

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.369

中图分类号: TM46

文献标志码: A

基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源

史 旭, 刘雪山, 周 群, 王春涛
(四川大学电气工程学院, 成都 610065)

摘要: 传统 Boost 功率因数校正变换器的输出电压必须大于输入电压, 在一定程度上限制了其在 LED 驱动电源中的应用。同时, 传统 LED 驱动电源因输入端整流桥的存在而限制了自身效率的进一步提升。基于谐振式 Boost 功率因数校正变换器拓扑提出了一种无源均流型无桥 Boost LED 驱动电源, 通过引入谐振式电容均流网络, 实现了多路均流输出; 通过整流桥的去除, 进一步提升了系统的效率。最后, 搭建了一台效率可达 93.64% 的 140 W 实验样机, 验证了理论分析的正确性与可行性。

关键词: 无桥变换器; LED 驱动电源; 功率因数校正; 无源均流

Resonant Bridgeless Boost LED Driver Based on Passive Current Balancing

SHI Xu, LIU Xueshan, ZHOU Qun, WANG Chuntao
(College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: For a traditional Boost power factor correction (PFC) converter, its output voltage must be greater than its input voltage, which limits its applications in light emitting diode (LED) drivers to a certain degree. Meanwhile, due to the existence of a rectifier bridge at the input end of the traditional LED driver, the improvement of its efficiency is also confined. In this paper, a bridgeless Boost LED driver based on passive current balancing is proposed, which is based on the topology of a resonant Boost PFC converter. With the introduction of a resonant capacitive current-balancing network, the output current of each LED string can be balanced. In addition, the elimination of the rectifier bridge further improves the system efficiency. Finally, a 140 W prototype with a peak efficiency of 93.64% was built, and experimental results verified the correctness and feasibility of theoretical analysis.

Keywords: Bridgeless converter; light emitting diode (LED) driver; power factor correction (PFC); passive current balancing

作为新一代绿色光源, 发光二极管 LED (light emitting diode) 在体积、寿命、效率、色域等方面的性能远超荧光灯、白炽灯等传统光源, 因而被广泛应用于通用照明、城市市政美化、显示屏等场合。

收稿日期: 2021-05-28; 修回日期: 2021-08-20; 录用日期: 2021-08-27; 网络首发日期: 2021-11-22

基金项目: 四川大学自贡市校地合作资助项目 (2019CDZG-14); 四川省区域创新合作资助项目 (2021YFQ0006)

This work is supported by Sichuan University and Zigong Cooperation under the grant 2019CDZG-14; Sichuan Provincial Regional Innovation Cooperation Project under the grant 2021YFQ0006

LED 的发光强度等光学性能与流过 LED 的平均电流近似呈线性关系^[1], 为保证 LED 发光的稳定性, 需要对其进行恒流驱动。此外, LED 为点光源, 其封装技术和散热条件受到限制, 为了获得更大功率、发光更均匀的照明特性, 实际应用中多采用多颗 LED 串并联的连接方式。串并联结构不可避免地导致支路电流不平衡问题, 进而影响每个灯串的发光强度, 因此均流控制对于多串 LED 驱动极为重要^[2-5]。同时, 一些国家和组织颁布并实施了一些相关的电流谐波标准, 其中对照明设备的输入电流谐波含量做了严格的规定, 如中国的 GB/T 14549—93、欧盟

的 IEC 61000-3-2 等^[6-7]。功率因数校正 PFC(power factor correction)技术具有良好的谐波抑制能力,因而被广泛应用在 LED 驱动电源中。在各类 PFC 变换器中,Boost PFC 变换器以其拓扑简单、驱动方便、效率高等优点被广泛应用^[8]。文献[9]提出了一种输出端无电解电容的 Boost LED 驱动器,其驱动器的输出电压为 400 V,如此高的输出电压将影响系统的可靠性。同时,该驱动器还存在因输入整流桥而限制效率提升的问题,输入电压越低,效率下降越严重^[10]。

