

一种大功率LED照明电源的应用研究

Research on a high power supply for LED lighting

梁奇峰, 廖鸿飞, 何薇薇

LIANG Qi-feng, LIAO Hong-fei, HE Wei-wei

(中山火炬职业技术学院, 中山 528436)

摘要: 根据LED工作的特点及大功率LED照明电源的要求, 本文分析并设计了一种基于PLC810PG控制的大功率LED照明电源。对此电源的电路结构、工作原理和关键元件参数进行了分析, 并制作了一台输出150W的实验样机, 整机效率在满载输出时可达87%以上, 功率因数可达0.99, 谐波畸变低于5%, 实验结果表明该方案可行, 性能指标达到大功率LED照明电源的要求。

关键词: 功率因数校正; LLC谐振变换器; 照明电源

中图分类号: TN713

文献标识码: A

文章编号: 1009-0134(2014)06(上)-0132-06

Doi: 10.3969/j.issn.1009-0134.2014.06(上).38

0 引言

全球能源紧张, 环境恶化, 节能减排成为全球主旋律, 照明节能刻不容缓。LED由于节能, 环保等进入照明市场, 尤其是道路照明^[1]具有巨大的潜力和发展前景。LED工作时需要恒流驱动, 如果驱动电源精度不高, 性能不稳定将导致LED灯光衰, 失效, 损坏。目前LED灯具故障80%源于驱动电源的可靠性问题, 尤其是在大功率LED照明电源中显得更为突出, 照明电源也会引起电磁干扰、功率因数低及效率低等问题。

大功率LED照明电源(输出功率在90W以上)通常采用两级电路结构—PFC和DC-DC变换器。PFC电路一般工作于临界导电模式。然而, 要求储能电容的容值较大, 电感的峰值电流很大, 对功率器件的要求很高, 并且EMI滤波器尺寸大; 在轻载时, 功率因数不高。DC-DC变换器通常采用反激、正激和半桥变换器。对于反激变换器而言, 电路拓扑结构简单, 适合用于多路输出的场合, 变压器漏感需要吸收电路, 效率不高, 反激变压器的工作方式决定了反激变换器只能用在功率输出小于100W的场合; 对于正激变换器而言, 需要增加磁复位电路, 增加了电路的复杂性, 并且变压器的利用率不高, 功率MOS管工作于硬开关状态, 损耗很大, 整个电路的工作效率不高。对于半桥变换器, 目前主要采用LLC谐振技术, 使MOS管工作于软开关状态, 并且副边整流不需要滤波电感, 适当提高了整体电路的效率。

本文采用PFC+半桥LLC谐振和输出恒压/恒流电路结构来驱动大功率LED, 基于PLC810PG控制芯片, 设计并制作了一台输出150W的照明电源, 实验结果表明, 此电路方案有效的改善了功率因数和效率, 提高了照明电源的可靠性。另外, PFC和LLC控制器集成在一个芯片中, 减少外部元件, 从而节约了照明电源的成本。

1 采用PLC810PG控制的150W照明电源

基于PLC810PG控制的150W照明电源如图1所示。输入EMI整流、PFC功率级和辅助电源如图1(a)所示, L_3 、 Q_3 、 D_2 、 C_{11} 和 C_9 组成boost变换器, 即功率因数校正的功率电路, Q_1 、 Q_2 、和 R_7 组成互补三极管驱动电路, R_8 和 R_6 用于检测输入电流, 输入到控制芯片的ISP引脚, D_3 和 D_4 的作用是对电流检测电阻 R_6 和 R_8 进行箝位, 在浪涌期间为控制器IC提供电流检测输入保护。 L_3 的辅助绕组Na、 D_{12} 、 D_{10} 、 C_6 、 C_8 、 R_{11} 、 R_{16} 、 Q_5 、 VR_3 、和 C_{12} 组成辅助电源, 给控制芯片提供正常工作电压, R_{17} 、 R_{20} 、 Q_7 、 VR_2 、 R_{10} 和 D_{11} 组成启动电源, 给芯片提供启动电压。电路进入正常工作之后, 关断 Q_7 。

