

doi:10.3969/j.issn.1007-7162.2013.02.011

基于 LLC 多路 LED 均流驱动电路的研究

陈树琛, 张 森, 吴文康, 唐雄民, 杜思涛, 吴 远

(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 提出了一种基于 LLC 谐振的多路输出 LED 均流驱动电路, 方案中 DC/DC 部分采用了 LLC 谐振, 提高了转换的频率, 同时能够实现原边开关管的零电压开通和副边整流二极管的零电流关断, 减少了损耗, 提高了系统的效率. LED 的驱动部分采用了平衡电容隔离均流, 输出达到很好的均流效果. PSIM 仿真和样机测试均证明了该电路的可行性.

关键词: 多路 LED 串; 隔离; 自动均流; 谐振

中图分类号: TM76

文献标志码: A

文章编号: 1007-7162(2013)02-0057-06

A Current Balancing Method for Multi-output LED Drivers Based on LLC Resonant Convertors

Chen Shu-chen, Zhang Miao, Wu Wen-kang, Tang Xiong-min, Du Si-tao, Wu Yuan

(Shool of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: It proposes a circuit about multi-output constant current LED drivers, based on LLC resonant. The LLC resonant was adopted in the DC/DC circuit, improving the frequency of conversion. The switches on the primary side could work in zero-voltage-switching mode (ZVS), and the diodes on the secondary side could work in zero-current-switching (ZCS) mode, which decreased the loss of switching and improved the efficiency of the system. The balance capacitor was used in the LED driver circuit, and it was easy to achieve the balance of the current. Meanwhile, a prototype was proposed to test in the laboratory. It focused on the mechanism of the resonant and the balance of the current. The system has been simulated and verified, based on PSIM.

Key words: multi-output LED strings; isolated drive; current balancing; resonant

在全球能源短缺、环保要求不断提高的形势下, 世界各国在大力发展绿色节能照明. LED 照明因具有节能、高效、环保、高可靠性、寿命长等优点, 得到了广泛的应用和研究^[1]. 由于 LED 本身的电气特性存在离散性, 光学特性对电流的敏感性高于电压, 因此 LED 驱动器大都采用恒流驱动控制^[2]. 而对于多路的 LED 串联, 要求达到各路均流的效果, 目前主要的均流方法有有源均流^[3]和无源均流^[4]. 本文基于当前流行的 LLC 谐振变换器^[5], 提出了一种优化自均流拓扑——半桥 LLC 谐振均流电路.

1 半桥 LLC 谐振均流电路

半桥 LLC 谐振均流电路原理如图 1 所示. 电路

主要包括 3 部分: 方波发生器, 谐振网络, 均流网络^[6]. 方波发生器为半桥结构, 由两个占空比为 50% 互补的开关管 Q_1 、 Q_2 组成; 谐振网络由谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 和变压器的励磁电感 L_m 构成; 变压器的次边为均流电路, 由平衡电容 C_b 和全桥整流电路组成^[7]. 半桥 LLC 谐振网络有两个谐振频率, 分别为

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

均流网络中的平衡电容 C_b 作为阻抗, 起到均衡每路 LED 串电流的作用, 同时能折算回变压器原边参与谐振. 输出整流部分采用了不可控全桥整流^[8], 全桥整流除能充分利用变压器输出能量外, 还能在

收稿日期: 2012-05-28

基金项目: 广东省教育部产学研结合重点项目 (2012A090300005); 国家自然科学基金青年科学基金资助项目 (500120086)

作者简介: 陈树琛 (1985-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与运动控制新技术.

变压器次边作任意数目支路的并联,并能够保证每个支路输出电流的均衡^[9],这在实际的LED应用电路中有着独特的优异性,因为LED串在工作中难免出现断路现象,这就会造成负载支路数目在奇偶数间变化.本文以三路(基数路)进行均流电路原理分析.