结合 LED 驱动的特点和有桥变换器在效率提升方面的局限性,本文提出一种基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源。该驱动电源将输入整流桥用有源开关代替,通过引入电容均流网络,具备高效率、高功率因数的特性同时实现了多路均流输出,提高驱动电源的可靠性。该驱动电源 2 个有源开关由同一驱动信号驱动,控制简单。此外,该谐振式无桥型驱动电源的输出与输入共地连接,具有共模噪声低的优点^[11]。最后,搭建一台效率可达 93.64% 的 140 W 实验样机,验证理论分析的正确性与可行性。

1 电路结构

基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源如图 1 所示。以两路输出为例,基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源的主拓扑结构如图 1(a)所示,主功率回路由输入滤波电容 C_{n1} 和 C_{n2} 、输入滤波电感 L_r 、储能电感 L_m 、开关管 S_1 和 S_2 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、输出二极管 D_1 和 D_2 、输出电容 C_{o1} 和 C_{o2} 以及两路负载 LED 组成。该驱动电源采用平均电流模式定频控制,与单一闭环的电压模式控制相比,平均电流模式控制是由电压外环和电流内环构成的双闭环系统。电压外环控制输出电压,而电流内环则可以控制电感电流,提高了对电感电流的控制精度,有效减小了输入电流的畸变。

控制环路如图 1(b)所示,电压误差放大器 EA1

实现对输出支路电流的控制,电流误差放大器 EA2 实现对输入电感电流的控制,其中 k_1 、 k_2 和 k_3 分别为输出电流采样比、输入电压采样比和电感电流采样比。当电路正常工作在稳态条件下,得益于电流内环的存在,输入电流自动跟随正弦输入电压,从而实现高功率因数。由于主功率回路中没有整流桥,故需设计特定的采样电路,来实现对输入电压和电感电流的精确采样。该驱动电源储能电感电流工作在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode),电感电流峰值和纹波系数更低,有助于提升驱动电源的效率。

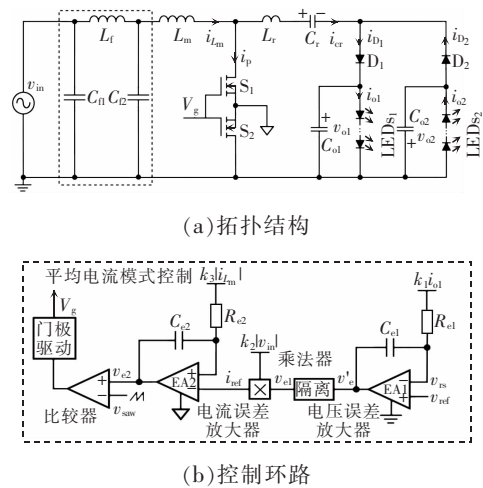


图 1 基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源
Fig. 1 Resonant bridgeless Boost LED driver based on passive current balancing

2 工作特性分析

2.1 工作模态分析

为简化分析,假设:

- (1) 输入电压为标准正弦电压,即 $v_{in}=V_p \sin(\omega_L t)$, $\omega_L=2\pi f_L$, 其中 V_p 为幅值, ω_L 为电网角频率, f_L 为电网频率;
- (2) 所有元件均为理想元件;
- (3) 开关频率远远大于电网频率,即 $f_s \gg f_L$;
- (4) 输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 足够大,且远大于谐振电容 C_r , 储能电感 L_m 远大于谐振电感 L_r 。