PFC和半桥LLC的控制电路如图1(b)所示。PFC的输出电压经 $R_{39,41}$ 和 R_{50} 反馈到FBP引脚, 即误差放大器的同相输入端, 其反相端是一个2.2V的基准电压。一个10nF的电容(C_{25})用于滤波

收稿日期: 2014-03-06

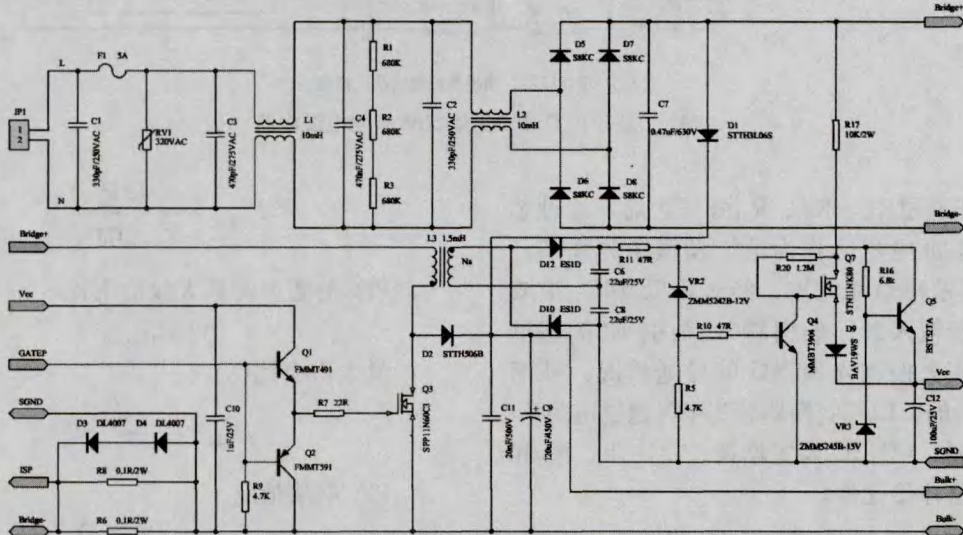
基金项目: 广东省中山市工业攻关科技项目: 智能化大功率LED照明电源的应用研究(20114A228)