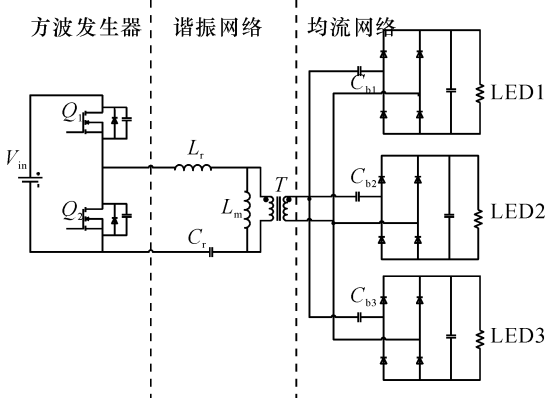


图1 半桥 LLC 谐振均流电路

Fig.1 LLC Resonant circuit with current balance

1.1 谐振回路的原理分析

如图2所示,谐振回路的输入电压 $V_s(t)$ 是幅值为 V_{in} 的方波,经傅立叶分析后,取其基波为

$$V_s(t) = \frac{2}{\pi} V_{in} \sin(2\pi ft), \quad (2)$$

其中, t 为时间.

基波分量的有效值为

$$V_{s1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{in}; \quad (3)$$

R_{eq} 为变压器次边折算到原边的等效阻抗,其值为

$$R_{eq} = n^2 R_{o,ac}, \quad (4)$$

其中, $R_{o,ac}$ 为变压器副边等效交流阻抗, n 为变比.

谐振网络的交流电压增益传递函数为

$$M_{ac}(j\omega) = \frac{E_o(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{R_{eq} // j\omega L_m}{1/j\omega C_r + j\omega L_r + R_{eq} // j\omega L_m}, \quad (5)$$

其中, ω 为角频率, E_o 为输出电压, j 为虚数单位.

经化简可得

$$M_{ac}(j\omega) = \frac{1}{\frac{L_r}{L_m} - \frac{1}{\omega^2 C_r L_m} + 1 + j(\frac{\omega L_r}{R_{eq}} - \frac{1}{\omega C_r R_{eq}})}. \quad (6)$$

进一步可表示为

$$M_{ac}(f_n, k, Q) = \frac{1}{\sqrt{(1 + k - \frac{k}{f_n^2})^2 + Q^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}}. \quad (7)$$

其中,电感比 $k = \frac{L_r}{L_m}$, 谐振频率 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$, 归一

化频率 $f_n = \frac{f}{f_s}$, 特征阻抗 $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_s L_r = \frac{1}{2\pi f_s C_r}$, 电路的品质因数 $Q = \frac{Z_o}{R_{eq}}$.

用 Matlab 作出其电压增益曲线^[10], 如图3所示.

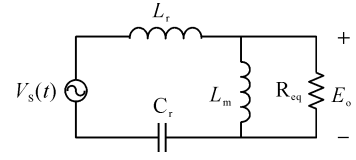


图2 谐振等效电路

Fig.2 Resonator equivalent circuit

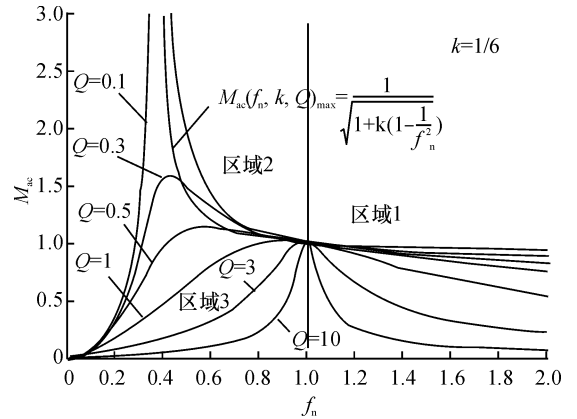


图3 电压增益曲线

Fig.3 Voltage gain curve

当 $Q=0$ 时, LLC 谐振变换器处于空载状态, 此时得到归一化增益为

$$M_{ac}(f_n, k, Q) = \frac{1}{\left| 1 + k(1 - \frac{1}{f_n^2}) \right|}. \quad (8)$$