考虑到该驱动电源在拓扑结构上的对称性,本文只分析输入电压正半周时的工作模态情况。当电

感电流稳定工作在 CCM 时,一个开关周期 T_s 内该拓朴存在 3 个工作模式,如图 2 所示,其关键波形如图 3 所示。

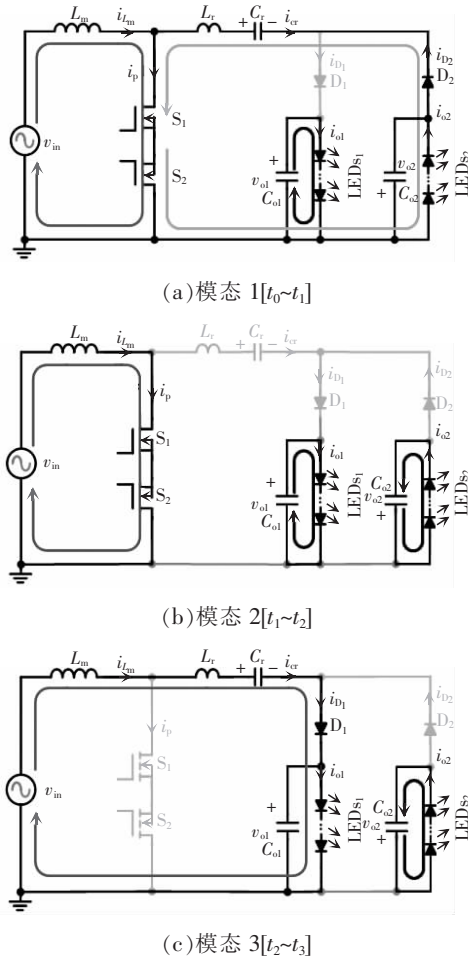


图 2 输入正半周各模式等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits in different modes during positive half cycle of input voltage

模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: t_0 时刻,开关管 S_1 和 S_2 同时导通,二极管 D_1 反向截止、 D_2 正向导通,电感电流 $i_{L_m}(t)$ 线性上升,同时电感 L_r 和电容 C_r 间发生谐振。此时,有

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_0) + \frac{v_{in}}{L_m}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{cr}(t) = -i_{D_2}(t) = -\frac{\Delta V_{cr}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] \quad (2)$$

$$v_{cr}(t) = v_{o2} + \Delta V_{cr} \cos[\omega_r(t - t_0)] \quad (3)$$

式中: $i_{L_m}(t_0)$ 为电感电流在一个开关周期内的初始值; ΔV_{cr} 为此模式下谐振电容两端电压交流分量的幅值; $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$; $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。当谐振电流 $i_{cr}(t)$ 谐振到 0 时, D_2 实现零电流关断 ZCS(zero current switch),

模式 1 结束。该模式持续时间为 $\tau_1 = T_r/2 = \pi/\omega_r$, 其中 T_r 为谐振网络的谐振周期。在谐振电流 $i_{cr}(t)$ 达到峰值时,谐振电感两端电压为 0,由图 2(a)分析可知 $v_{cr}(t_0 + T_r/4) = v_{o2}$ 。

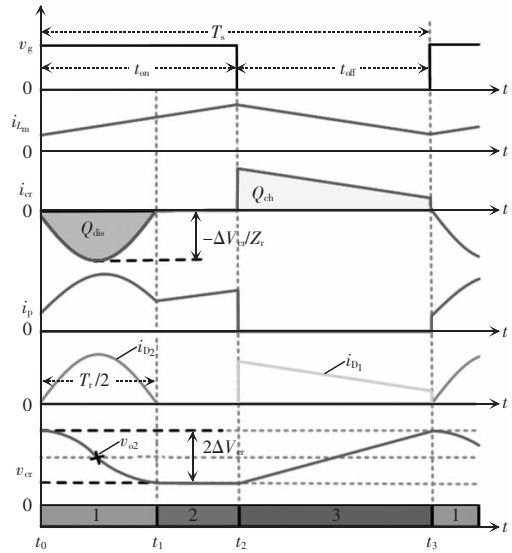


图 3 关键波形

Fig. 3 Key waveforms

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: 此时间段内开关管 S_1 和 S_2 仍保持导通,电感电流仍线性上升,二极管 D_1 、 D_2 均反向截止,负载 LED 由输出电容提供能量,直到下一模式到来。模式 2 持续时间为 $\tau_2 = t_{on} - T_r/2$, 其中 t_{on} 为开关管的导通时间。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: 在 t_2 时刻,开关管 S_1 和 S_2 同时关断,二极管 D_2 反向截止、 D_1 正向导通。由于储能电感 L_m 远远大于谐振电感 L_r , 谐振电感 L_r 的压降可以忽略。与此同时,在一个稳态开关周期内,谐振电容两端的电压处于动态平衡,即此模式下的电容两端平均电压 $v_{cr-avg}(t) = v_{o2}$ 。