作者简介: 梁奇峰(1979-), 男, 湖北咸宁人, 工程师, 讲师, 硕士, 主要从事DC-DC模块电源、LED驱动电源的研究以及职业教育。

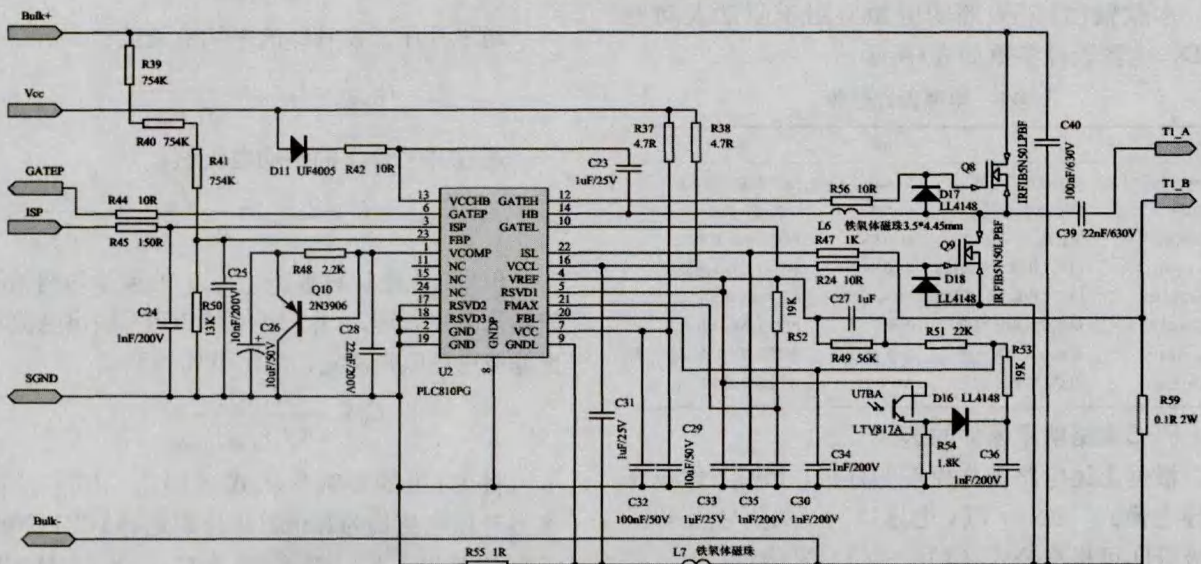
噪音。 R_{48} 、 C_{28} 、 C_{26} 为PFC电压误差放大器的补偿网络， R_{45} 和 C_{24} 对来自ISP端电流检测信号进行滤波。PFC驱动信号经由电阻 R_{44} 送到开关管 Q_3 ，这样可抑制PFC驱动信号中由PLC810PG和PFC栅极驱动电路之间的走线长度而引起的振荡。 Q_8 、 Q_9 、变压器 T_1 和谐振电容 C_{39} 组成半桥LLC变换器，变压器 T_1 有一个内在的大容量漏感 L_r ，与 C_{39} 共同作用，形成串联谐振回路。电阻 R_{59} 检测半桥LLC变换器的初级电流以提供过载保护。 C_{23} 、 R_{42} 和 D_8 为LLC高端MOSFET驱动器提供自举电源，半桥LLC变换器的输出检测误差放大器电路的反馈由光耦 U_7 和恒流恒压芯片 U_5 提供。电阻 R_{54} 是光耦器负载。二极管 D_{16} 允许光耦器仅上拉LLC反馈

引脚(FBL)，此引脚是稳压反馈引脚，在正常工作条件下吸收电流，通过光耦器 U_7 来调节流入其电流。光耦器 U_{7B} 通过电阻 R_{54} 、 R_{53} 、 R_{51} 、 R_{49} 和 C_{27} 组成的电阻网络连接连接到FBL引脚。 C_{27} 仅在软启动期间有作用， C_{36} 是滤波电容，可以降低光耦器长走线产生的噪音。 $(R_{51}+R_{49})$ 的值可设定FBL引脚最小电流并随之设定LLC的最小频率 f_{min} （在光耦器关断的情况下），FBL引脚的最大电流（由 R_{53} 、 R_{51} 、 R_{49} 设定）控制LLC最大频率 f_{max} （在光耦器完全饱和时）。

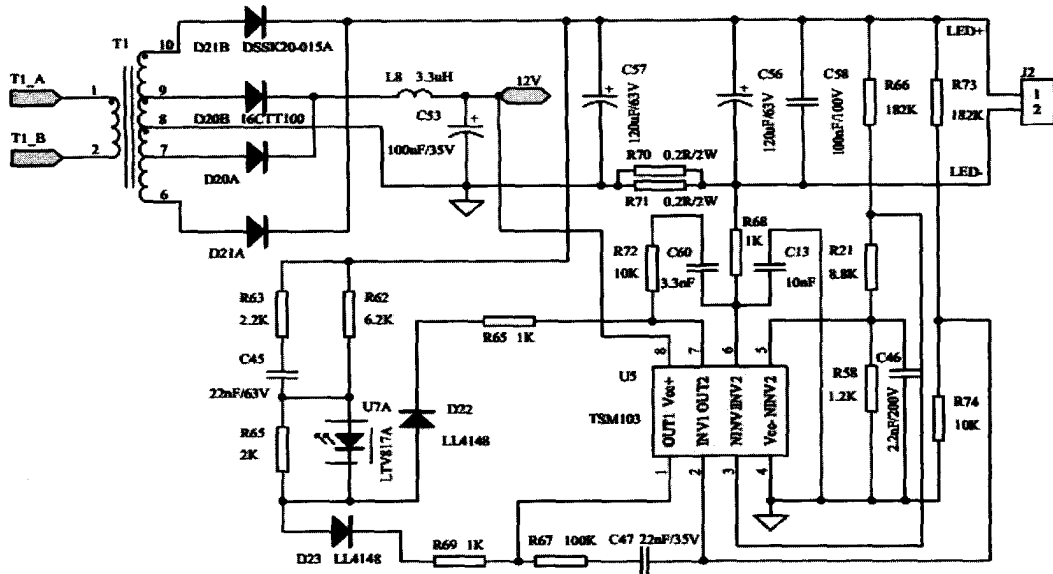
本文设计的副边检测、反馈电路使用含双运放和基准电压芯片TSM103W及光耦器 U_{7A} 进行输出稳压和稳流，电路如图1(c)所示。