设负载时电路总阻抗为 R_z ,

$$R_z = j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{R_{eq} \cdot j\omega L_m}{R_{eq} + j\omega L_m}. \quad (9)$$

化简后得到:

$$R_z = \frac{R_{eq} \omega^2 (\frac{L_r}{k})^2}{R_{eq}^2 + \omega^2 (\frac{L_r}{k})^2} + j(\frac{R_{eq}^2 \omega \frac{L_r}{k}}{R_{eq}^2 + \omega^2 (\frac{L_r}{k})^2} + \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}). \quad (10)$$

将式(10)进行归一化并化简可得:

$$R_z(f_n, k, Q) = \frac{Q}{Q^2 + k^2 f_n^2} + j\left(\frac{k}{Q^2 + k^2 f_n^2} + \frac{1}{f_n} - f_n\right), \quad (11)$$

当总阻抗 R_z 为纯阻抗时,那么 $R_z(f_n, k, Q)$ 的虚部为 0,即

$$\frac{k}{Q^2 + k^2 f_n^2} + \frac{1}{f_n} - f_n = 0. \quad (12)$$

这时品质因数 Q 最大,可得

$$Q_{\max} = \sqrt{\frac{k}{f_n - \frac{1}{f_n}} - k^2 f_n^2}, \quad (13)$$

将式(13)代入式(7),化简后可得在感性条件下的最大电压增益为

$$M_{ac}(f_n, k, Q)_{\max} = \frac{1}{\sqrt{1 + k\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)}}. \quad (14)$$

根据以上分析可得,选择较小的 Q 值,可以得到较大的归一化增益;选择较大的 Q 值,可以提高变换器的效率.在感性区域内,保证电路具有足够大的增益下拥有高的效率是谐振参数选择的基本原则,即在增益曲线的感性区域内选择较小的 k 和较大的 Q ^[11].

图 3 中的虚线将工作区间划分为容性区域和感性区域^[12],为实现初级开关管 ZVS 开通和次边整流管 ZCS 关断,应该将谐振频率设计在感性区,即区域 1 和区域 2. 在区域 3, $f_n < f_o$ 时, LLC 谐振变换器工作在容性区域,开关损耗大,应避免设计在此区域;在区域 2, $f_o < f_n < 1$, 即 $f_s \sqrt{\frac{k}{1+k}} < f < f_s$, 开关管 ZVS 开通,整流管 ZCS 关断;在区域 1, $f_n \geq 1$, 即 $f > f_s$, 开关管 ZVS 开通,整流管丧失 ZCS 关断. 其中 f_o 为空载时曲线拐点的频率,其值等于 LLC 的本征谐振频率:

$$f_o = \frac{1}{\sqrt{2\pi(L_r + L_m)C_r}} = f_s \sqrt{\frac{k}{1+k}}. \quad (15)$$

区域 2 开关损耗最小,恒压输出一般设计在此区域;区域 1 增益曲线斜率较大,交流增益可调范围广,可满足恒流宽电压的设计要求,但整流管关断存在损耗^[13]. 综上考虑,最佳方案为将谐振设计在区域 2 和区域 3 的交界.

在感性条件下,最大增益 $M_{\max}$ 落在分界线上,这时取得最大品质因数为:

$$Q_{\max}(k) = \frac{k}{M_{\max}} \sqrt{\frac{1}{k} + \frac{M_{\max}^2}{M_{\max}^2 - 1}}. \quad (16)$$

设定额定工作时谐振频率等于开关频率, $f = f_s$.

根据(7)式中关于 Z_0 和 Q 的定义来选取谐振电容 C_r , 计算化简可得

$$C_r = \frac{\pi}{16n^2 f_s R_{o,\min} Q_{ZVS}}. \quad (17)$$

其中 $R_{o,\min}$ 为最大负载对应的等效阻抗.

