

单级 PFC 反激式 LED 驱动电源的设计

任 杰¹, 俞 吉²

(1. 电子科技大学, 四川 成都, 610054)

(2. 西北工业大学, 陕西 西安, 710129)

摘 要:介绍了一种高 PF 值 LED 驱动电源, 阐明了单级 PFC 反激式变换器的工作原理并推导了变压器的计算方法。最后使用 LT3799 设计了原型样机, 在通用输入电压范围内, 输出 25V/1A 的条件下获得了高于 0.9 的 PF 值以及高于 85% 的平均效率。

关键词:单级 PFC, 准谐振, LT3799, LED 驱动

Design of Single-stage PFC Flyback LED Power Supply

REN Jie, YU Ji

中图分类号: TN312.8 文献标识码: A 文章编号: 0219-2713(2013)05-0059-05

随着半导体技术的飞速发展, 近年来, LED 的发光效率得到了巨大的提升, 这使得功率 LED 取代传统的照明器件成为可能。相对于目前应用最为广泛的荧光灯, LED 光源具有寿命长、体积小、安全环保以及不易破损等优点。为了规范 LED 照明市场, 美国能源之星规定商用固态照明功率因素必须高于 0.9, 住宅用的固态照明功率因素必须高于 0.7。为了满足相关标准, LED 驱动电源必须使用 PFC 电路。对于住宅用的低功率应用, 无源 PFC 可以满足要求, 但是无源 PFC 要求大尺寸的电容或者电感, 并且 PF 值不能做到很高 (通常低于 0.9)。而传统的两级有源 PFC 电路尽管能达到很高的 PF 值 (通常高于 0.95), 但是控制电路相对复杂, 成本也随之增加。

近年来发展起来的单级 PFC 反激式变换器很好地解决了以上问题。这种拓扑在传统反激式变换器

的结构基础上省去了输入电解电容, 在实现高 PF 值的同时满足了低成本的要求。本文从单级 PFC 反激式变换器的基本原理推导出变压器的计算方法, 并通过对原型样机的测试来验证分析结果的正确性。

1 单级 PFC 反激式变换器原理分析

对于传统的反激式变换器, 由于输入端整流桥后滤波电容的存在, 导致输入电流变为钟形脉冲, 不能跟随输入电压, 导致 PF 值降低^[4]。如果取消输入滤波电容, 输入直流可以表示为以下形式

$$U_{in-DC}(t) = U_{linepk} |\sin \omega t| \quad (1)$$

式中: U_{in-DC} 为输入的直流电压;

U_{linepk} 为正弦电压峰值。

在输入线电压和输出功率一定时, 如果保持反激式变换器的开关导通时间为常数, 在开关导通期

间,变压器初级电感电流将随时间线性上升,初级峰值电流的表达式如下

$$I_{\text{pripk}}(t) = \frac{U_{\text{inDC}}(t)}{L_{\text{pri}}} T_{\text{ON}} = \frac{U_{\text{linepk}} \sin(\omega t)}{L_{\text{pri}}} T_{\text{ON}} \quad (2)$$

式中: L_{pri} 为变压器初级电感量;

T_{ON} 为开关管导通时间。

可见在恒定导通时间的情况下,初级电感峰值电流的包络跟随输入电压。如果使变换器工作在临界模式,初级电感的平均电流包络也跟随输入电压,幅值等于初级电感峰值电流的一半。图1所示为临界模式下恒定导通时间反激式变换器的初级电流波形。输入平均电流等于初级电感平均电流与占空比的乘积。因此平均电流也近似为正弦波,这就实现较高的PF值。输入平均电流表达式如下

$$I_{\text{inavg}}(t) = \frac{1}{2} D I_{\text{pripk}}(t) = \frac{1}{2} \frac{T_{\text{ON}}}{T} I_{\text{pripk}}(t) \quad (3)$$

式中: D 为开关管导通占空比。

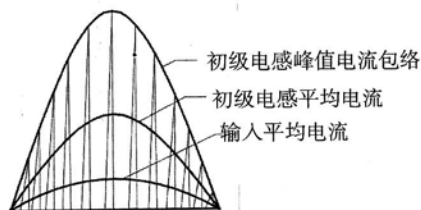


图1 单级PFC反激式变换器初级侧电流波形

临界模式和连续模式下,对于反激式变换器,占空比有如下表达式

$$D = \frac{T_{\text{ON}}}{T} = \frac{U_{\text{or}}}{U_{\text{or}} + U_{\text{inDC}}} \quad (4)$$