$$i_{L_m}(t) = i_{cr}(t) = i_{D_1}(t) = i_{L_m}(t_2) + \frac{v_{in} - v_{o1} - v_{cr}(t)}{L_m}(t - t_2) \quad (4)$$

在 t_3 时刻,开关管再次导通,模式 3 结束,电路进入下一个开关周期。模式 3 持续的时间为 $\tau_3 = T_s - t_{on}$ 。

2.2 占空比分析与均流分析

根据 2.1 节模式分析,对工作在 CCM 模式下储能电感由伏秒平衡可得

$$v_{in}(t_2 - t_0) = [v_{o1} + v_{cr}(t) - v_{in}](t_3 - t_2) \quad (5)$$

由式(5)可得

$$M = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{v_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (6)$$

$$D = \frac{v_{o1} + v_{o2} - v_{in}}{v_{o1} + v_{o2}} \quad (7)$$

式中: M 为电压增益; D 为驱动信号占空比。

由式(7)可以看到,当储能电感工作在 CCM 模式下,其占空比只与输入电压和输出电压有关。若将两路输出电压之和看作该变换器的总输出电压,则其电压增益表达式(6)与传统 Boost 变换器一致。同时,为保证电路的正常运行,两路输出电压之和必须大于输入电压的峰值,每路输出电压不必相等。

在一个稳态开关周期内,谐振电容 C_r 的充电电荷 Q_{ch} 与放电电荷 Q_{dis} 平衡,由此可得

$$Q_{dis} = \int_{t_0}^{t_1} i_{D_2}(t) dt = Q_{ch} = \int_{t_2}^{t_3} i_{D_1}(t) dt \quad (8)$$

在半个工频周期内,若忽略输出电容的等效串联电阻 ESR (equivalent series resistance),那么输出电流 i_{o1} 和 i_{o2} 分别为流过二极管 D_1 和 D_2 的平均电流,即

$$i_{o1} = \frac{2}{T_L} \int_0^{T_L/2} \frac{Q_{ch}}{T_s} dt = \frac{2}{T_L} \int_0^{T_L/2} \frac{Q_{dis}}{T_s} dt = i_{o2} \quad (9)$$

由式(9)可知,两支路的输出电流相等。于是,只需要控制其中一条支路的输出电流,根据电容充放电平衡原理另一支路输出电流便可自动平衡,从而实现了两路均流输出功能。

同时由式(2)、式(4)和式(8)可得

$$\Delta V_{cr} = \frac{(1-D)T_s [2L_m i_L(t_0) + T_s D V_{in}]}{4L_m C_r} \quad (10)$$

相对于传统 Boost 拓扑只能升压而应用受限,该变换器可以有效地降低 Boost 电路的输出电压。同时,良好的均流特性拓宽了该拓扑在 LED 驱动电源领域的应用范围。

2.3 电流应力与电压应力

由于本文变换器采用平均电流模式控制,其电流内环强制输入电流跟随输入电压,如图 4 所示。假设变换器效率为 100%,则可得输入电流 $i_{in}(t)$ 为

$$i_{in}(t) = \frac{2P_o}{V_m} \sin(\omega_L t) \quad (11)$$

此时,由式(1)、式(7)和式(11)便可得出电感

电流峰值包络 $i_{L-p}(t)$ 为

$$i_{L-p}(t) = \frac{2P_o}{V_m} \sin(\omega_L t) + \frac{(v_{o1} + v_{o2} - v_{in})T_s v_{in}}{2L_m(v_{o1} + v_{o2})} \quad (12)$$