又由式(7)中关于 f_s 的定义来选取谐振电感 f_s , 计算化简可得

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r}. \quad (18)$$

利用 $L_m = \frac{L_r}{k}$, 可以算出谐振回路的励磁电感的值.

至此,谐振回路中的主要谐振参数就能够确定下来.

1.2 电路均流原理分析

为使得各 LED 串支路输出电流的均衡,在变压器次边利用一个电容作为阻抗,经过全桥整流输出直流驱动 LED 串. 由于此平衡电容的电抗远大于 LED 负载的等效阻抗,故可以忽略不同支路 LED 负载的差异,在电压相同的情况下,其输出电流基本一致. 电路的等效电路如图 4 所示. 图中 R_{ac_i} ($i = 1, 2 \dots n$) 表示第 i 个 LED 支路的等效阻抗. 这里取其中两条支路进行均流原理分析,假设这两个支路分别为第 1 和第 2 支路,其均流机理^[14] 如图 5 所示.

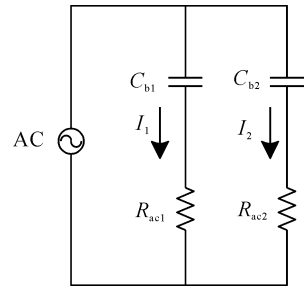


图 4 均流等效电路

Fig. 4 The circuit of equal

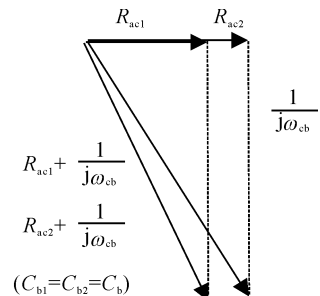


图 5 均流分析图

Fig. 5 Analysis diagram of the circuit

当电路工作时,第 1 条支路和第 2 支路的电流幅值的比为

$$\left| \frac{I_1}{I_2} \right| = \left| \frac{V_s/Z_1}{V_s/Z_2} \right| = \left| \frac{R_{ac2} + \frac{1}{j\omega C_{b2}}}{R_{ac1} + \frac{1}{j\omega C_{b1}}} \right| = \sqrt{\frac{R_{ac2}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_{b2}^2}}{R_{ac1}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_{b1}^2}}}.$$

(19)

$$\begin{cases} Z_1 = R_{Z_{C_{b1}}} + R_{ac1}, \\ Z_2 = R_{Z_{C_{b2}}} + R_{ac2}. \end{cases}$$

(20)

其中 $R_{Z_{C_{b1}}}$ 和 $R_{Z_{C_{b2}}}$ 分别为第 1 第 2 支路平衡电容的交流阻抗.

当平衡电容的交流阻抗远大于 LED 负载的等效阻抗时,即

$$\begin{cases} (1/\omega C_{b1}) \geq R_{ac1} \\ (1/\omega C_{b2}) \geq R_{ac2} \end{cases} \quad R_{ac1} \neq R_{ac2}$$

(21)

容易得到(19)式可简化为

$$\left| \frac{I_1}{I_2} \right| = \frac{C_{b1}}{C_{b2}}.$$

(22)

当 $C_{b1} = C_{b2}$,可得

$$I_1 = I_2.$$

(23)

这样就得到两个支路的电流相等,即达到均流的效果^[15].

2 仿真验证

本文利用 PSIM 软件对上述的理论进行仿真,输出的 LED 负载设置为 3 路(奇数路),各参数设置如表 1 所示.

表 1 仿真电路参数的设置

Tab.1 Parameter settings of the simulation circuit

输入电压	谐振电容	谐振电感	励磁电感	平衡电容	谐振频率	滤波电容	LED1 等效	LED2 等效	LED3 等效
V_{in}/V	C_r/nF	$L_r/\mu H$	L_m/mH	C_b/nF	f/kHz	$C_o/\mu F$	阻值 R_{o1}/Ω	阻值 R_{o2}/Ω	阻值 R_{o3}/Ω
310	10	200	1.32	10	110	22	89	99	109

高低端开关管驱动波形、半桥中心点的电压 V_n 的波形、谐振电容 C_r 的电压波形、谐振电感 L_r 的电

流波形、励磁电感 L_m 的电流波形、平衡电容 C_b 的电压波形和整流二极管 D 的电流波形如图 6 所示.