(a)输入EMI整流、PFC功率级和辅助电源



(b) PLC810PG的外围电路



(c) 功率变压器、输出整流滤波及反馈电路

图1 基于PLC810PG的150W照明电源电路

输出电压通过 R_{66} 、 R_{21} 、 R_{58} 分压之后，经过芯片内部形成基准电压，作为恒流和恒压的基准，通过 R_{70} 和 R_{71} 采样输出电流，经过由 R_{68} 和 C_{13} 组成的低通滤波器输入到 U_5 的引脚6，与引脚5的基准电压进行比较去控制光耦器 U_7 的导通情况，从而达到恒流的目的。LLC变换器输出48V通过电阻 R_{73} 和 R_{74} 进行检测。电阻 R_{62} 为主增益设定电阻， R_{67} 和 C_{47} 为电压环路补偿元件。

2 电路主要元件参数的设计

本款输出150W照明电源应用于驱动大功率LED，电源设计参数如表1所示。

表1 电源设计参数

名称	描述	名称	描述
$V_o=48V$, $I_o=3.125A$	输出电压及电流	$V_{inmin}=300V$	LLC最低输入电压
$P_o=150W$	输出功率	$f_i=50Hz$	交流输入频率
$f_o=100KHz$	满载额定开关频率	$\eta_1=0.93$	PFC电路的效率
$f_{min}=57KHz$	LLC工作最小开关频率	$\eta_2=0.94$	半桥LLC电路的效率
$f_{max}=132KHz$	LLC工作最大开关频率	$I_{PFCout}=0.414A$	PFC电路输出电流
$V_{inmin}=100V$	最低交流输入电压	$d_i=0.2$	PFC电感电流纹波量
$V_{inmax}=264V$	最高交流输入电压	$Q=0.4$	串联谐振回路的品质因数
$V_{Bulk}=385V$	PFC正常输出电压	$\Delta B=0.3T$	变压器磁通变化量

2.1 PFC电路功率器件的选择

根据上述电路工作原理的分析，PFC工作在连续导电模式，boost PFC电感 L_3 、开关管 Q_3 及升压二极管 D_2 可根据公式(1)~(7)来确定。

输入峰值电流：

$$I_{inpeak} = \frac{\sqrt{2}P_o}{V_{inmin}\eta_1\eta_2} \quad (1)$$

PFC电感上的最大纹波电流：

$$\Delta I = d_i I_{inpeak} \quad (2)$$

最大占空比 D_{max} ：

$$D_{max} = \frac{V_o - \sqrt{2}V_{inmin}}{V_o} \quad (3)$$

PFC电感值 L_3 ：

$$L_3 = \frac{\sqrt{2}V_{inmin}D_{max}}{f_o\Delta I} \quad (4)$$

通过升压二极管 D_2 的平均电流值：

$$I_{D2avg} = I_{PFCout} = \frac{P_o}{\eta_2 V_{Bulk}} \quad (5)$$

通过开关管 Q_3 的平均电流值：

$$I_{Q3avg} = I_{in} - I_{D2avg} = \frac{P_o}{\eta_1\eta_2 V_{inmin}} - \frac{P_o}{\eta_2 V_{Bulk}} \quad (6)$$

