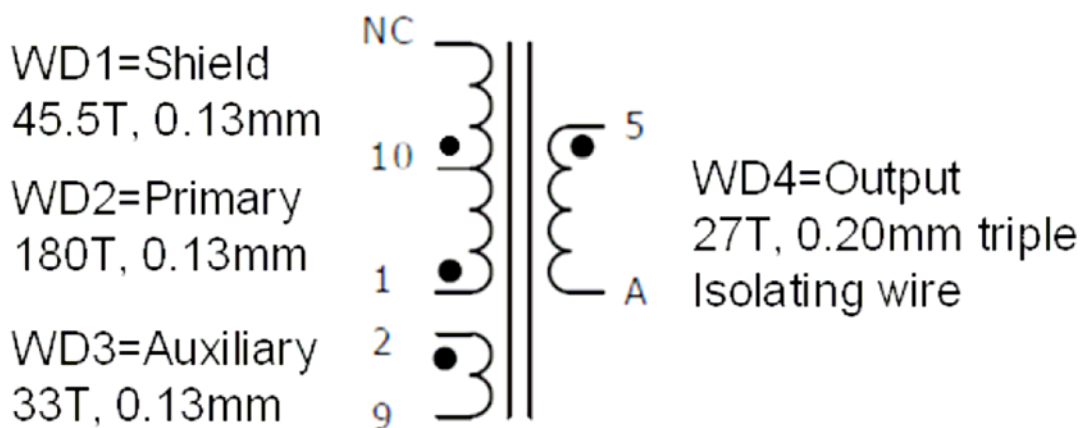


图 36 变压器电路图

表 3 变压器电气规范

电气强度	1 秒, 60Hz, 引脚数从 1、2、9、10 到 5, A	3000V
一次绕组电感	引脚 1-10、所有其他绕组开启、10kHz 时进行测量、1V	2.6MHz+/-10%

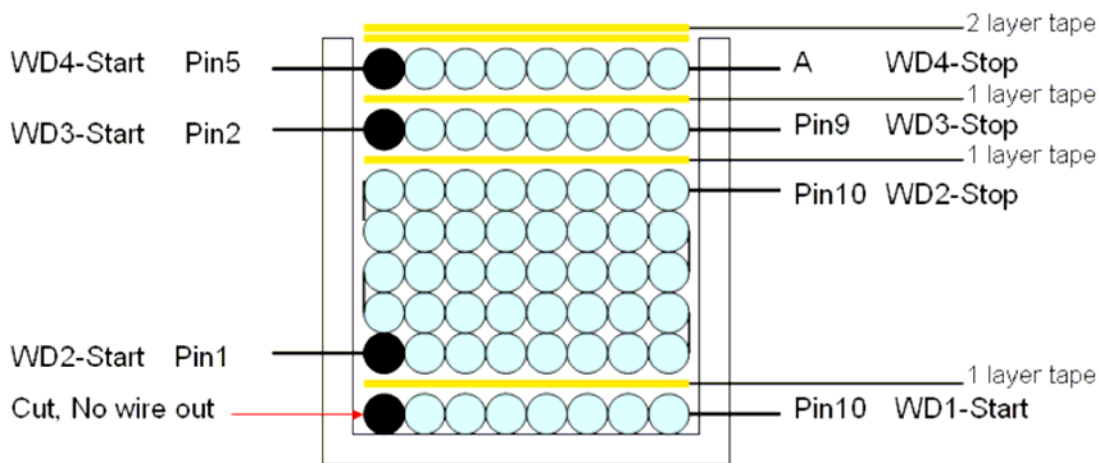


图 37 变压器构造结构图

### 参考文献

- 1、TI PFC 产品说明书之《TPS92310 离线一次侧感应控制器》