

# 初级侧调节 (PSR) LED 驱动器 RT7302 与 RT7304 之设计指南

Design Guidelines for RT7302 and RT7304 PSR LED Driver

## 摘要

[RT7302](#) 与 [RT7304](#) 是具有主动式功率因数校正的恒流 LED 驱动器；在宽电源电压范围内，能支持高功率因数，并且可在准谐振 (QR) 模式下工作以达到较高的效率。藉由初级侧调节 (PSR)，[RT7302](#) 和 [RT7304](#) 无需利用次级侧的并联稳压器或是光电耦合器，即能精确地调节输出电流，故此得以减少外部元件数、成本和驱动器基板的尺寸。

以 [RT7302](#) 为实例，本应用须知为具 PFC、隔离式、单级恒流 LED 驱动器，提供了一个循序渐进的设计指南。[RT7304](#) 也同样可适用。

本应用须知的设计实例是一个具有细长外观的 18W LED 驱动器，适用于 T8 LED 灯管；但同样的设计方式也可以用在其它 LED 灯泡、或其他外观尺寸的应用当中。

## 目录

1. 简介 .....	2
2. RT7302 的基本操作.....	3
3. 18W T8 LED 驱动器的设计.....	4
4. 设计工具说明 .....	12
5. 评估板的电路示意图.....	14
6. 电气性能的测量结果.....	17
7. PCB 布局注意事项 .....	20
8. 总结 .....	21

## 1. 简介

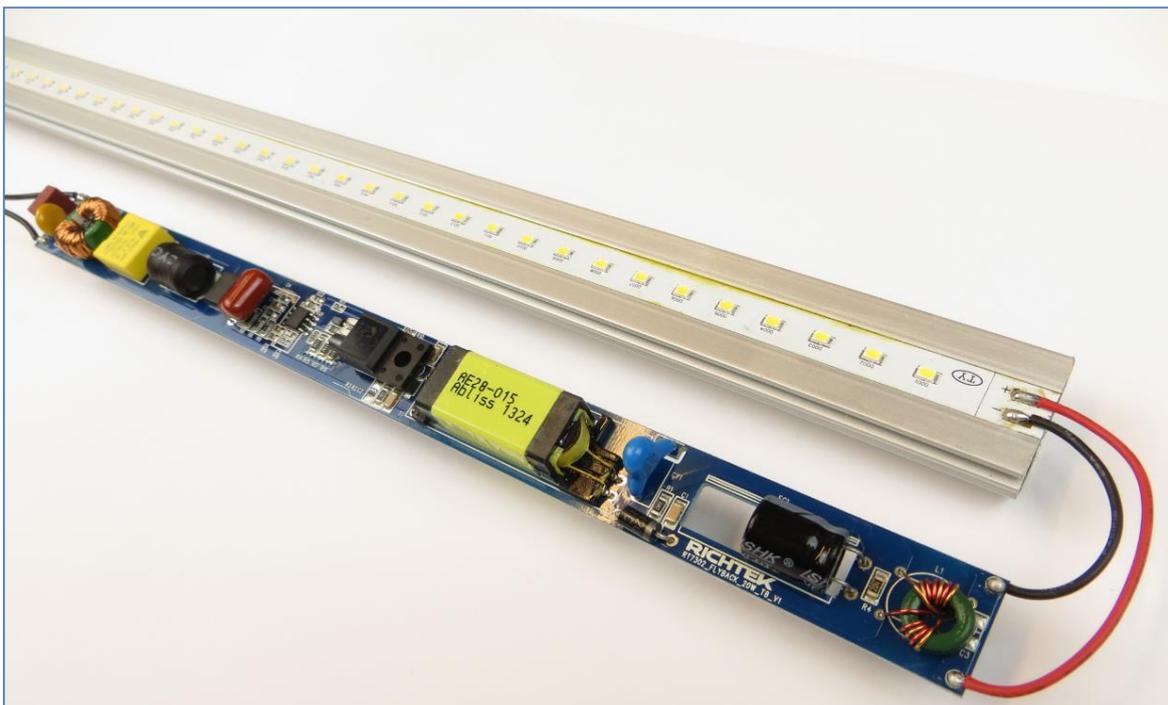
[RT7302](#) 与 [RT7304](#) 是具有主动式功率因数校正的恒流 LED 驱动器；在宽电源电压范围内，能支持高功率因数，并且可在准谐振 (QR) 模式下工作以达到较高的效率。藉由初级侧调节 (PSR)，[RT7302](#) 和 [RT7304](#) 无需利用次级侧的并联稳压器或是光电耦合器即能精确地调节输出电流，故此得以减少外部元件数、成本和驱动器基板尺寸。

[RT7304](#) 提供了稳健的设计，因其内嵌了全面的保护功能，包括 LED 开路保护、LED 短路保护、输出二极管短路保护、VDD 欠压锁定 (UVLO)、VDD 过压保护 (VDD OVP)、过热保护 (OTP) 和逐周期电流限制。RT7304 采用具成本效益的 SOT-23-6 封装。

[RT7302](#) 具有和 [RT7304](#) 相同的基本功能，但整合更多的功能，包括 HV 接脚提供的快速启动、PWM 调光和输入电压前馈补偿等。RT7302 采用 SOP-8 封装。

以 [RT7302](#) 为实例，本应用须知为具 PFC、隔离式、单级恒流 LED 驱动器，提供了一个循序渐进的设计指南。[RT7304](#) 也同样可适用。

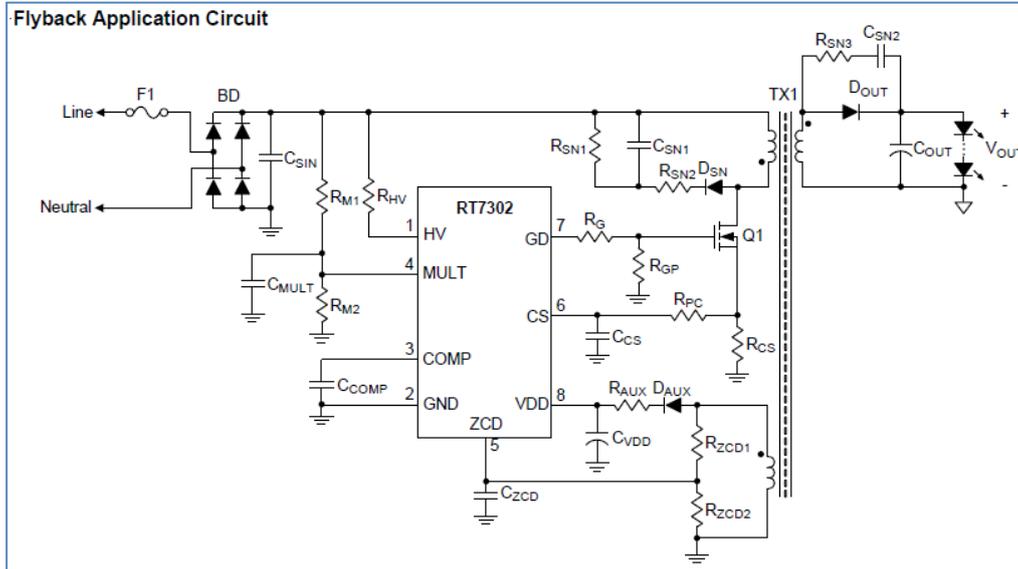
本应用须知的设计实例是一个具有细长外观的 18W LED 驱动器，适用于 T8 LED 灯管；但同样的设计方式也可以用在其它 LED 灯泡、或其他外观尺寸的应用当中。