式中: U_{or} 为输出反射电压。

从上面的推导可以看出,当输入线电压越高时,半个线电压周期内的平均占空比越小,平均输入电流波形与输入电压波形的近似程度就越差。因此当输出电压和输出功率一定时,单级PFC反激式变换器的功率因数随输入线电压的升高而降低。

2 单级PFC反激式变换器的实现方式

图2给出了使用Linear Technology的离线式反激控制器LT3799构成的高PF值LED驱动电源的原理框图。电流比较器A1的两个输入端分别是乘法器的输出和开关管的初级电流。乘法器的两个输入端分别来自误差放大器输出电流和与输入线电压成比例的电流信号。在稳定状态下,乘法器输出电流波形和线电压整流后波形一致,则初级侧电感峰值电流包络跟随输入线电压整流后的包络,从而实现了较高的PF值。

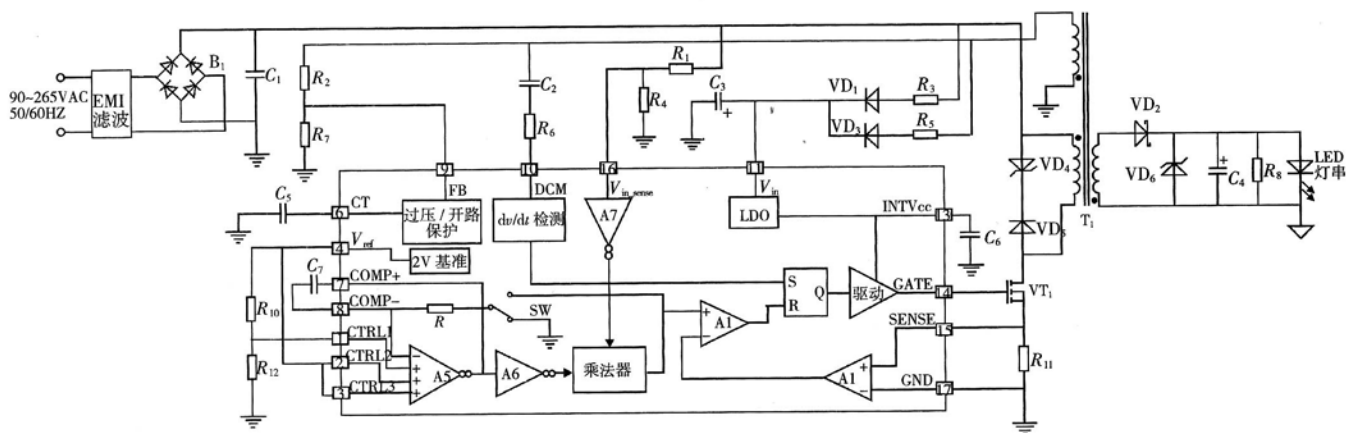


图2 基于LT3799的高PF值LED驱动电源原理框图

误差放大器A5通过内部电阻 R 与外部补偿电容 C_7 配置成积分器的形式,三个同相输入端CTRL1、CTRL2和CTRL3中电位最小的引脚决定了积分器的输出电压^[9],也就决定了初级电感峰值电流。在临界工作模式下,LED输出电流可以表达为以下形式

$$I_{\text{LED-avg}} = \frac{1}{2} I_{\text{scpk}} (1-D) = \frac{1}{2} N I_{\text{pripk}} (1-D) \quad (5)$$

式中: N 为变压器的初次级匝比;

I_{scpk} 为次级电感电流峰值。

因此,通过 R_{10} 和 R_{12} 设定CRT1脚的电压就可以控制初级电感峰值电流,从而设定输出LED平均电流。

为了确保变换器工作在临界模式,LT3799 通过外接电容 C_2 和电阻 R_6 检测辅助供电绕组的 dv/dt 变化情况。在开关关断后,存储在变压器内部的能量通过 VD_2 释放到负载和输出电容,此时辅助供电绕组也感应出相应的电压。当一个周期存储的能量释放完时,次级绕组和辅助供电绕组上的电压下降, dv/dt 检测到这一下降沿时并不会马上导通。因为此时开关节点(VT₁ 漏极)上的电压为输入电压和反射电压之和,此时开通 VT₁ 将会导致开关损耗的增大。

