

文章编号:1005-0523(2014)01-0124-06

基于LLC谐振的150 W LED驱动电源设计

高海生, 雷宝

(华东交通大学电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:针对LED驱动电源的开关损耗和效率问题,设计了一种基于LLC谐振的LED驱动电源。LLC谐振变换器很好地兼顾了串、并联谐振变换器的优点,通过软开关技术有效地减小了功率器件的损耗,提高了LED驱动电源的整机效率。首先对LLC谐振变换器的电路原理进行了分析,不同频率下的阻抗特性进行了详细介绍,讨论了LLC级和PFC级各主要电路参数的设计。在此基础上制作了一台功率为150 W的样机,实验结果证明了该LED驱动电源的高效率、高功率因数性能。

关键词:LED驱动; LLC谐振; PFC

中图分类号: TN86

文献标志码: A

作为第4代固态照明技术代表的LED,正越来越受到人们的重视,它具有工作电压低、寿命长、安全节能、启动时间短、发光体接近点光源等众多优点,被公认为是未来最佳的光源,所以开发高效、节能、安全、高功率等级的LED驱动电源已成为一个重要的课题^[1]。现代开关电源发展的一个方向就是高频化,实现高频化的关键就是软开关技术,LLC谐振变换器是常用的一种软开关技术,它是在传统的串、并联谐振变换器上增加一种谐振原件后构成的。因此,相对于普通串、并联谐振变换器,它在性能上有了明显改善。它不仅能实现原边侧主开关管ZVS开通,还可实现副边侧整流管ZCS关断,且具有开关管与整流管电压应力低、开关损耗低、开关频率高、整流管无反向恢复损耗、允许输入电压范围宽、效率高、方便使用磁集成技术、功率密度大等优点^[2]。所以LLC谐振变换器在LED驱动电源中的应用有着很深远的研究意义。

设计电路采取PLC+LLC半桥的两级变换方案,大大降低了前后两级开关管的损耗,相对采用三级机构的驱动电源,效率也有明显改善。电源结构框图如图1所示:



图1 电源结构框图

Fig1 Power block diagram

1 LLC电路原理介绍

半桥LLC谐振变换器电路图如图2所示, Q_1, Q_2 为功率MOS管,两者交替导通,占空比为50%,产生一方波电压,作为谐振回路的输入。 D_{s1}, D_{s2} 分别为其体二极管, C_1, C_2 分别为其寄生电容。 C_r, L_r, L_m 组成谐振回路, C_r 还起着隔直电容的作用。 D_1, D_2 组成副边整流电路,输出电压经 C_o 滤波后,提供给负载。

LLC谐振变换器有两个谐振频率,当副边整流二极管导通时, L_m 被变压器副边电压钳位,只有 L_r 与 C_r 参与谐振,谐振频率为 f_r ; 当副边整流二极管截止时,变压器不向次边传递能量, L_r, L_m 与 C_r 共同参与谐振,谐振频率为 f_m 。 f_r, f_m 分别如下:

收稿日期:2013-10-16

基金项目:江西省教育厅科技项目(GJJ10457)

作者简介:高海生(1960—),男,教授,研究方向为电力电子与电力传动。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}, f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r)C_r}}$$

对 LLC 谐振变换器可以作如下等效电路,如图 3 所示, V_m 是正负半周对称的方波电压, R_e 是次边折算至原边的等效电阻,输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = \frac{R_e - R_e C_r (L_m + L_r) \omega^2 + j\omega_s (L_m - L_r C_r L_m)}{-C_r L_m \omega^2 + j\omega R_e C_r} \quad (1)$$

其中: $\omega = 2\pi f$ 。

变换器的电压增益 M_{dc} 为

$$M_{dc} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2n} \left| \frac{1}{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2} \right| \quad (2)$$

其中: $f_n = f/f_r$, $\lambda = \frac{L_r}{L_m}$, $Q = \sqrt{L_r/C_r}/R_e$ 。

折算到初级的等效负载阻抗 Z_{ac} 为

$$Z_{ac} = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} \quad (3)$$

其中: R_o 为输出电阻, n 为变压器匝比。

2 LLC 特性分析

2.1 LLC 谐振变换器 $f_m < f < f_r$ 时的阻抗特性分析

LLC 变换器开关管在 $f_m < f < f_r$ 和 $f < f_r$ 两种频率条件下,开关管均可实现 ZVS,降低了管子导通和关断期间的交越损耗。当 $f_m < f < f_r$ 时,副边整流二极管上电流断续,管子可以实现 ZCS,消除了二极管反向恢复电流引起的反向恢复损耗。但当 $f < f_r$ 时,副边整流二极管上电流连续,不能实现 ZCS,会引起恢复损耗的产生,且此时并联谐振电感 L_m 被方波电压箝位,不能参与谐振,工作性能不如在 $f_m < f < f_r$ 下好。所以把工作频率设计在 f_m 与 f_r 之间,不仅可以使功率开关管实现 ZVS,还可以使次级整流二极管实现 ZCS,有效降低了二极管和开关管的交越损耗,提高了系统的整体效率。