图一、18W T8 LED 装配件及应用评估板

## 2. RT7302 的基本操作

图二显示 [RT7302](#) 用于典型的返驰转换器架构之中，其中输入电压为  $V_{in}$ 。



图二

当主开关 Q1 导通一段恒定时间  $t_{on}$  时，磁电感  $L_m$  的峰值电流  $I_{L\_pk}$  可以由下面公式计算而得：

$$I_{L\_pk} = \frac{V_{in}}{L_m} \times t_{on}$$

若输入电压为正弦波输入电压  $V_{in\_pk} \cdot \sin(\theta)$  经过全桥整流器后的输出电压，则电感峰值电流  $I_{L\_pk}$  可由以下公式来表示：

$$I_{L\_pk} = \frac{V_{in\_pk} |\sin(\theta)| \times t_{on}}{L_m}$$

转换器操作于有恒定导通时间控制的临界导通模式 (CRM) 时，峰值电感电流的波封会与输入电压波形同相位，因此而达到高功率因数。最小导通时间是由 ZCD 网络中，分压器的上部电阻  $R_{ZCD1}$  所设定的。

准谐振切换是透过检测辅助线圈零电流的状态及内部智能型波谷侦测电路而实现。在谐振波谷电压发生时才导通 MOSFET，如此可降低开关切换的损耗和电磁干扰。ZCD 接脚也用于检测输出过压；过压保护临界值可由  $R_{ZCD2}$  调整。

CS 接脚可感测 MOSFET 源极电阻上的电压，如此可检测初级侧峰值电流。藉由内部的前缘遮没电路可滤除此信号上的任何尖峰脉冲。传输延迟所造成的电流偏差可由 CS 接脚内部的电流源和外部串联电阻  $R_{PC}$  来补偿。

MULT 接脚用于检测输入峰值电压，并且控制影响  $t_{on}$  的脉动信号。利用所检测到的输入电压来产生前馈信号，使其能在输入电压范围内，调整脉动信号以达到恒定的 COMP 电压。如此，可以在全电源范围内，改善调节率、简化补偿方式、并能达到最大功率限制；此特性对于适用于全电源范围的 LED 驱动器之设计尤为重要。

RT7302 的 HV 接脚在启动过程中会快速地对连接于 VDD 接脚的电容器充电。在启动过程结束之后，HV 接脚即断开此连接；VDD 之后由辅助线圈供电。此方法能确保快速启动，并且于正常操作期间，在泄流电阻上不会消耗额外的功率。

#### 设计程序：

确定输入和输出条件 → 计算输入功率 → 变压器的设计，计算匝数比  $N$ ，初级侧电感值、初级和次级线圈的匝数 → 选用电流检测电阻 ( $R_{CS}$ )、桥式整流器、MOSFET、输出二极管 → 最低导通时间 ( $t_{on}$ ) 设定 ( $R_{ZCD1}$ ) → 过压保护设定 ( $R_{ZCD2}$ ) → 传输延迟设定 ( $R_{PC}$ ) → 前馈补偿 ( $R_{M1}$ ,  $R_{M2}$ )

利用 RT7302 的设计工具，可快速地决定所需的元件值。在第 3 章，将详细解说并示范 18W 参考设计的每一设计程序。

### 3. 18W T8 LED 驱动器的设计

这一章的 LED 驱动器实例是 18W T8 LED 驱动器评估板，如图三所示。



图三、评估板尺寸为 230x18x10mm，可放在 T8 窄灯管的 LED 板后面

设计规格要求：

- 输入范围： 90V ~ 264  $V_{ac}$
- LED 负载： 45V / 400mA
- 在 120V / 230  $V_{ac}$ ，效率 > 85%
- PF: > 0.95 和 THDi < 15% (符合 IEC61000-3-2 C & D 级)

#### 步骤 1、输入和输出条件

输入和输出条件如下所列：

最大交流输入电压  $V_{ac\_max}$ , 264 $V_{ac}$

最低交流输入电压  $V_{ac\_min}$ , 90 $V_{ac}$

电源频率  $f_{line}$ , 50Hz / 60Hz

平均输出电流  $I_o$ , 400mA

最小平均输出电压  $V_{o\_min}$ , 43V

最大平均输出电压  $V_{o\_max}$ , 47V

LED 灯串使用 14 个高功率 LED, 总动态电阻为  $14\Omega$

估计之最大平均输入功率  $P_{in\_max\_est}$  可以表示为:

$$P_{in\_max\_est} = \frac{V_{o\_max} \cdot I_o}{\eta}$$

其中  $\eta$  为估计的效率。

估计的效率为 85%, 则输入功率为:  $47 \cdot 0.4 / 0.85 = 22.12W$ .

变压器的估计峰值电流转换比 ( $CTR_{TX1}$ ) 可以表示为

$$CTR_{TX1} = \frac{I_{SEC\_PK}}{I_{PRI\_PK}} \times \frac{N_S}{N_P}$$

其中  $I_{SEC\_PK}$  是次级侧峰值电流,  $I_{PRI\_PK}$  是初级侧峰值电流,  $N_S$  是次级线圈匝数, 而  $N_P$  是初级线圈匝数。  $CTR_{TX1}$  估计约为 0.9。

反射输出电压  $V_{ro}$  可表示为

$$V_{ro} = \frac{N_P}{N_S} \cdot (V_{o\_max} + V_f)$$

其中  $V_f$  是输出二极管的顺向电压。建议  $V_{ro}$  必须是在 95 ~ 125V。

在此范例中: 设定  $V_{ro} = 125V$ 。

在最大输出电压时, 最小 VDD 电源电压  $V_{DD\_Vomax\_min}$  可得如下:

$$V_{DD\_Vomax\_min} = \frac{V_{o\_max}}{V_{o\_min}} \cdot V_{TH\_OFF\_max} \cdot 130\%$$

其中  $V_{TH\_OFF}$  是控制器的下降欠压锁定 (UVLO) 临界电压。

在最大输出电压时, VDD 电源电压  $V_{DD\_max}$  必须在  $V_{DD\_Vomax\_min} \sim V_{DD\_OVP\_min}$  范围内。

在此范例中:

$$V_{o\_max} = 47V, V_{o\_min} = 43V, V_{TH\_OFF\_max} = 10V, V_{DD\_Vomax\_min} = 14.2V$$

设定  $V_{DD\_max} = 20V$ 。

计算输出电容  $C_{OUT}$ :