同理可得电感电流谷值包络 $i_{L-v}(t)$ 为

$$i_{L-v}(t) = \frac{2P_o}{V_m} \sin(\omega_L t) - \frac{(v_{o1} + v_{o2} - v_{in})T_s v_{in}}{2L_m(v_{o1} + v_{o2})} \quad (13)$$

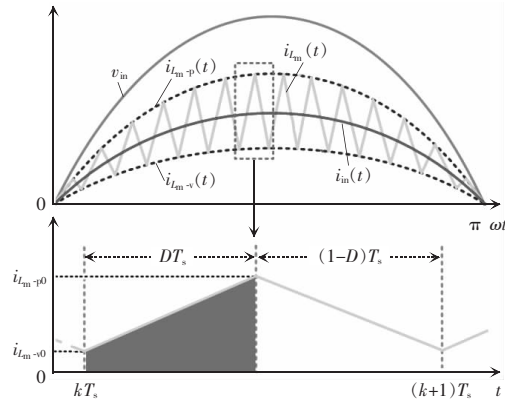


图 4 半个工频周期内输入电流与电感电流

Fig. 4 Input current and inductor current within half power cycle

在设计电感时,若要电感电流工作在 CCM 模式下,则在最低交流输入电压下,式(13)必须大于 0,由此可算出电感 L_m 所要满足的条件为

$$L_m > \frac{T_s^2 V_m^2}{4P_o} \quad (14)$$

同时,最低输入电压峰值处的电感电流纹波率 r 可表示为

$$r = \frac{(v_{o1} + v_{o2} - V_m)T_s V_m^2}{4P_o L_m (v_{o1} + v_{o2})} \quad (15)$$

电感电流纹波率 r 的选择影响到功率器件的电流应力 and 所有功率器件的损耗,所以在设计变换器时,确定纹波率 r 在合适的范围后,便可由式(15)得到 CCM 模式下合理的电感值。

图 5(a)为当 $P_o=140$ W 时,工作于 CCM 模式下的最小电感 L_m 与输入电压 v_{in} 的关系曲线。随着输入电压的增大,维持电感电流连续所需要的最小电感 L_m 也迅速增大;与此同时,随着开关频率 f_s 的提高,最小电感 L_m 也相应减小。图 5(b)为当 $f_s=100$ kHz, $v_{in}=110$ V, $P_o=140$ W, $v_{o1}=v_{o2}=200$ V 时该变换器电感电流谷值包络 i_{L-v} 在不同电感 L_m 下的波形。随着电感量的增加,电感电流谷值大于 0 的部

分越多,即电感电流更可能工作在 CCM 模式下。

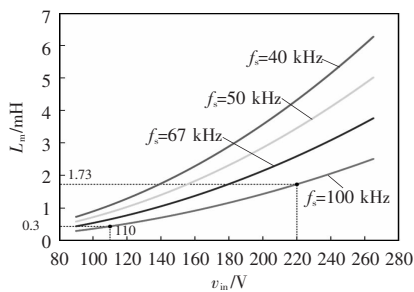
由式(12)可得,当开关管导通时,在半个工频周期内的最大值 $i_{p\text{-max}}$ 可表示为

$$i_{p\text{-max}} = \max \left\{ \left(\frac{2P_o}{V_m} + \frac{(v_{o1}+v_{o2}-V_m)V_m}{2L_m(v_{o1}+v_{o2})} \right), \left(\frac{2P_o}{V_m} - \frac{(v_{o1}+v_{o2}-V_m)V_m}{2L_m(v_{o1}+v_{o2})} + \frac{V_m T_r}{2L_m} + \frac{2\Delta V_{cr}}{Z_r} \right) \right\} \quad (16)$$