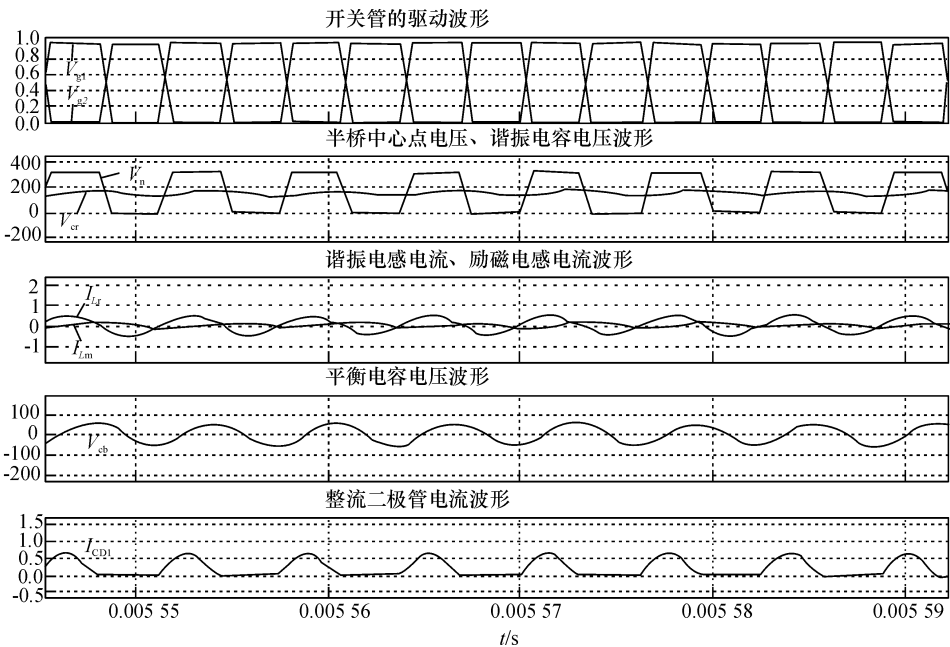


图 6 仿真波形图

Fig.6 Waveform of the simulation circuit

由图 7 可以计算得到 3 路 LED 与额定电流值的最大误差为:

$$\delta_{\max} = |I(R_{o3}) - I_{\text{额定}}|/I_{\text{额定}} =$$

$$|335.395 - 350|/350 = 4.173\%$$

结果满足工程上的要求.

由图 8 可以计算得到没有均流的 3 路 LED 与

额定电流值的最大误差为: $\delta_{\max}=|I(R_{ol})-I_{\text{额定}}|/I_{\text{额定}}=|400.809-350|/350=14.517\%$. 得到的误差值较大,影响了 LED 的正常工作,缩短了 LED 的寿命.