输出电容值会决定 LED 灯串上的电压纹波量。此电压纹波和 LED 灯串的动态电阻, 会决定通过 LED 灯串的电纹波, 因而造成 100Hz 或 120Hz 的光闪烁。

在本范例中，所允许的最大 LED 电流纹波幅度设为 340mA<sub>pp</sub>，即纹波百分比为 42%。LED 灯串串联了 14 个 LED，总动态电阻为 14Ω，所以电压纹波  $V_{OUT} = 0.34A * 14 \Omega = 4.76V_{pp}$ 。变压器次级线圈电流可估计为一个频率为输入电源频率两倍的低频纹波，且此低频纹波的峰至峰振幅为平均输出电流的两倍。输出电容值由下式可算出：

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT\_PP}}{V_{OUT\_PP} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}$$

其中  $I_{OUT\_PP}$  是两倍的平均 LED 电流， $V_{OUT\_PP}$  是所允许的交流输出电压纹波，而  $f$  是两倍电源频率。以电源频率 50Hz 来计算： $C_{OUT} = 2 * 0.4 / (4.76 * 2 * \pi * 100) = 267\mu F$ 。若想要 LED 电流纹波愈小，则  $C_{OUT}$  值需增加。然而，当 LED 灯串的总动态电阻较高时， $C_{OUT}$  值可以减小。

## 步骤 2、变压器的设计

理想的初级与次级线圈匝数比可以表示为

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{ro}}{V_{o\_max} + V_f}$$

在此范例中：

$$V_{ro} = 125V, V_{o\_max} = 47V, V_f = 0.7V, N_P/N_S = 2.62$$

理想的次级与辅助线圈匝数比可以表示为

$$\frac{N_S}{N_A} = \frac{V_{o\_max}}{V_{DD\_max}}$$

在此范例中：

$$V_{o\_max} = 47V, V_{DD\_max} = 20V, N_S/N_A = 2.35$$

MOSFET 的最大导通时间  $t_{on\_max}$  可以表示为

$$t_{on\_max} = D_{on\_max} \cdot \frac{1}{f_{s\_min}}$$

其中  $f_{s\_min}$  是最小开关切换频率。

MOSFET 的最大占空比  $D_{on\_max}$  可以表示为

$$D_{on\_max} = \frac{V_{ro}}{V_{ro} + V_{ac\_min\_pk}}$$

初级侧电感  $L_m$  可导出为

$$L_m = \frac{t_{on}}{2I_o} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot CTR_{TX1} \frac{\int_0^{\frac{1}{2f_{line}}} \frac{V_{ac}(t)^2}{V_{ro} + V_{ac}(t)} dt}{\frac{1}{2f_{line}}}$$

因此，当最小开关切换频率  $f_{s\_min}$  决定之后，就可以求得  $L_m$ 。

在此范例中：

设定  $f_{s\_min} = 54 \text{ kHz}$ ，

$V_{ro} = 125\text{V}$ ， $V_{ac\_min\_pk} = 127 \text{ V}$ ，

算出  $t_{on\_max} = 8.68\mu\text{s}$  和  $L_m = 899\mu\text{H}$

为避免铁芯饱和，变压器初级侧的最小匝数可由以下算式得到：

$$N_{p\_min} > \frac{I_{p\_pk} \cdot L_m}{B_{max} \cdot A_e}$$

其中  $A_e$  是铁芯的横截面面积 (单位:  $\text{m}^2$ )，而  $B_{max}$  是最大磁通密度 (单位: Gauss)。

在此范例中：

$I_{p\_pk} = 1.23\text{A}$ ， $L_m = 899\mu\text{H}$ ，选用 EDR-28 铁芯，而其横截面面积  $A_e = 88 \text{ m}^2$ 。

设定  $B_{max} = 2950 \text{ Gauss}$ 。得  $N_{p\_min} > 42.5$  匝。

现在变压器所有的参数都已决定，包括  $N_{p\_min}$ 、 $N_p/N_s$ 、 $N_s/N_A$  和  $L_m$ 。

$N_p = 43\text{T}$ ， $N_s = 43/2.62 = 16.4\text{T}$ ，所以  $N_s$  选 16T，而  $N_A = 16/2.35 = 6.8\text{T}$ ，故  $N_A$  选 7T。

### 步骤 3、选用电流检测电阻

电流检测电阻  $R_{CS}$  可以由以下公式决定：

$$R_{CS} = \frac{1}{2} \times \frac{N_p}{N_s} \times \frac{K_{CC}}{I_o} \times CTR_{TX1}$$

其中  $K_{CC}$  是控制 IC 内部的参数。

在此范例中：

实际的  $N_p/N_s = 2.69$ ， $K_{CC} = 0.25$ ， $I_o = 0.4\text{A}$ ， $CTR_{TX1} = 0.9$ ，

可算出电流检测电阻  $R_{CS} = (1/2) * 2.69 * (0.25/0.4) * 0.9 = 0.79 \Omega$

#### 步骤 4、选用桥式整流器

桥式整流器的最大反向电压  $V_{RRM\_max}$  可以表示为:

$$V_{RRM\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{ac\_max}$$

桥式整流器的最大正向电流  $I_{BR\_max}$  可以表示为:

$$I_{BR\_max} = \frac{P_{in\_max}}{V_{ac\_min}}$$

在此范例中:

$$V_{RRM\_max} = \sqrt{2} \cdot 264 = 373V$$

$$I_{BR\_max} = 22.12/90 = 0.25A$$

一个 600V/1A 桥式整流器能提供足够的降额值, 其中包括涌入电流和电压过冲。

#### 步骤 5、选用 MOSFET

MOSFET 的最大漏-源极电压应力  $V_{DS\_max}$  为:

$$V_{DS\_max} = V_{RRM\_max} + V_{clamp}$$

其中  $V_{clamp}$  是缓冲电路的最大电压, 必须高于  $V_{ro}$ 。

MOSFET 的最大的漏-源极电流应力  $I_{DS\_max}$  则为:

$$I_{DS\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{ac\_min} \cdot \frac{t_{on\_max}}{L_m}$$

在此范例中:

设定  $V_{clamp} = 160V$

$V_{DS\_max} = 373 + 160 = 533V$ : 为达足够的降额值, 选择至少有 650V 绝对最大额定值的 MOSFET。

$I_{DS\_max} = I_{p\_pk} = 1.23A$ : 选择 MOSFET 的  $R_{dson}$  和散热有关。在小型 T8 设计中, 选用  $R_{dson} = 1.8\Omega$ 、4A 的 MOSFET, 不需要散热片。

## 步骤 6、选用输出二极管和辅助二极管

输出二极管的最大逆向电压应力  $V_{Do\_max}$  可以表示为:

$$V_{Do\_max} = V_{RRM\_max} \cdot \frac{N_s}{N_p} + V_{O\_OVP}$$

其中  $V_{O\_OVP}$  是输出过压保护临界值。

输出二极管的最大平均顺向电流应力  $I_{Do\_max}$  可以表示为:

$$I_{Do\_max} = I_o$$

在此范例中:

设定  $V_{O\_OVP} = 61V$

$$V_{Do\_max} = 373 / 2.62 + 61 = 203V$$

$$I_{Do\_max} = I_o = 0.4A$$

选择高电流绝对最大额定值的二极管可有较好的效率。

辅助二极管的最大逆向电压应力  $V_{Da\_max}$  可以表示为:

$$V_{Da\_max} = V_{RRM\_max} \cdot \frac{N_A}{N_P} + V_{DD\_OVP}$$

其中  $V_{DD\_OVP}$  是 VDD 过压保护临界值。

输出二极管的最大平均顺向电流应力  $I_{Da\_max}$  可以表示为:

$$I_{Da\_max} = I_{DD\_max}$$

其中  $I_{DD\_max}$  是控制 IC 的最大操作电流。

在此范例中:

$$V_{DD\_OVP} = 27V$$

$$V_{Da\_max} = 373 / (2.62 * 2.35) + 27 = 87.8V$$

$$I_{Da\_max} = I_{DD\_max} = 5mA$$

## 步骤 7、最小导通时间的设定

[RT7302](#) 限制每个开关切换周期最低的导通时间为  $t_{on\_min}$ 。  $t_{on\_min}$  是取样保持 ZCD 电流  $I_{ZCD\_SH}$  的函数，其关系如下:

$$t_{on\_min} \cdot I_{ZCD\_SH} = 405 \text{ p} \cdot \text{sec} \cdot A \text{ (typ.)}$$

$I_{ZCD\_SH}$  可以表示为:

$$I_{ZCD\_SH} = \frac{V_{in} \cdot N_A}{R_{ZCD1} \cdot N_P}$$

因此, 可以决定  $R_{ZCD1}$ :

$$R_{ZCD1} = \frac{t_{on\_min} \cdot V_{in}}{405p} \cdot \frac{N_A}{N_P} \text{ (typ.)}$$

此外, 流出 ZCD 接脚的电流必须低于 2.5mA (典型值)。因此, 决定  $R_{ZCD1}$  时也必须注意:

$$R_{ZCD1} > \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac\_max}}{2.5m} \cdot \frac{N_A}{N_P}$$

在此范例中:

$$R_{ZCD1} > \sqrt{2} * 264 / 2.5mA / (2.62 * 2.35) = 24.2k\Omega$$

设定  $R_{ZCD1} = 60k\Omega$

当  $V_{in} = 10V$ ,  $t_{on\_min} = 405 p * 60 k * (2.62 * 2.35) / 10 = 14.9\mu s$

一般情况下,  $t_{on\_min}$  较长, 可以稍微改善 THDi。但如果  $t_{on\_min}$  太长, 在  $V_{in}$  零交越时会产生电流谐振, THDi 反而因此恶化。因此,  $t_{on\_min}$  可根据测量的 THDi 而微调。

## 步骤 8、输出过压保护的设定

输出过压保护是通过检测辅助线圈的膝点电压来实现的。  $R_{ZCD2}$  可以由以下方程得到:

$$V_{O\_OVP} \cdot \frac{N_A}{N_S} \cdot \frac{R_{ZCD2}}{R_{ZCD1} + R_{ZCD2}} = 3.1V \text{ (typ.)}$$

在此范例中:

设定  $V_{O\_OVP} = 61V$

可以计算出  $R_{ZCD2} = 7.9k\Omega$

**步骤 9、传输延迟补偿的设计**

传输延迟效应所引起的  $V_{CS}$  偏差 ( $\Delta V_{CS}$ ) 可导出如下式:

$$\Delta V_{CS} = \frac{V_{in} \cdot t_d \cdot R_{CS}}{L_m},$$

其中  $t_d$  为延迟时间, 包括 [RT7302](#) 的传输延迟和 MOSFET 关断的转态时间。[RT7302](#) 的 CS 接脚所流出的电流  $I_{CS}$  可以表示为:

$$I_{CS} = K_{PC} \cdot V_{in} \cdot \frac{N_A}{N_P} \cdot \frac{1}{R_{ZCD1}}$$

其中  $K_{PC}$  是控制 IC 内部的常数值。 $R_{PC}$  可由下式获得:

$$R_{PC} = \frac{\Delta V_{CS}}{I_{CS}}$$

$$= \frac{t_d \cdot R_{CS} \cdot R_{ZCD1}}{L_m \cdot K_{PC}} \cdot \frac{N_P}{N_A}$$

$t_d$  估计约为 150ns。

在此范例中:

$$R_{PC} = 150n \cdot 0.74 \cdot 60k / (899\mu \cdot 0.02) \cdot (2.62 \cdot 2.35) = 2.3k\Omega$$

然而, 延迟周期  $t_d$  会随 MOSFET 的寄生电容、控制 IC 的闸极驱动能力和传输延迟等而改变, 因此无法准确估计  $t_d$ , 而  $R_{PC}$  需根据所测量的输出电流作修改。如果输出电流随  $V_{in}$  上升而增加时,  $R_{PC}$  应增加; 如果输出电流随  $V_{in}$  上升而减少时,  $R_{PC}$  应降低。

**步骤 10、前馈补偿设计 (仅适用于 RT7302)**

COMP 电压  $V_{COMP}$  可从下列公式导出。

$$\frac{1}{2} (V_{MULT\_pk})^2 \times \frac{t_{on} + t_{off}}{t_s} \times G_{m\text{ramp}} \times t_{on} = C_{ramp} \times V_{COMP}$$

$$V_{MULT\_pk} = V_{in\_pk} \times \frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}}$$

$V_{MULT\_pk}$  是 MULT 接脚上的峰值电压。 $G_{m_{ramp}}$  是脉动信号产生器的转导值，其典型值为  $2.5\mu A/V$ 。 $C_{ramp}$  是脉动信号产生器的电容，其典型值为  $6.5pF$ 。当转换器操作在 CRM 时， $(t_{on} + t_{off}) / t_s = 1$ 。建议把  $V_{COMP\_min}$  设计在  $1.2 \sim 1.5V$  的范围内，而  $R_{M2}$  在  $30 \sim 60k\Omega$  之间。因此，分压器的电阻值  $R_{M1}$  和  $R_{M2}$  可以根据以上参数来决定。

在此范例中：

$$t_{on\_max} = 8.68\mu s。$$

$$\text{设定 } V_{COMP\_min} = 1.2 V，$$

$$\text{得 } V_{MULT\_pk} = 0.85V。$$

$$\text{设定 } R_{M2} = 43k\Omega，$$

$$\text{可以计算出 } R_{M1} = 6.4M\Omega。$$

## 4. 设计工具说明

利用 [RT7302 设计工具](#) 和 [RT7304 设计工具](#)，可快速地决定所需的元件值。其内容与第 3 章中所述的设计程序相同。在设计工具中，使用者将操作参数输入于「黄色网格」中；而根据所输入的参数，设计工具会自动将产生的结果放在「粉红色网格」中。