PFC输出电压纹波(V_{Bulk_ripple})的频率为两倍的交流输入频率，即 $2 \times f_i$ ，其幅值由PFC输出电流和输出滤波电容 C_9 来决定，满足下列关系式：

$$C_9 \geq \frac{I_{PFCout}}{2\pi f_i V_{Bulk_ripple}} \quad (7)$$

将表1中的参数代入式(1)~(7)，可以求出升压电感 L_3 为1.5mH。分别选择SPP11N60C3(650V/11A)的开关管 Q_3 、STTH506B(600V/5A)的二极管 D_2 、120µF/450V的输出滤

波电容 C_o 。根据选择磁芯的方法AP法，选取升压电感磁芯型号为TDK公司的PQ32/20。

2.2 PFC控制电路的设计

PLC810PG的CCM PFC控制器只有4个引脚（除接地端外），是目前引脚最少的CCM PFC控制器，包括输入电流检测引脚3(ISP)、输出PWM波引脚6(GATEP)、输出电压检测引脚23(FBP)、电压环误差放大输出引脚1(VCOMP)。

电感电流通过检测电阻 R_6 和 R_8 ，输入到ISP引脚，平均电感电流（经过数个开关周期测得）用于PFC控制算法，该引脚也执行逐脉冲电流限制功能，提供过流保护。PFC其他控制电路的作用在第1节已分析过了。下面主要分析电压环路参数的设计，电压环路如图2所示。

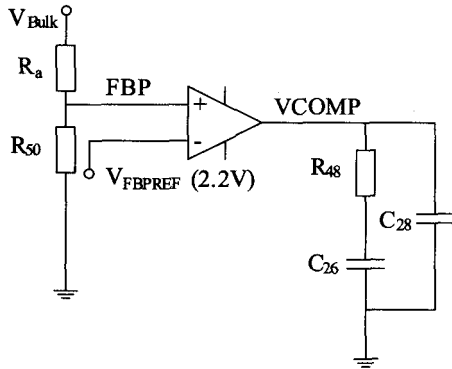


图2 PFC电压环路

由图2得：

$$\frac{V_{BULK}}{V_{FBPREF}} = \frac{R_a + R_{50}}{R_{50}} = \frac{385}{2.2} = 175$$

令 $R_a = R_{39} + R_{40} + R_{41}$ ，取 $R_{50} = 13\text{ k}\Omega$ ，那么 $R_{39} = R_{40} = R_{41} = 754\text{ k}\Omega$ 。

须考虑到输出电压中包含着频率为2倍交流输入频率的纹波。因而所设计的补偿电路频率响应的带宽应远小于100 Hz，用以抑制100 Hz左右的纹波，一般情况，电压环的穿越频率在10~20Hz。

引脚1外接电压环补偿电路中的误差放大器是一种跨导型的放大器。误差放大器的传递函数：

$$G_{EA}(s) = \frac{\Delta V_{VCOMP}}{\Delta V_{FBP}} = \frac{\Delta V_{VCOMP}}{\Delta I_{OTA}} \frac{\Delta I_{OTA}}{\Delta V_{FBP}} \quad (8)$$

$$= \frac{1 + sR_{48}C_{26}}{(C_{28} + C_{26})s(1 + s\frac{R_{48}C_{26}C_{28}}{C_{26} + C_{28}})} G_M$$

式中， $s = j\omega$ ， G_M 是OTA的跨导，其典型值为

85 $\mu\text{A/V}$ 。

令：

$$f_{CZ} = \frac{1}{2\pi R_{48} C_{26}}, \quad f_{CP} = \frac{C_{28} + C_{26}}{2\pi R_{48} C_{28} C_{26}}$$

按照工程上的应用 $C_{26} \gg C_{28}$ ，要满足电压环的穿越频率在10~20Hz，通常取 $f_{CZ} \approx 7\text{ Hz}$ 。根据工程经验和计算，得 $R_{48} = 2.2\text{ k}\Omega$ ， $C_{26} = 10\text{ }\mu\text{F}$ ， $C_{28} = 22\text{ nF}$ 。