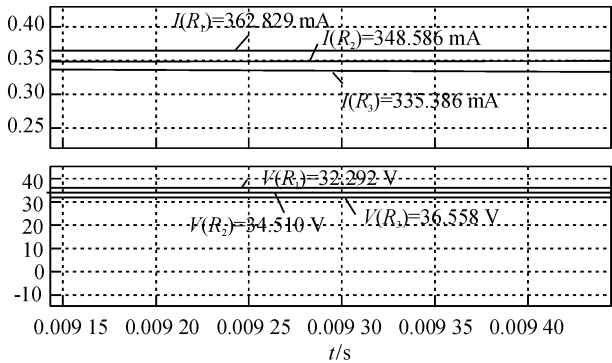


图7 LED 串电流、电压波形图
Fig.7 Waveform of the LED

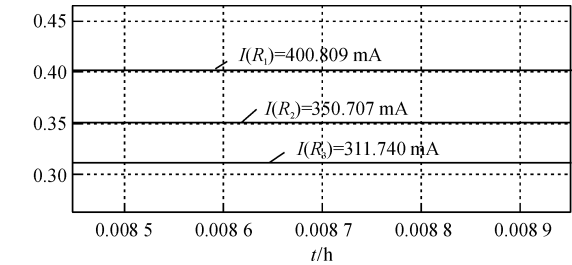
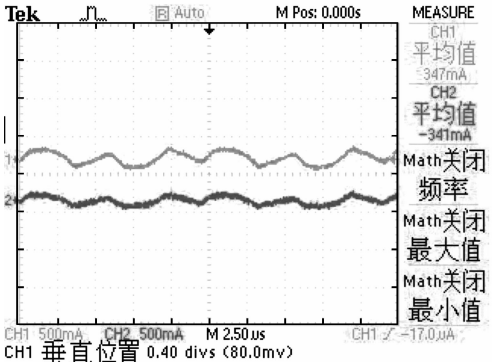
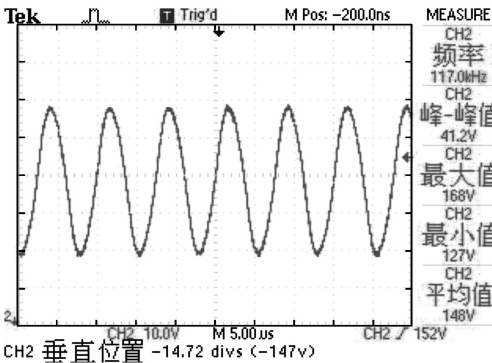
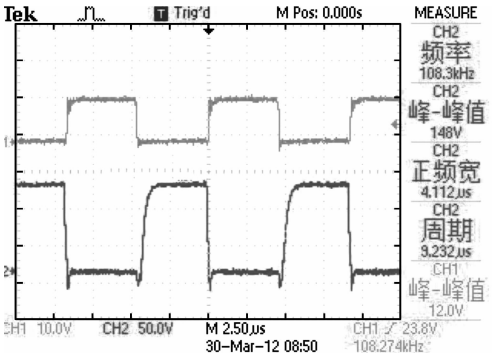


图8 未均流的 LED 串电流波形图
Fig.8 The current of the LED

3 样机测试

根据以上的原理分析和参数设置,设计了一台样机. 测试得到开关管的驱动波形 u_g , 半桥中心点的电压波形 U_n , 谐振电容的电压波形 U_{Cr} , 谐振电感的电流波形 I_L 和输出电流波形 I_o . 分别如图 9 所示.

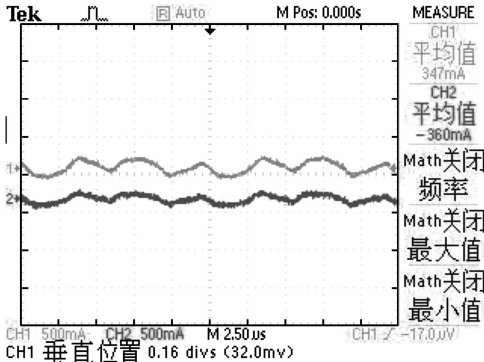
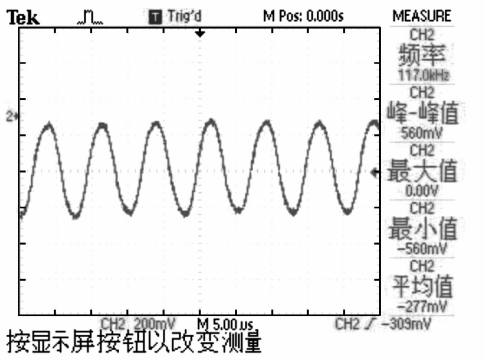
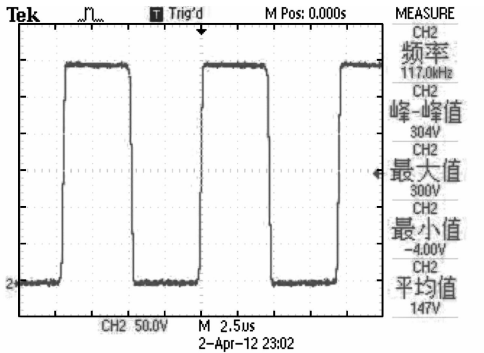