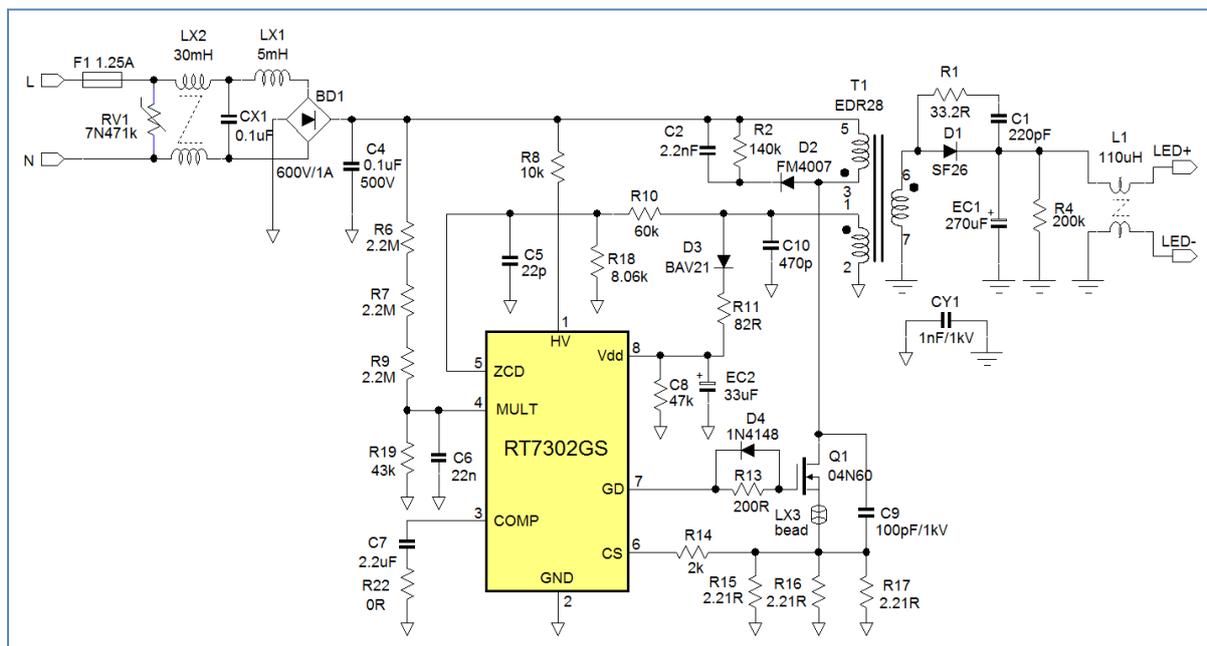
下表一显示为 18W T8 参考设计所输入的数据和其所计算出的结果。

表一、设计工具的数据

Step1: Input and output conditions Definition	
Min. AC input voltage $V_{ac\_min}$	90 Vrms
Max. AC input voltage $V_{ac\_max}$	264 Vrms
Line frequency $f_{line}$	50 Hz
Average output current $I_o$	0.4 A
Min. average output voltage $V_{o\_min}$	43.0 V
Max. average output voltage $V_{o\_max}$	47.0 V
Max. average output power $P_{o\_max}$	18.8 W
Estimated efficiency $\eta$	85 %
Estimated peak current transfer ratio (CTR) of the transformer(TX <sub>1</sub> ) $(I_{sec\_pk} / I_{pri\_pk}) * (N_s / N_p) =$	90 %
Estimated half of the resonant period of the primary-side inductance $L_m$ and parasitic capacitance of MOSFET $Q_1 =$	1.00 $\mu$ s
Estimated deviation of the detected inductance discharge time $T_{off} =$	0.50 $\mu$ s
Estimated max. average input power $P_{in\_max\_est} =$	22.12 W
Forward voltage of output diode $V_f =$	0.7 V
Max. voltage of "V <sub>o\_max</sub> * N <sub>p</sub> / N <sub>s</sub> " = $V_{FD} =$	125 V
Min. VDD supply voltage at $V_{o\_max}$ $V_{DD\_Vomax\_min} =$	14.2 V
VDD supply voltage at $V_{o\_max}$ $V_{DD\_max} =$	20 V
Step2: Transformer (TX <sub>1</sub> ) Design	
1. Turns ratio determination	
Ideal turns ratio of primary to secondary windings $N_p / N_s =$	2.62
Ideal turns ratio of secondary to auxiliary windings $N_s / N_A =$	2.35
2. Inductance design	
The lowest switching frequency $f_{s\_min} =$	54.00 kHz
Max. on time of the MOSFET $t_{on\_max} =$	8.68 $\mu$ s
Duty ratio at the peak of the min. AC input voltage $D_{on\_max} =$	0.47
Factor(t) at the min. AC input voltage $Factor(t)_{min} =$	35.13
Primary-side Inductance $L_m =$	898.87 $\mu$ H
3. Current Stress Calculation (@min. AC input voltage and full load)	
Max. peak current of the primary winding $I_{p\_pk} =$	1.229 A
RMS current of the primary winding $I_{p\_rms} =$	0.369 A
Max. peak current of the secondary winding $I_{s\_pk} =$	3.303 A
RMS current of the secondary winding $I_{s\_rms} =$	0.912 A
4. Structure design	
Max. magnetic flux density $B_{max} =$	2950 Gauss
Cross sectional area of core $A_c =$	88 mm <sup>2</sup>
Min. turns number of the primary winding $N_{p\_min} >$	42.58 Turns
Turns number of the primary winding $N_p =$	43 Turns
Turns number of the secondary winding $N_s =$	16 Turns
Turns number of the auxiliary winding $N_A =$	7 Turns
Actual $N_p / N_s =$	2.69
Actual $N_s / N_A =$	2.29
Current Density $J =$	8 A/mm <sup>2</sup>
Wire Diameter of the Primary Winding $r_p \geq$	0.24 mm
Selected Wire Diameter of the Primary Winding $r_p =$	0.27 mm
Current density of the primary winding $J_{pri} =$	6.452 A/mm <sup>2</sup>
Total wire Area of Primary Winding $A_p =$	2.46 mm <sup>2</sup>
Wire Diameter of the Secondary Winding $r_s \geq$	0.38 mm
Selected Wire Diameter of the Secondary Winding $r_s =$	0.3 mm
Current density of the secondary winding $J_{sec} =$	12.908 A/mm <sup>2</sup>
Total wire Area of the Secondary Winding $A_s =$	3.14 mm <sup>2</sup>
Selected Wire Diameter of the Auxiliary Winding $r_A \geq$	0.12 mm
Total Wire Area of the Auxiliary Winding $A_A =$	0.08 mm <sup>2</sup>
Selected Transformer $A_w =$	23.10 mm <sup>2</sup>
Transformer Fill Factor $K_f =$	0.246
Step3: Current Sense Resistor(R <sub>CS</sub> ) Determination	
Ideal current sense resistor $R_{CS} =$	0.79 $\Omega$
Selected current sense resistor $R_{CS} =$	0.74 $\Omega$
Actual average output current $I_o =$	0.429 A
Max. CS peak voltage $V_{CS\_pk\_max} =$	0.91 V
Ratio of the $V_{CS\_CL}$ to $V_{CS\_pk\_max}$ $V_{CS\_CL} / V_{CS\_pk\_max} =$	1.02
Step4: Bridge Rectifier(BD) Determination	
Max. reverse voltage of the bridge rectifier $V_{RRM\_max} =$	373 V
Max. forward current of the bridge rectifier $I_{BR\_max} =$	0.25 A
Step5: MOSFET(Q <sub>1</sub> ) Determination	
Max. voltage on the snubber $V_{clamp} =$	160.00 V
Max. D-to-S voltage stress of the MOSFET $V_{DS\_max} =$	533.4 V
Max. D-to-S current stress of the MOSFET $I_{DS\_max} =$	1.229 A
Step6: Output diode(D <sub>OUT</sub> ) and Auxiliary Diode(D <sub>AUX</sub> ) Determination	
Max. reverse voltage stress of the output diode $V_{DO\_max} =$	200.0 V
Max. average forward current stress of the output diode $I_{DO\_max} =$	0.400 A
Max. reverse voltage stress of the auxiliary diode $V_{DA\_max} =$	87.8 V
Max. average forward current stress of the auxiliary diode $I_{DA\_max} =$	5.000 mA
Step7: Min. on Time Design	
High-side resistor of the ZCD resistor-divider $R_{ZCD1} >$	24.31 k $\Omega$
$R_{ZCD1} =$	60.00 k $\Omega$
Min. on time @ $V_{CSIN} = 10V$ $t_{on(min)} =$	14.93 $\mu$ s
Step8: OVP Setting	
Ratio of the output OV to max. output voltages $V_{o\_ovp} / V_{o\_max} =$	1.30
Output over-voltage threshold $V_{o\_ovp} =$	61.10 V
Low-side resistor of the ZCD resistor-divider $R_{ZCD2} =$	7.87 k $\Omega$
Step9: Propagation Delay Compensation Design	
IC Propagation delay+MOSFET turn off transition $t_D =$	150.00 ns
Propagation delay compensation resistor $R_{PC} =$	2.28 k $\Omega$
Step10: Feed-Forward Compensation Design	
Recommended Min. COMP voltage $V_{COMP\_min} =$	1.20 V
Recommended Min. MULT voltage $V_{MULT\_min} =$	0.85 V
Low-side resistor of the MULT resistor-divider $R_{M2} =$	43 k $\Omega$
High-side resistor of the MULT resistor-divider $R_{M1} =$	6.4 M $\Omega$
Step11: Recommended Component Value	
High-voltage start-up resistor $R_{HV} =$	10 ~ 22 k $\Omega$
External GATE-to-GND resistor $R_{gp} =$	10 ~ 22 k $\Omega$
Gate resistor between GATE pin and MOSFET(Q <sub>1</sub> ) gate $R_g =$	10 ~ 100 $\Omega$
Resistor in series with the diode(D <sub>AUX</sub> ) $R_{AUX} =$	10 ~ 100 $\Omega$
Parallel resistor of the MOSFET snubber $R_{sn1} =$	100 ~ 300 k $\Omega$
Series resistor of the MOSFET snubber $R_{sn2} =$	100 ~ 300 $\Omega$
VDD decoupling capacitor $C_{VDD} =$	10 ~ 33 $\mu$ F
Compensation capacitor between the COMP and GND pins $C_{comp} =$	1 ~ 4.7 $\mu$ F
Filter capacitor between the MULT and GND pins $C_{MULT} =$	10 ~ 1000 pF (Dirr)
	1 ~ 100 nF (Nor)
Filter capacitor between the ZCD and GND pins $C_{ZCD} =$	10 ~ 22 pF
Capacitor of the MOSFET snubber $C_{sn1} =$	1 ~ 2.2 nF