下面对 LLC 谐振变换器在 $f_m < f < f_r$ 下的工作特性进行分析:

第 1 阶段: $t_0 - t_2$ 时刻,如图 4(a) 所示,开关管 Q_1 导通,谐振电流 i_{Lr} 开始以正弦方式增长,由负变正, L_m 线性充电,谐振电流 i_{Lr} 大于励磁电流 i_{Lm} ,其差值通过副边整流后传递到负载。二次侧整流二极管 D_1 导通,变压器被输出电压箝位, L_r 和 C_r 参与谐振, L_m 不参与谐振。

第 2 阶段: $t_2 - t_3$ 时刻,如图 4(b) 所示, t_2 时刻谐振电流 i_{Lr} 等于励磁电流 i_{Lm} , L_m 参与谐振, LLC 谐振网络开始工作,变压器原边、副边断开,整流管 D_1 关断,由输出滤波电容 C_o 向负载供电。

第 3 阶段: $t_3 - t_4$ 时刻,如图 4(c) 所示, Q_1 关断, Q_2 未开通,进入死区时间。谐振电流 i_{Lr} 对 Q_1 的结电容 C_1 充电, L_r 、 C_r 、 L_m 同时参与谐振, Q_2 的结电容 C_2 开始放电,为 Q_2 的 ZVS 开通创造条件。

第 4 阶段: $t_4 - t_5$ 时刻,如图 4(d) 所示,谐振电流 i_{Lr} 流过 D_{s2} , t_4 时刻 Q_2 实现 0 电压开通,进入下半个开

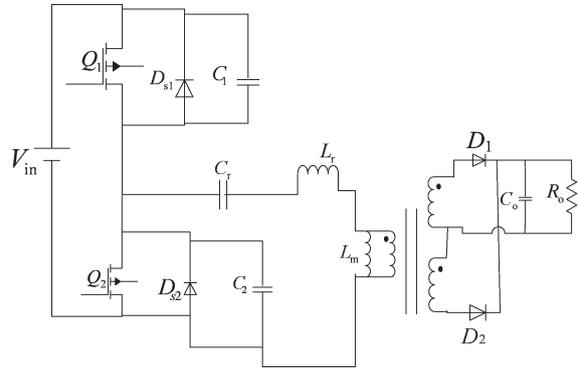


图2 LLC谐振变换器电路图

Fig.2 LLC resonant converter circuit

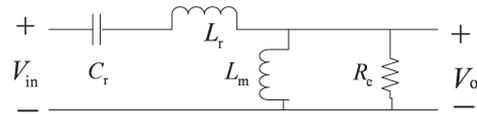


图3 LLC谐振变换器等效电路图

Fig.3 Equivalent circuit of LLC resonant converter

关周期,工作原理与此类似,这里不再详述^[4]。

LLC谐振变换器的4个工作阶段电路原理图及主要波形分别如图4,图5所示:

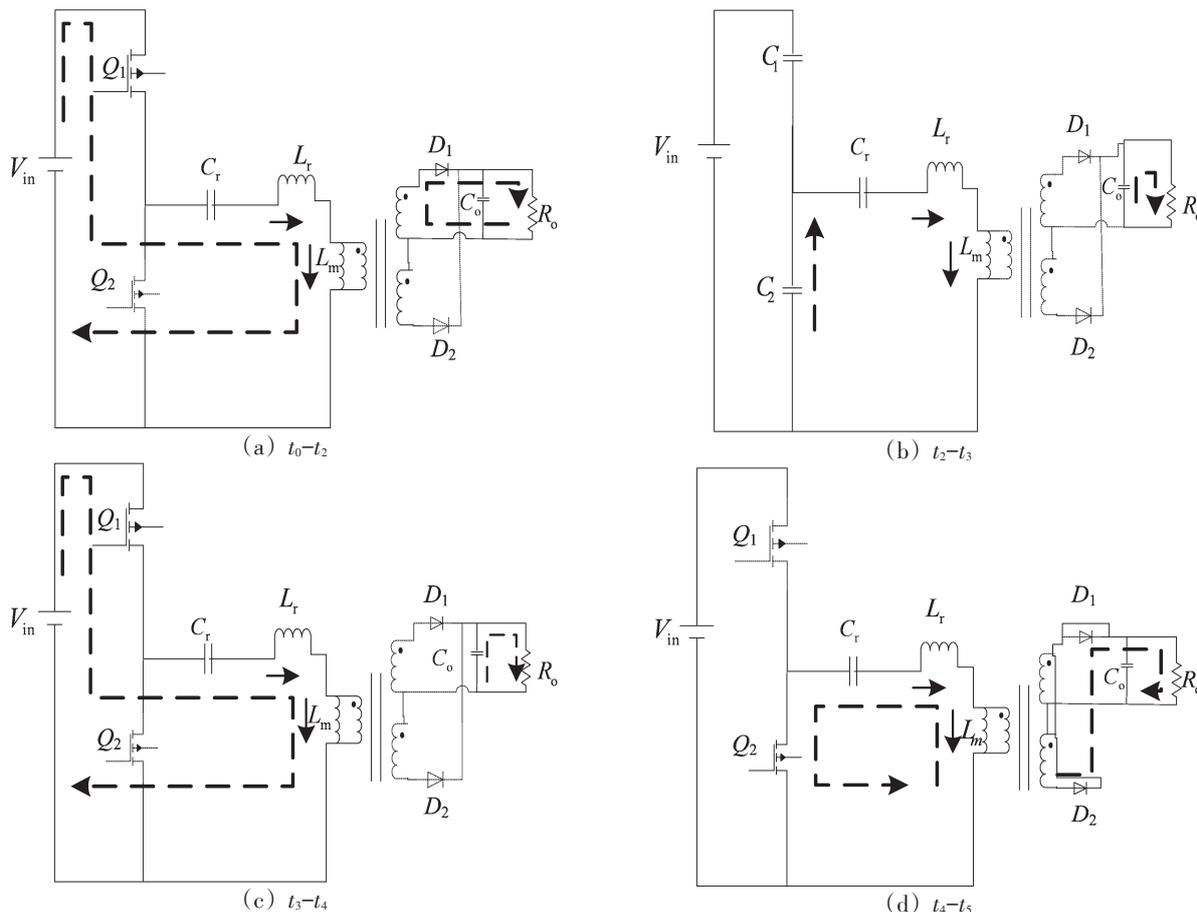


图4 LLC谐振变换器各阶段电路图

Fig.4 Circuit diagram of LLC resonant converter at each stage

2.2 LLC谐振变换器变化参数对直流增益的影响

由式(2)可以看出,谐振变换器的直流增益是一个关于 λ 和 Q 的复合函数,下面对谐振变换器参数变化对直流增益产生的影响进行分析。

固定变压器的匝比 n 和电感系数 λ ,通过变化 Q 可得LLC谐振变换器直流增益曲线如图6(a)所示。由图可以看出,每条曲线的增益都是随频率先增加,达到峰值增益之后开始随之减小,峰值增益随 Q 值的增加而减小,但每条曲线均通过 $f=f_r$ 点处,此时变换器的增益是相等的,其特性基本与负载无关。

图6(a)曲线中的拐点频率是 L_m 参与谐振的频率,开关管工作频率 f 必须大于拐点频率,谐振网络才呈感性,此时开关管在整个周期内均能实现ZVS。另外 Q 越小,拐点频率就越小,变换器的工作频率范围就会变宽,不利于控制开关管的损耗和磁性元件的工作。变换器所需最大直流增益是在负载为满载且输入电压最低时,这样变换器在轻载和高输入电压时直流增益同样满足要求。故 Q 值的选取原则是,在满足最低输入电压且满载的直流增益时,尽可能选取大

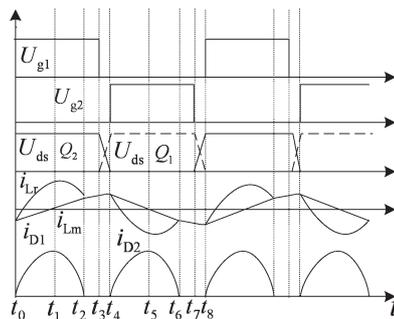


图5 LLC谐振变换器主要波形图

Fig.5 Main waveform diagram of LLC resonant converter

的 Q 值^[6]。

图6(b)为固定变压器匝比 n 和品质因素 Q , 变化 λ 时得到的曲线增益图。由图可知,随着 λ 的减小,直流增益曲线幅值也减小,当输入电压在低压端时,将无法得到目标电压。同时 λ 值过小,曲线的拐点频率将减小,变换器开关的频率范围变大,将会给变压器的设计和驱动芯片的选取带来困难。但是,若 λ 值过大,虽提高了直流增益,却减小了谐振电感 L_m , 在同样的负载能力下, L_m 减小会使循环电流增大,进而导致电路损耗的增加。同时过大的 λ 值还会使得很小的开关频率变化引起直流增益的陡增或陡降,这对变换器的环路控制和电路的稳定性很不利^[7]。故电感系数 λ 的选择需在损耗和增益之间作一个折中的选择,此处 λ 值取0.17。