图9 测试波形图

Fig.9 Waveform of the test

4 结论

本文基于 LLC 谐振变换原理,提出了一种优化的 LLC 谐振自均流电路. 电路中采用 LLC 谐振网络,提高了整机的效率. 均流电路采用了电容均流,简化了电路了,优化了均流特性;桥式整流能做任意支路的扩展,使输出电流在全负载范围内更加稳定,提高了 LED 工作的稳定性,增长了 LED 的寿命.

参考文献:

- [1] 柯荣生. LED 照明应用和驱动电路[J]. 机械与电子, 2011,9:106-107.
- [2] 费翔,钱可元,罗毅,等. 大功率 LED 结温测量及发光特性研究[J]. 光电子·激光,2008,19(3):289-292.
Fei Xiang, Qian Ke-yuan, Luo Yi, et al. Junction temperature measurement and luminous properties research of high-power LED [J]. Journal of Optoelectronics. Laser, , 2008,19(3):289-292.
- [3] 张军明,谢小高,吴新科,等. DC/DC 均流模块有源均流技术研究[J]. 中国电机工程学报,2008,25(19):31-36.
Zhang Jun-ming, Xie Xiao-gao, Wu Xin-ke, et al. Research on active current-sharing methods for DC/DC converters[J]. Proceedings of the Csee, 2008,25(19):31-36.
- [4] Barry Ehrman. 电源模块并联供电的无源均流技术[J]. 今日电子,2008(9):65-68.
- [5] 陆治国,余昌斌. 新型 LLC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电气应用,2008,27(1):65-67.
Lu Zhi-guo, Yu Chang-bin. Analysis and design of LLC resonant converter[J]. Electrotechnical Application,2008,27(1):65-67.
- [6] 张振银,秦会斌,刘琦,等. 基于 LLC 的半桥谐振变换器设计[J]. 电子器件,2010,5:587-589.
Zhang Zhen-yin, Qin Hui-bin, Liu Qi, et al. Half bridge resonant converter based on LLC[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2008,27(1):65-67.
- [7] Zhang Jun-ming, Xu Lian-hui, Wu Xin-ke, et al. A precise passive current balancing method for multi-output LED drivers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(8): 2149-2159.
- [8] Reza Beiranvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza Zolghadri, et al. Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011,58(5): 1746-1756.
- [9] Mu Hong-tao, Geng Li, Liu Jun. A high precision constant current source applied in LED driver [EB/OL]. (2011-05-16). http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5780602.
- [10] Lin Ray-lee, Lin Chiao-wen. Design criteria for resonant tank of LLC DC-DC resonant converter [EB/OL]. (2010-11-07). http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5674988.
- [11] Srinivasa M Baddela, Donald S Zinger. Parallel connected LEDs operated at high frequency to improve current sharing [EB/OL]. (2004-10-03). http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1348696.
- [12] 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.
Ma Hao, Qi Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008,28(33):6-11.
- [13] 陈越,吴新科,钱照明. 基于 LLC 拓扑的宽电压输出 LED 驱动电源研究[J]. 电力电子技术,2011(3):79-81.
Chen Yue, Wu Xin-ke, Qian Zhao-ming. Research on wide range output LED driver based on LLC topology[J]. Power Electronics, 2011(3):79-81.
- [14] Zhang Jun-ming, Wang Jian-feng, Wu Xin-ke. A capacitor-isolated LED driver with inherent current balance capability [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012,59(4):1708-1716.
- [15] Sungjin Choi, Taehoon Kim. Symmetric current balancing circuit for LED backlight with dimming [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(4): 1698-1707.