## 5. 评估板的电路示意图

评估板的电路示意图如图四所示。



图四、18W T8 LED 驱动器参考设计之电路示意图

在参考电路设计中，加上 RV1 作为雷击保护；加上 LX2、CX1 和 LX1 以减少输入电源的传导电磁干扰，而 L1 和 LX3 则是为了减少辐射电磁干扰。

完整的材料清单如下方表二所示。

表二、18W LED 驱动器之参考设计完整的材料清单

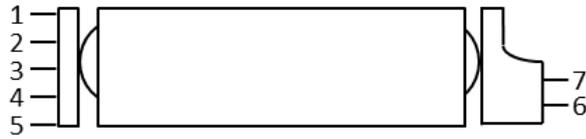
Item	Quantity	Reference	Part/Value	Type	Vendor	Remark
1	1	F1	T1.25A/300V	SS-5F-2P	Littlefuse	
2	1	RV1	7N471K	TVS-2P	Thinking	
3	1	LX2	30mH	LRS-T14	Abliss	T12.7*7.92*4.9(μ=10000)
4	1	CX1	0.1μF	CFS-12X12	Shiny Space	
5	1	LX1	5mH	LDS-D9X12	Mag. layers	
6	1	BD1	1A/600V	DB-1A	GW	
7	1	C4	0.1μF/500V	CFS-11X10	Murata	
8	3	R6, R7, R9	2.2MΩ	0805	RALEC	
9	1	R19	43kΩ	0603	RALEC	
10	1	C6	22nF/50V	0603	Murata	
11	1	C7	2.2μF/25V	0805	Murata	
12	1	R22	0Ω	0603	RALEC	

13	1	R8	10kΩ	1206	RALEC	
14	1	R2	140kΩ	1206	RALEC	
15	1	D2	FM4007	SOD123	Willas	
16	1	C2	2.2nF/1kV	1206	Murata	
17	1	R13	200Ω	0805	RALEC	
18	1	D4	1N4148	SOD-123	Willas	
19	1	Q1	4A/650V	TO-220	IPS	FTA04N65D
20	1	C9	100pF/1kV	1206	Murata	
21	1	LX3	T3.5*3*1.4	---	King core	On Source pin of Q1
22	3	R15, R16, R17	2.21Ω	1206	RALEC	
23	1	R14	2kΩ	603	RALEC	
24	1	C10	470pF/1kV	1206	Murata	
25	1	CY1	1000pF/250Vac	CAP-10mm	Murata	
26	1	R10	60kΩ	0603	RALEC	
27	1	R18	8.06kΩ	0603	RALEC	
28	1	C5	22pF	0603	Murata	
29	1	D3	BAV21	SOD-123	Willas	
30	1	R11	82Ω	0603	RALEC	
31	1	EC2	33μF/50V	CES-5X11	Rubycon	
32	1	T1	EDR28	EDR28	Abliss	
33	1	U1	<a href="#">RT7302</a>	SOP-8	Richtek	
34	1	D1	SF26	DO-15	Willas	
35	1	R1	33Ω	1206	RALEC	
36	1	C1	220pF/1kV	1206	Murata	
37	1	EC1	270μF/63V	CES-10X25	Rubycon	
38	1	L1	110μH	LR-T9	Abliss	T9*5*3(μi=10000)
39	1	R4	200kΩ	1206	RALEC	