2.3 LLC谐振回路的设计

LLC谐振变换器的交流等效电路^[6]如图3所示。 R_{ac} 为实际负载 R_L 折射到原边的等效电阻，即：

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (9)$$

式中， n 为原边和副边一半的匝数比。电路中有两个谐振频率：并联谐振频率 f_p 和串联谐振频率 f_r ，其表达式分别为：

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

令 $L_p = L_r + L_m$ ， $m = L_p/L_r$ ，在典型LLC谐振变换器中 m 值介于3和7之间^[2]。

串联谐振回路的品质因数 Q ：

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}} \quad (10)$$

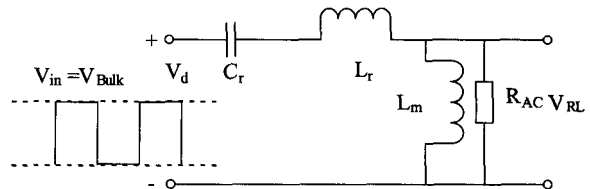


图3 LLC谐振变换器的交流等效电路

由图3可知，电压增益 M ^[2]：

$$M = \frac{V_{RLF}}{V_{dF}} = \frac{4nV_o \sin(\omega t)}{\pi} \frac{\pi}{4 \frac{V_{in}}{2} \sin(\omega t)} = \frac{2nV_o}{V_{in}} \quad (11)$$

式中， V_{RLF} 是副边整流电压傅立叶级数分解的基波分量， V_{dF} 是谐振变换器输入电压傅立叶级数分解的基波分量。

当变换器工作频率等于串联谐振频率 f_r 时，电压增益 M 为1，则 $n=4$ 。令 $f_r=100\text{ KHz}$ ， $f_p=55\text{ KHz}$ ， $m=5$ 时，在不同品质因数下LLC谐振变换器的增益曲线如图4所示。

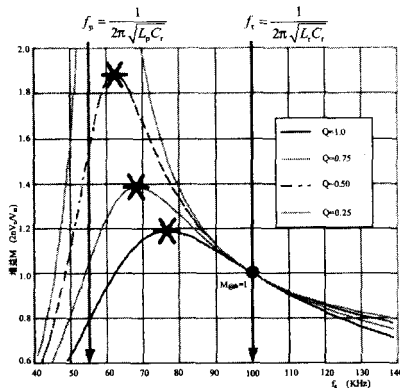


图4 LLC谐振变换器的增益曲线

由图4可知，在串联谐振频率 f_r 附近，当负载变化时，也就是 Q 变化时，增益 M 随频率变化较小，实际设计中的LLC谐振变换器应工作在此区域。在典型LLC设计中，满载时 Q 值大约为0.4~0.5^[2]。谐振参数 L_r 、 L_p 和 C_r 求解如下：

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o} = \frac{8 \times 4^2 \times 48^2}{\pi^2 \times 150} = 199\Omega$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q f_o R_{ac}} = \frac{1 \times 10^6}{2\pi \times 0.4 \times 100 \times 199} = 20nF$$

谐振电容 $C_{39}=C_r$ ，选取22nF/630V钽电容。

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = \frac{1 \times 10^9}{(2\pi \times 100)^2 \times 22} = 114.5\mu H$$

$$L_p = mL_r = 572.7\mu H$$

谐振电感 L_r 和 L_p 根据变压器的设计适当调整。

2.4 LLC变压器设计

根据上述谐振回路参数的设计，变压器的初步参数如下： $n=4$ ， $L_m=L_p-L_r=458.2\mu H$ ， $L_r=114.5\mu H$ 。变压器采用磁集成式，也就是漏感作为谐振电感 L_r ，不采用独立的谐振电感。采用Y法来确定磁芯规格，选取磁芯型号为EER4215，其 $A_e=194mm^2$ 。变压器的最坏设计是在最低开关频率下，而在最小输入电压，满载输出情况下，开关频率最低。变压器原边最小匝数^[2]：

$$N_{pmin} = \frac{n(V_o + V_F)}{2Mf_{min} \Delta B A_e} = \frac{4 \times (48 + 0.7) \times 10^3}{2 \times 1 \times 57 \times 0.3 \times 199} = 28.6$$