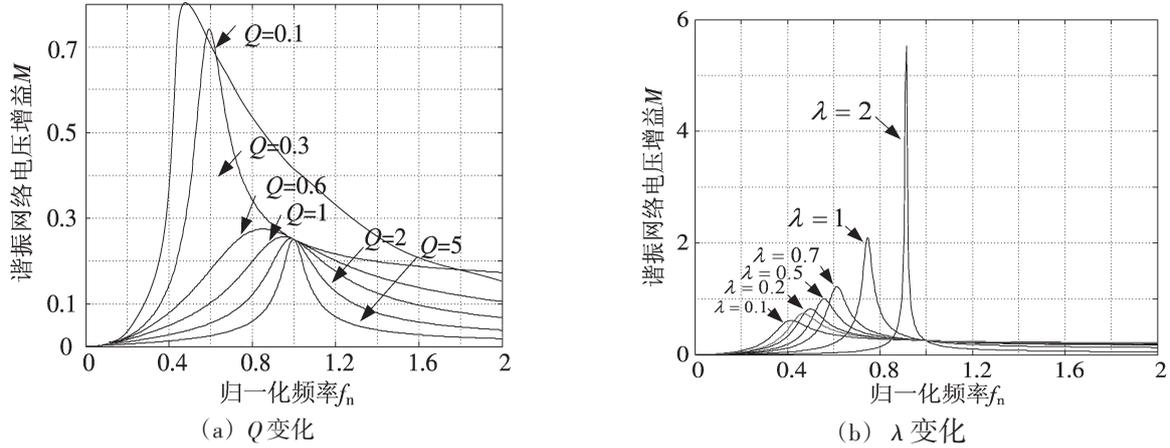


图6 Q变化时的增益曲线

Fig.6 The gain curve

3 参数设计

3.1 LLC电路部分

该部分电路工作情况为:输入电压 $U_{in} = 390\text{ V}$, 考虑到负载突变等因素, U_{in} 有10%~15%的波动,输出电压 $U_o = 25\text{ V}$, 输出电流 $I_o = 6\text{ A}$, 整流二极管压降为 $U_F = 0.7\text{ V}$, 预设高压输入状态下效率 E_{ff} 为0.92, 谐振频率 $f_r = 100\text{ kHz}$, 考虑到次级漏感的影响, 在谐振频率点变换器的增益一般在1.1~1.2之间, 此处取谐振点处的增益为 $M_{ff} = 1.15$ ^[8]。

变压器实际匝比 n 为

$$n = M_{ff} \frac{U_{in}/2}{U_o + U_F} = 8.7 \quad (4)$$

确定了电感系数 λ 、匝比 n , 可根据增益变化曲线取 Q 值为0.3, 由式(3)得等效负载阻抗 Z_{ac} 为

$$Z_{ac} = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} = \frac{8n^2 U_o^2}{\pi^2 P_o} E_{ff} = 240\Omega \quad (5)$$

则输出阻抗 Z_o 为

$$Z_o = QZ_{ac} = 72\Omega \quad (6)$$

谐振电容 C_r 为

$$C_r = \frac{1}{2\pi Z_o f_o} = 22\text{ nF} \quad (7)$$

同时, 谐振电感 L_r 和激磁电感 L_m 分别为

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} = 115 \mu\text{H}, L_m = \frac{L_r}{\lambda} = 770 \mu\text{H} \quad (8)$$

变压器选用ER35骨架,变压器初级绕组的最少匝数为54圈,根据变压器的匝比,取次级17圈。LLC控制芯片采用飞兆半导体的FSFR2100^[9],该芯片内部集成有两个耐压600 V的功率开关管,而且该芯片外围电路简单,在100 kHz的工作频率、150 W的输出功率下无需外加散热片,在实际应用中有着明显的优势。

3.2 PFC电路部分

本文采用以Boost为主拓扑并工作在BCM模式下的有源功率因数校正电路。选用ST公司推出的L6562A作为控制芯片,功率因数校正电路的设计指标如表1。

表1 PFC电路设计指标

Tab.1 PFC circuit design specifications

项目	参数	项目	参数
输入电压 U_{in}/V	85~265	最小开关频率 $f_{sw\min}/\text{kHz}$	35
频率 f/Hz	50	效率 η	95%
最大输出功率 $P_{o\max}/W$	180	输出电压 U_o/V	390