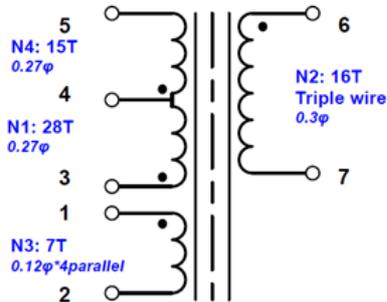
**变压器设计：** 变压器之设计规格，如图五所示。

Transformer Specification

Core Size:	EDR-28
Material:	PC40
Bobbin/PINs:	Horizontal / 7pins
Primary inductor: ( $\pm 5\%$ )	920 $\mu$ H
Leakage inductor:	30 $\mu$ H



Electrical:



Winding Specifications:

Winding No.	PIN	Wire	Turns	Winding Type	Tape Layer
N1	3 → 4	0.27 $\phi$	28Ts	Close winding	2 Layers
N2	6 → 7	Triple wire 0.3 $\phi$	16Ts	Close winding	2 Layers
N3	1 → 2	0.12 $\phi$ x 4 parallel	7Ts	Close winding	1 Layer
N4	4 → 5	0.27 $\phi$	15T	Close winding	1 Layer

图五、变压器规格

以夹层结构绕制变压器初级侧能减少变压器的漏电感，因而增进效率和输出电流调节率。变压器的最大电压摆幅是发生在接脚 3，应将其放在最内侧，以改善辐射电磁干扰。为符合安全标准，在次级侧通常采用三层绝缘线以提供有效的绝缘。

## 6. 电气性能的测量结果

下方表三显示了在全电源电压范围内，LED 驱动器输入和输出参数。

表三、性能测量结果

Frequency	Vac [V]	Pin [Watt]	Vout [V]	Iout [mA]	Pout [Watt]	Eff. [%]	PF Value	THD
60Hz	90	21.54	45.75	405	18.53	86.02%	0.9960	6.37
60Hz	100	21.24	45.78	405	18.54	87.29%	0.9960	6.68
60Hz	110	21.03	45.80	404	18.50	87.98%	0.9954	7.03
60Hz	120	20.87	45.83	403	18.47	88.50%	0.9950	7.24
60Hz	132	20.73	45.86	402	18.44	88.93%	0.9944	7.53
50Hz	180	20.60	46.00	401	18.45	89.54%	0.9908	7.51
50Hz	200	20.60	46.07	400	18.43	89.46%	0.9886	7.02
50Hz	220	20.64	46.15	400	18.46	89.44%	0.9851	6.73
50Hz	230	20.69	46.23	400	18.49	89.38%	0.9832	6.82
50Hz	240	20.75	46.31	400	18.52	89.27%	0.9811	6.99
50Hz	264	20.90	46.44	400	18.58	88.88%	0.9738	7.86