如图 3 所示,在 T_{OFF} 期间,输出二极管电流线性减小,最后 VD_2 、 VD_3 截止,初级电感和开关管漏极寄生电容开始发生谐振,即图中的 T_F 阶段。谐振会导致开关节点电压经过一个最小值,该值为输入电压和反射电压的差值, dv/dt 检测电路将检测到一个由负到正的斜率变化。此时开通 VT₁ 可以减小开关管开通损耗,显著提高电路的转换效率。这就是反激式变换器中的“谷值切换”或者“准谐振模式”。

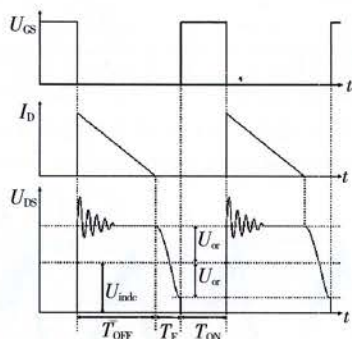


图 3 准谐振模式典型波形

在 T_{OFF} 期间,FB 引脚通过检测辅助供电绕组上的电压来判断输出是否出现开路或者过压,一旦检测到输出电压超过 R_2 、 R_7 设定的阈值,控制电路通过关闭开关管保证 LED 灯珠不受损坏。

3 单级 PFC 反激式变压器的设计

在半个线电压周期内,单级 PFC 反激式变压器的初级电感平均电流随时间变化,因此可以通过对半个周期内初级电感平均电流和输入电压的瞬时值积分后取平均值求得输入功率,计算方法如下

$$P_m = \frac{2}{T_L} \int_0^{T_L/2} U_{inDC}(t) I_{in-avg}(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{in-DC}(\theta) I_{in-avg}(\theta) d\theta \quad (6)$$

式中: T_L 为线电压周期。

将式(1)、(3)、(4)代入式(6)得到输入功率有如下表达式

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} U_{linepk} I_{pripk}(\theta) \frac{U_{or}}{U_{or} + U_{inDC}(\theta)} |\sin\theta| d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} \frac{U_{or}}{U_{or} + U_{linepk}} |\sin\theta| U_{linepk} I_{pripk} |\sin\theta|^2 d\theta \end{aligned} \quad (7)$$

令输入线电压峰值与反射电压的比值为 k , 即

$$k = \frac{U_{linepk}}{U_{or}} \quad (8)$$

则式(7)可表示为如下形式

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2\pi} U_{line-epk} I_{pripk} \int_0^{\pi} \frac{|\sin\theta|^2}{1+k|\sin\theta|} d\theta = \frac{1}{2} U_{line-epk} I_{pripk} \\ &F(k) = \int_0^{\pi} \frac{|\sin\theta|^2}{1+k|\sin\theta|} d\theta \end{aligned} \quad (9)$$

在已知输出功率的情况下,可以通过预估效率求得 P_{in} 。反射电压 U_{or} 选定后,可以通过计算积分求得 $F(k)$ 的值。

在输入线电压最低时,求得初级电感的峰值电流最大值如下

$$I_{priDCmax} = \frac{2P_{in}}{I_{line-minpk} F(k)} \quad (10)$$

固定导通时间的单级 PFC 反激式变换器的最低的开关频率发生在在最低线电压下^[3], 设定最低开关频率 f_{sw-min} , 则根据电感的电压和电流关系可以求得要求的初级电感量如下

$$L_{pri} = \frac{I_{pripkmin} T_{ON-max}}{I_{pripkmax}} = \frac{U_{linepkmin} D}{I_{priDCmax} f_{sw-min}} \quad (11)$$

式中: f_{sw-min} 为最小开关频率。

将式(4)、(8)、(10)代入(11)式得出初级电感量的最终表达式如下

$$L_{pri} = \frac{U_{linepkmin}}{I_{pripkmax} f_{sw-min} (1+k)} \quad (12)$$

设定的 f_{sw-min} 必须高于控制 IC 允许的最低振荡频率,并且尽量高于 20 kHz,以避免音频噪声。 k 值的选取需要综合考虑输入线电压范围、开关管耐压

等因素。 k 值越小,平均占空比越大,输入平均电流与正弦波的近似程度越好,PF 值越高。但是小的 k 值表示高的反射电压,反射电压的大小受到开关管耐压以及输入最小线电压的限制。