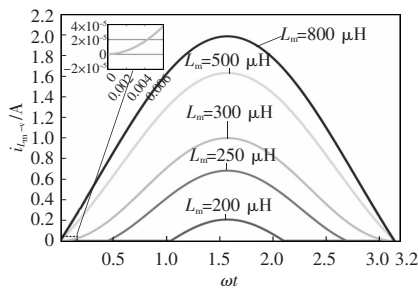
如图 2(a)所示,根据电路 KVL 定理可得

$$V_{\text{MOS}} = v_{o1} + v_{cr}(t) = v_{o1} + v_{o2} + \Delta V_{cr} \cos(\omega_r t) \quad (17)$$

由于交流分量 $\Delta V_{cr} \cos(\omega_r t)$ 占比很小,故可认为该变换器开关管的电压应力即为两路输出电压之和。当两路输出电压和为 400 V 时,采用耐压值为 650 V 的主流 MOS 管便可实现较宽输入电压范围内的应用。



(a)CCM 下的最小电感 L_m 与输入电压 v_{in} 的关系曲线



(b)不同电感 L_m 下的电感电流谷值包络 i_{m-v}

图 5 储能电感 L_m 对电感电流工作状态的影响

Fig. 5 Influence of L_m on operation state of inductor current

2.4 谐振网络参数的设计

当 $t_{on} < T_r/2$ 时,电感与电容发生不完全谐振,位于谐振支路上的二极管 D_1 与 D_2 无法实现零电流关断,影响 LED 驱动电源的效率。因此,开关管导通时间必须大于谐振时间,即 $t_{on} > T_r/2$ 。在工频周期

内随着输入电压的升高,开关管的开通时间也会下降,为满足 $t_{on} > T_r/2$,谐振电感、电容参数必须满足约束

$$L_r C_r < \frac{T_s^2 (v_{o1} + v_{o2} - V_m)^2}{\pi^2 (v_{o1} + v_{o2})^2} \quad (18)$$

由式(10)可知,谐振电容的选择也会影响其两端电压交流分量幅值 ΔV_{cr} 的大小。谐振电容 C_r 的容值越大,其两端电压变化越小,谐振电流峰值越小,从而提高变换器效率,但受到驱动电源体积的限制,容值不能过大。另一方面,考虑到该驱动电源输入端没有整流桥,谐振电容两端的电压极性将以工频周期转换,过大的谐振电容 C_r 势必会影响谐振电容电压的换向速度,从而加剧输入电流在过零点处的畸变。 $L_r C_r$ 的最大值与输入电压 v_{in} 的关系曲线如图 6 所示。同时,由图 6 可以看出,开关频率 f_s 也会影响谐振参数的选择:开关频率 f_s 越小, $L_r C_r$ 的允许值就越大,谐振电容 C_r 就可以选的更大,但此时频率 f_s 的下降必将带来变换器体积的增加。因此,在选择谐振电容值时需要做出一些合理且必要的折衷。在谐振电容值选定后,便可通过式(14)、式(15)和式(18)确定谐振电感值。

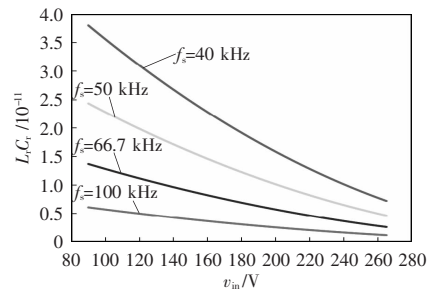


图 6 $L_r C_r$ 的最大值与输入电压 v_{in} 的关系曲线

Fig. 6 Curve of relationship between maximum value of $L_r C_r$ and v_{in}

除此之外,通过适当增加谐振电容的数量,该拓扑还可扩展为多路均流输出以满足不同的实际应用需求。其相应的分析和上文中两路拓扑基本一致,这里不再过多赘述。图 7 分别为输出路数为奇数和偶数时的电路拓扑。开关管的电压应力为

$$V_{\text{MOS}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n v_{oi}, \text{ 故输出电压总和越小,开关管承受}$$