选择一个 N_{s1} ，使 nN_{s1} 大于 N_{pmin} 。那么， $N_{s1}=8$ ， $N_p=32 > 28.6$ 。则选取原边32匝，输出48V的副边绕组16匝，输出12V的副边绕组4匝，其他参数根据照明电源的参数来求解。

由于漏感较高，因此需要使用利兹线来降低强漏磁通引起的趋肤效应和临近效应所造成的铜损。

2.5 LLC反馈电路设计

LLC谐振变换器的控制电路是由图5中的电阻、电容和光耦 U_{7B} 来构成反馈网络对LLC变换器进行控制。

R_{54} 是与光耦器串联的主要负载电阻。选取1.8K Ω 的电阻值将获得较佳的频率响应，并可获得约为2mA的集电极最大负载电流。启动时的初始频率 f_{start} ，通常取值等于或小于 f_{max} 。 R_{51} 用来设定初始频率，由图6可知，开关频率132KHz对应的电阻值为22K Ω ，即 $R_{51}=22K\Omega$ 。

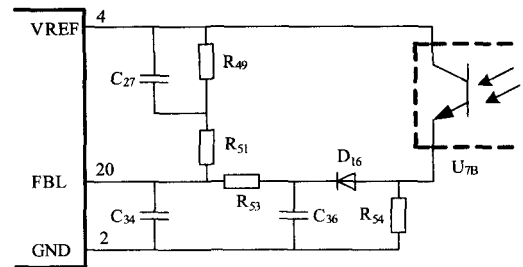


图5 LLC反馈电路

LLC在最低输入电压，满载条件下进行调整时所需的频率最低， f_{min} 由 $(R_{51}+R_{49})$ 决定。本设计所需的 f_{min} 为57KHz。由图6可知，开关频率57KHz对应的电阻值为78K Ω ，即 $R_{51}+R_{49}=78K\Omega$ ，因此 $R_{49}=56K\Omega$ 。

I_{FBLmax} 是在光耦器饱和时流入FBL引脚的电流。它代表反馈环路可通过FBL引脚进行控制的最大频率 f_{max} 。由图5可知， V_{R53} 由下式来表示。

$$V_{R53} = V_{REF} - V_{CESAT} - V_{FBL}(I_{FBLmax}) - V_D$$

根据 I_{FBL} 与频率之间的关系，可以求出 I_{FBLmax} ，从而求出 R_{53} 的值。在本设计中， R_{53} 取19K Ω 。

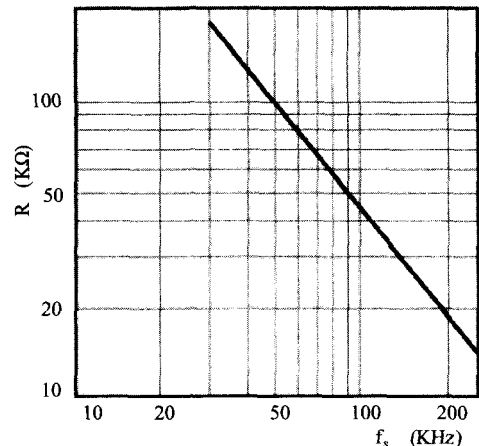


图6 从FBL到VREF引脚的上拉电阻与开关频率的比例关系

C_{27} 来执行LLC软启动, LLC以高频启动, 然后下降直至达到输出稳定。 C_{27} 的大小决定软启动时间, 本电路设计中取 $1\mu\text{F}$, 软启动时间约 15.8ms 。