确定初级电感量后,就可以根据选取的磁芯截面积计算所需的初级绕组匝数。由于变换器工作在临界模式下,初级绕组匝数可以通过下式计算

$$N_{\text{pri}} = \frac{L_{\text{pri}} I_{\text{pri(peak)}}}{\Delta B A_e} \quad (13)$$

式中: ΔB 为磁通密度摆幅;

A_e 为磁芯中柱截面积。

磁芯选定的情况下,初级绕组匝数越多,磁芯的磁通密度摆幅越低,这将带来磁芯损耗的减小,但随之而来的是铜线损耗的增大。100℃下,通常铁氧体磁芯的饱和磁通密度高于 0.34T^[7]。原则上 ΔB 不高于饱和磁通密度的情况下,变换器都能安全工作,但为了使磁芯损耗造成的温升控制在可接受的范围内,通常选取 ΔB 在 0.25~0.3 T 之间。

初级线圈匝数确定后,次级线圈的匝数可以根据匝比关系由下式计算得到

$$N_{\text{sec}} = \frac{N_{\text{pri}}}{n} = \frac{N_{\text{pri}}(U_{\text{out}} + U_F)}{U_{\text{or}}} \quad (14)$$

式中: U_{out} 为输出电压;

U_F 为输出二极管正向压降。

计算得到的变压器参数根据实测情况进行调整,如果磁芯温升过大,需要增加线圈匝数或者更换更大型号的磁芯。

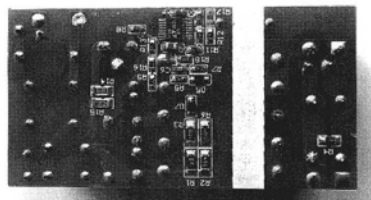
4 实验结果分析

根据以上的分析,设计了样机并对样机进行了测试。样机的设计指标如下:输入 90~265 VAC;输出电压 20~26 V,输出电流 1 A。变压器使用 EFD25 磁芯,最小工作频率设定为 50 kHz,反射电压设定在 100 V 左右。开关管选用耐压 700 V 的 MOSFET,箝位选用击穿电压 200 V 的 TVS 管。

图 4(a)和图 4(b)给出了样机的实物图片,实验对样机使用电子负载在不同输入电压和输出功率下的 PF 值和效率进行了测试。图 5(a)和图 5(b)分别为输入 110 V 和 220 V,输出 25 V/1 A 下的输

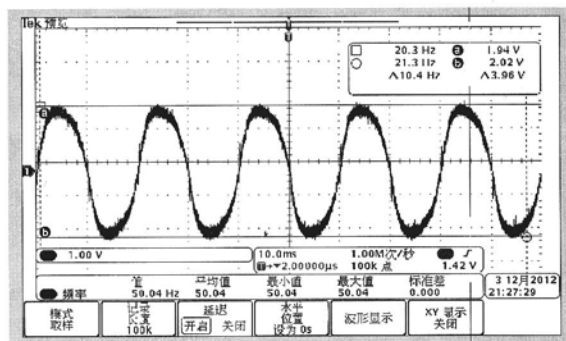


(a) 样机实物图片(正面)

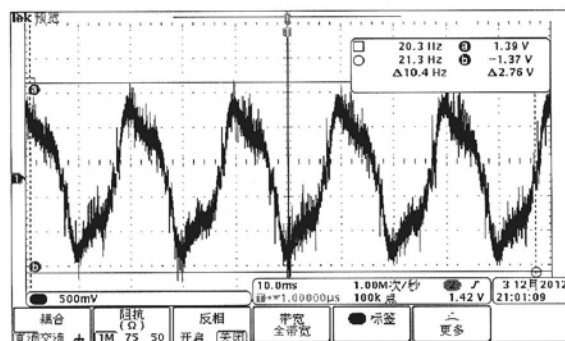


(b) 样机产物图片(PCB 板)

图 4 实验样机



(a) 输入电压 110 V 时的输入电流波形



(b) 输入电压 220 V 时的输入电流波形

图 5 输入电流波形

入电流波形,相应的 PF 值分别为 0.98 和 0.93。

根据实测数据,图 6 绘出了输入 90~265 VAC,输出 25 V/1 A 时的 PF 值。从图中可以看出,在整个通用输入范围内,样机的 PF 值都保持在 0.9 以上,符合美国能源之星对于商用固态照明 PF 值的要求。