由公式 $L = \frac{\eta U_{in}^2}{0.3 f_{sw\min} P_{o\max}} \left(1 - \frac{\sqrt{2} U_{in}}{U_o} \right)$ 可知电感 $L=230 \mu\text{H}$ 。

输入滤波电容为

$$C_{in} = \frac{P_o}{2\pi f_{sw\min} r U_{in\min}^2 \eta} = 0.6 \mu\text{F}$$

其中: $r=0.2$ 是输入电压纹波系数。

输出滤波电容为

$$C_o \geq \frac{I_o}{2\pi f \Delta U_{out}} = \frac{P_o}{2\pi f \Delta U_{out} U_o} = 49 \mu\text{F}$$

根据 A_p 法选择PC40EI30作为磁芯,同时应考虑铁损与铜损的平衡,因为峰值电流是有效值电流的2.8倍左右,铁损就成为主要损耗。因此选用的磁芯应是 A_c 较大而磁路较短的宽且扁的磁芯,适当增加电感匝数的同时开气隙,来降低 ΔB ,减小铁损^[5]。

4 结果

根据上述讨论和设计结果,制作了实验样机,样机在全负载范围内实现了原边MOSFET管的ZVS,开关管的关断损耗也非常小。同时,副边整流二极管也实现了ZCS,二极管关断时没有电压过冲,也不存在PWM中整流二极管普遍存在的方向恢复电流的问题,因此二极管的耐压降低,并且开关损耗也大大降低了。输入电压变化时,相应的功率因数PF,总谐波失真THD,以及效率 η 测试结果如表2。可以看出整机的工作效率都在88%上,且PF值都在0.98以上,完全达到设计指标。

表2 全电压范围内测试结果

Tab2	Test results of The full voltage range		
V_{in}	PF	THD/%	$\eta/\%$
85	0.996 4	5.2	88.24
110	0.995 1	5.8	89.63
140	0.994 3	6.3	90.12
170	0.993 6	6.7	90.83
200	0.990 8	7.9	91.25
240	0.988 6	9.3	91.76
265	0.981 7	12.3	92.02

5 结论

设计了PLC+LLC半桥的两级级联LED驱动电源,大大降低了开关管的损耗,通过实验证明,在全电压范围内有很高的工作效率,表明设计方案合理可行。

参考文献:

- [1] 杨恒. LED照明驱动电路设计与实例[M]. 北京:中国电力出版社,2006:103-121.
- [2] 王爱军. 基于LLC谐振变换器的可调光LED驱动电源的研究[D]. 江苏:南京理工大学,2012:56-60.
- [3] JIN K, RUAN X. Hybrid full-bridge three-level converter LLC resonant converter-A novel dc/dc converter suitable for fuel cell power system proc[J]. IEEE PESC, 2005:361-367.
- [4] 马皓, 祁丰. 一种改进的LLC变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33):6-11.
- [5] 陶以彬, 杨波, 李官军, 等. 基于L6562的高功率因数boost电路的设计[J]. 电子器件应用, 2009, 11(10):10-13.
- [6] 闫子波. 基于LLC的半桥零电压开关谐振变换器[J]. 电子技术应用, 2005(9):68-71.
- [7] WENSONG YU, JINSHENG LAI, LISI GETAL. High efficiency DC-DC converter with twin-bus for dimmable LED lighting [J]. IEEE APEC, 2010(2):457-462.
- [8] 袁义生, 蒋文军. 一种新型LLC谐振软开关推挽式直流变换器[J]. 华东交通大学学报, 2009, 26(1):39-43.
- [9] 徐振, 赵晨. DC/DC谐振变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2011(7):39-41.

Design of 150 W LED Driving Power Supply Based on the LLC Resonant

Gao Haisheng, Lei Bao

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: To solve the problem of switching losses and efficiency issues of LED driving power, a LED driving power supply based on the LLC resonant is designed in this paper. By combining advantages of both series resonant converter and parallel resonant converters, LLC resonant converter reduces power losses of the device through the soft switch and effectively enhances efficiency of the LED driving power. Firstly, the circuit of LLC resonant converter and the impedance characteristics of different frequencies are analyzed in details, and then the main circuit parameters of the LLC resonant and the PFC stage are discussed. Finally, based on the analysis a 150W prototype is produced, and the experimental results prove the high efficiency and the high power factor performance of the LED driving power supply.

Key words: LED driver; LLC resonant; PFC