2.6 其他LLC元件和输出反馈电路的设计

LLC谐振变换器中的MOSFET, 输出整流二极管, 驱动电路和自举电路等, 根据输出的功率、效率和PLC810PG的数据手册来设计。输出恒压和恒流检测和反馈电路采用芯片TSM103和光耦 U_{7A} , 设计的电路及参数如图1(c)所示。

3 实验结果

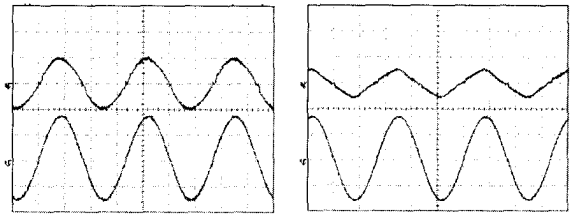
基于PLC810PG控制芯片, 设计了一台输出 150W 的实验样机, 实验电路如图1所示。 150W LED照明电源主要参数如表1所示。负载所用的LED采用科锐公司(英文名: CREE)的XR-M3, 其电气参数如下: 正常工作电流: $350\text{mA}\sim 700\text{mA}$, 最大支持 1000mA ; 典型电压值 $3.6\text{V}(350\text{mA})$, $3.72\text{V}(520\text{mA})$ 。

考虑到LED的伏安特性及开关电源输出功率在 150W 左右, LED光源阵列采用78颗XR-M3, 13串6并的方案。

输入电压为 230V , 输出 150W 和 75W 时, 输入电压/电流波形如图7所示, 从图中可以看出, 输入电流近似于正弦波, 功率因数可达到 0.99 , 谐波畸变小于 5% 。解决了电磁干扰(EMI)的问题以满足各国的安规标准、电磁兼容和环保等要求; 不同输出功率时半桥原边电压和电流波形实验波形如图8所示, 从图中可以看出, LLC半桥谐振变换器在不同负载条件下实现了功率开关管的软开关。整机效率在满载输出时可达 87% 以上, 达到节能的目的。

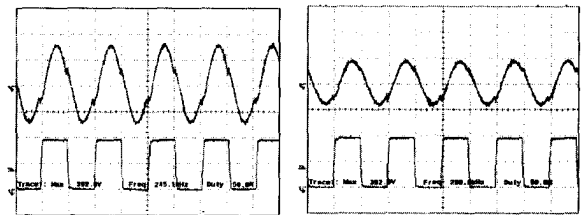
4 结束语

本文采用PFC+半桥LLC谐振和恒压/恒流电路结构来驱动大功率LED。基于PLC810PG控制方案制作了实验样机。实验结果表明, 该LED照明电



(a) @交流输入 230V , 输出 150W (b) @交流输入 230V , 输出 75W
左: 输入电流波形, $1\text{A}/\text{格}$ 右: 输入电压波形, $200\text{V}/\text{格}$, $5\text{ms}/\text{格}$ 。

图7 输入电压/电流波形



(a) @输出 150W (b) @输出 75W
左: 原边电流, $1\text{A}/\text{格}$ 右: 原边电压, $200\text{V}/\text{格}$, $2\mu\text{s}/\text{格}$

图8 不同输出功率时半桥原边电压和电流波形

源方案具有高效率、高功率因数和低成本等, 证明了该方法的可行性, 并可应用到输出 150W 大功率LED照明电源中。

参考文献:

- [1] 李文宜,张万路,江磊,刘木清.LED应用于道路照明的探讨[J].2008中国道路照明论坛论文集,2008,39(2):77-80.
- [2] Fairchild Semiconductor. Half-bridge LLC resonant Converter Design Using FSFR-series Power Switch, Application Note AN-4151,2009,Rev1.0.2
- [3] Datasheet of Cree XR-M3,<http://www.cree.com.cn/>.
- [4] Power Integrations. PLC810PG Continuous Mode PFC & LLC Controller with Integrated Half-bridge Drivers datasheet, 2009.8,
- [5] datasheet of TSM103W,<http://www.st.com/>.
- [6] 赵磊.LLC谐振变换器的研究[D].西南交通大学,2008.6:12-15.