图 7(a)和图 7(b)分别为输入 110 V 和输入 220 V 时,开关管的漏极波形。从图中可以看出,在

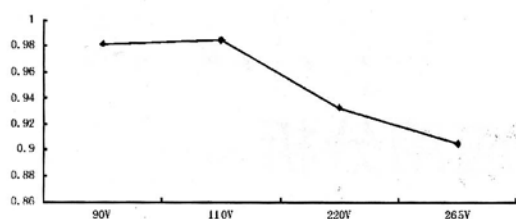
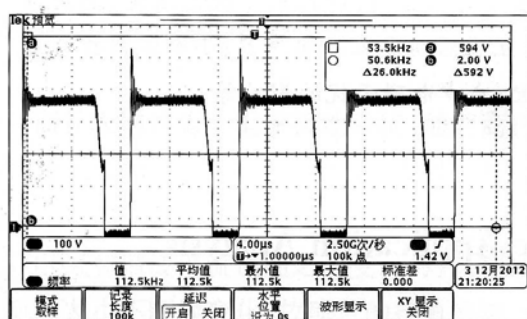
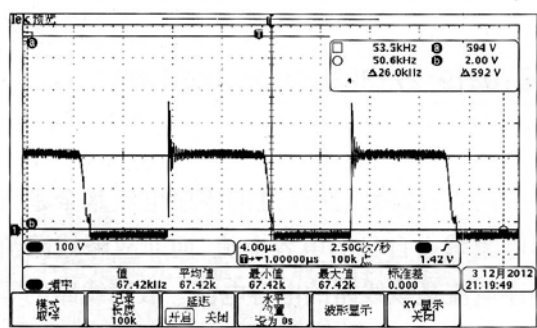


图6 通用输入范围内的PF值特性曲线

漏极振铃到达谷值时,开关管开启。验证了第二节的分析,这种谷值切换的工作模式对提高效率有显著的作用。



(a) 输入 110 V 时开关管漏极电压波形



(b) 输入 220 V 时开关管漏极电压波形

图7 开关管漏极波形

根据实测数据,由图8绘出了输入90~265VAC,输出25V/1A时的效率。在通用输入范围内,样机的平均效率高于85%。在相同的输出功率下,如果提高输出电压,减小输出电流,输出二极管的损耗将显著减小,效率能进一步提高。

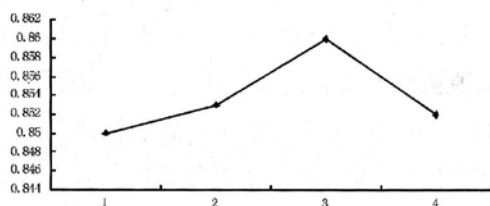


图8 通用输入范围内的效率特性曲线

5 结束语

本文以 Linear Technology 公司的离线式反激控制器 LT3799 为例介绍了单级 PFC 反激式变换器的工作原理,并从原理上详细推导了单级 PFC 反激式变压器的计算方法。设计了以 LT3799 为控制器的 LED 驱动电源样机,验证了文章的理论分析。样机在保留了普通反激式变换器电路简单、成本低廉等优点的同时,实现了较高的 PF 值,满足了能源之星的相关认证。准谐振模式有效降低了开挂管的开通损耗,实现了较高的效率。

参考文献

- [1] Jianwen Shao.Single Stage Offline LED Driver [A].*IEEE APEC*[C],2009:582-586.
- [2] 董硕,陈苏广,张涛等.基于 L6562 的单级 PFC 反激 LED 电源的研究[J].*电子技术应用*,2012,38(3),63-66.
- [3] ADRAgnACDESIGNEQUATIONSOFHIGH-POWER-FACTOR FLYBACK CONVERTERS BASED ON THE L6561[EB/OL].*STMicro-electronics application note AN1059* (2003)[2011-8]<http://www.st.com>,2003.
- [4] Power Factor Correction (PFC) Handbook [EB/OL].ON Semiconductor HBD853/D Rev.4, Feb-2011, <http://www.onsemi.cn>, 2011.
- [5] Linear Technology.Offline Isolated Flyback LED Controller with Active PFC datasheet [EB/OL].2011, <http://www.linear.com>.
- [6] MANIKTALA S.精通开关电源设计[M].王志强等译.北京:人民邮电出版社,2008.
- [7] 赵修科.开关电源中磁性元器件[M].沈阳:辽宁科学技术出版社,2004.

作者简介

任杰(1989-),男,电子科技大学微电子与固体电子学院硕士研究生。研究方向:为离线式开关电源 IC 应用设计。