电流调节率 = 1.23%

效率偏差 = 3.52%

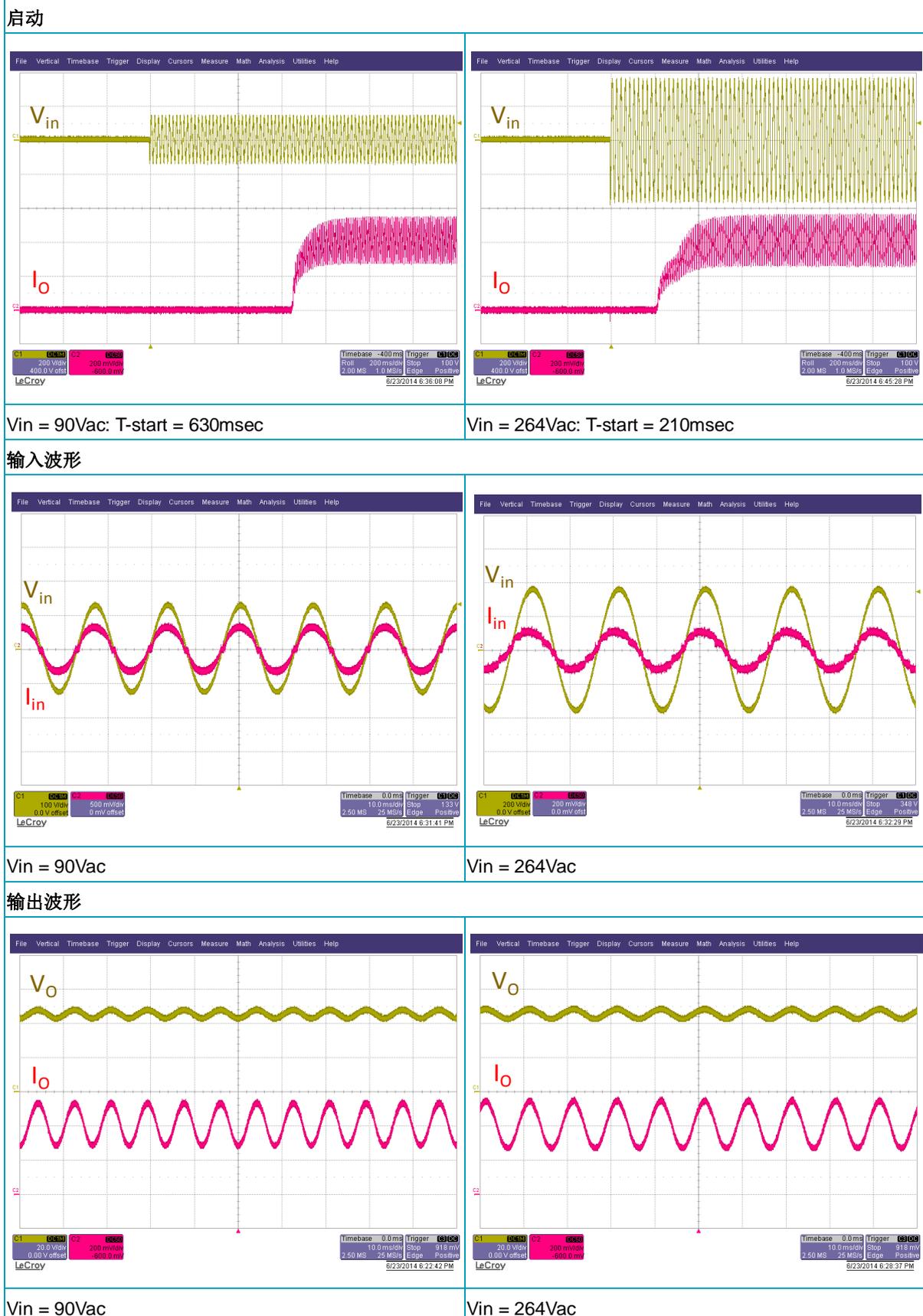
最大 PF = 0.996

最小 PF= 0.974

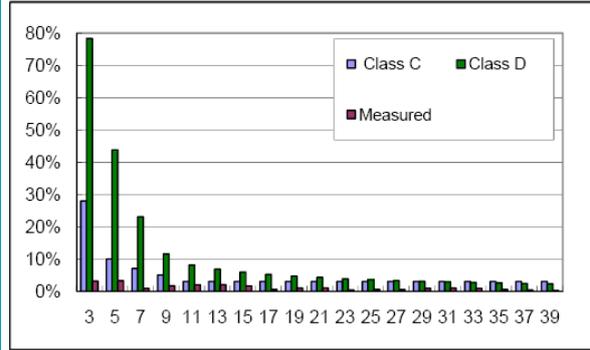
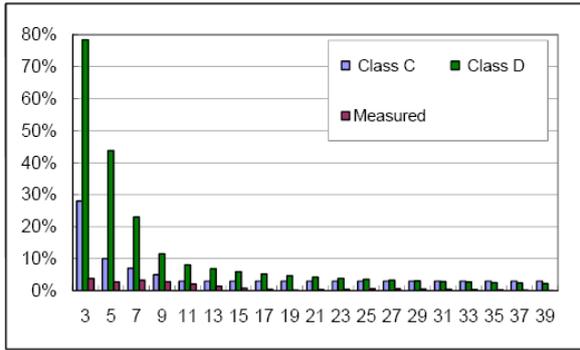
由以上数据可看出，此设计有良好的电流调节率，驱动器效率易达到设计要求，且功率因数和 THDi 都完全符合照明应用的规定。

表四中分别显示在各种操作条件下，其电压和电流的波形：

表四、在各种操作条件下所量测的波形



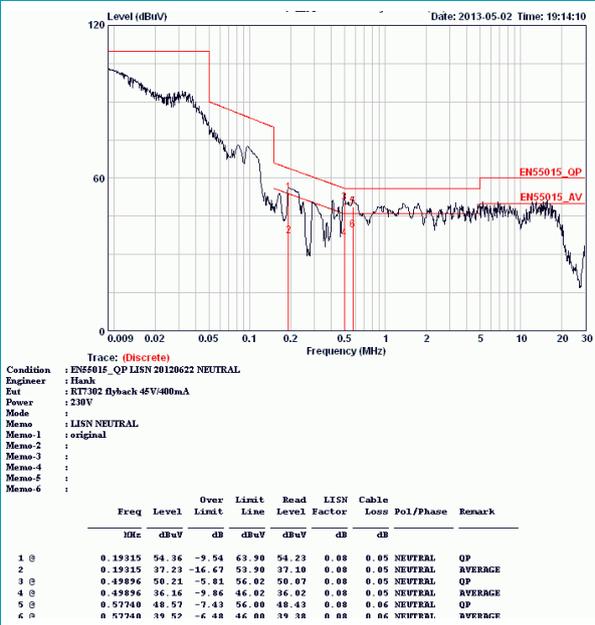
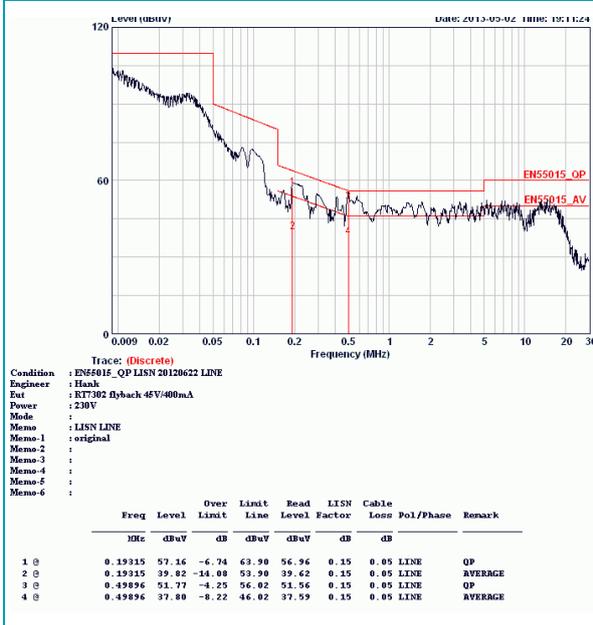
输入电流谐波含量: (IEC61000-3-2)



Vin = 110Vac: 符合 Class C and D 标准

Vin = 230Vac: 符合 Class C and D 标准

传导电磁干扰



Vin = 230V-L

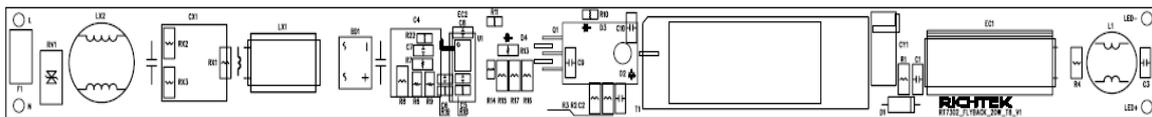
Vin = 230V-N

此评估板在 120V 和 230 Vac 均通过传导和辐射电磁干扰测试

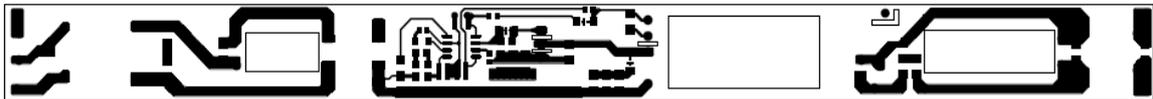
## 7. PCB 布局注意事项

此参考设计的 PCB 布局如下面图六所示；它建构于 FR-4 材料制作的双面 PCB，并有狭窄的外观尺寸，使其能适合于 T8 狭窄的灯罩。

为减少电磁干扰，应尽可能使闸极驱动器、缓冲电路、输出二极管和主要 MOSFET 开关回路等的电流回路愈短愈好。控制 IC、电流检测电阻、辅助线圈和 Y 电容的接地端个别接到输入电容的接地端。分别连接于控制 IC 的 COMP 接脚、ZCD 接脚和 MULT 接脚的电容则都尽量靠近 IC。



上层文字 (元件位置)



上层走线



下层走线

图六、PCB 布局

## 8. 总结

有此循序渐进的设计指南和 [RT7302 设计工具](#) 的帮助, 使用者就能够快速地设计出满足高性能离线式 LED 驱动器要求的 LED 驱动器; 无需次级侧的感测可大为简化驱动器的机构设计, 并可使用小型外观尺寸的 PCB 板。

按照本设计指南去设计, 即可符合电磁干扰的相关要求, 并且通过雷击测试。虽然此参考设计是针对 18W LED 驱动器而设计的, 但 [RT7302](#) 可广泛地应用在各种 8W ~ 60W LED 驱动器应用中。

相关资源	
立锜科技电子报	<a href="#">订阅立锜电子报</a>
档案下载	<a href="#">PDF 下载</a>

### Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1<sup>st</sup> Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.