的反向电压也就越小。利用谐振电容 $C_i(i=1,2,\dots,n)$ 的充放电平衡特性, 仅需控制其中一条支路的输

出电流, 便可实现对 n 路输出的均流控制, 简化了控制, 降低了驱动电源的成本。

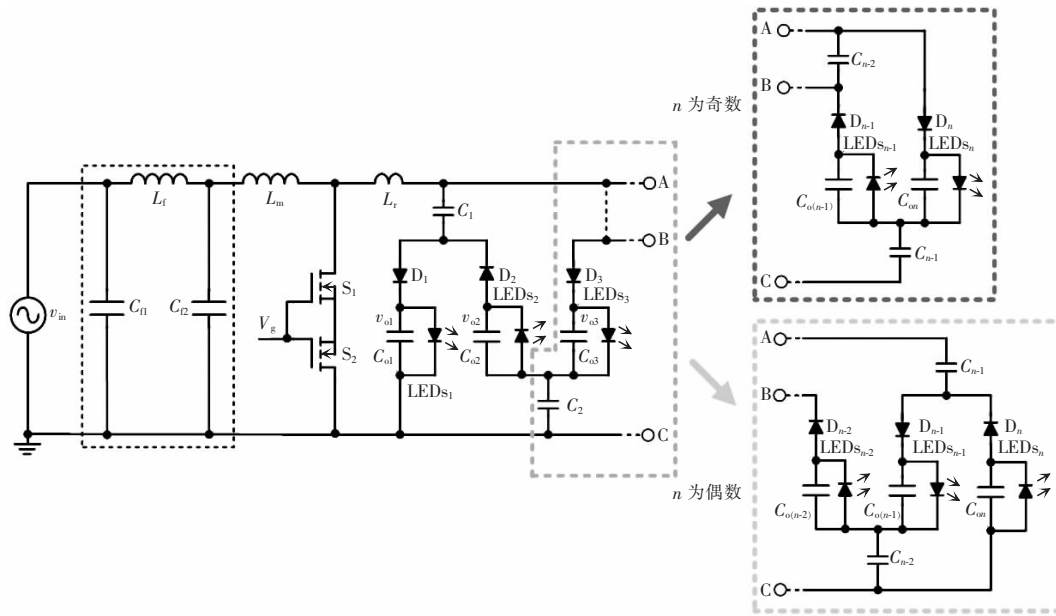


图 7 n 路均流输出的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源

Fig. 7 Resonant bridgeless Boost LED driver, in which the output current of n LED strings can be balanced

3 实验验证

为验证本文所提 LED 驱动电源的正确性及可行性, 设计并搭建了一台 140 W 的两路输出实验样机, 相应的电路参数如表 1 所示, 图 8 所示为该驱动电源的实验样机照片。在此驱动电源中, 控制芯片选用单级功率因数校正控制器 NCP1651, 开关频率被设置在 100 kHz。为满足额定负载下 $t_{on} > T_r/2$ 的条件, 谐振电容选用规格为 220 nF/400 V 的聚丙烯电容, 谐振电感 L_r 为 3.3 μ H, 远小于储能电感 L_m 的电感值。同时, 也搭建了一台 140 W 的谐振式有桥 Boost 两路输出对比样机, 其主电路拓扑如图 9 所示, 主电路元器件参数与控制回路均与无桥谐振 Boost 样机一致。

图 10 分别为 110 V 交流电压输入下实验样机的输入电压 v_{in} 与输入电流 i_{in} 波形。从图 10 中可以看出, 输入电流波形很好地跟随了输入电压波形, 测得的 PF 值分别为 0.989, 有效抑制了输入电流谐波, 实现了功率因数校正功能。

表 1 实验样机的电路参数

Tab. 1 Circuit parameters of prototype

参数	数值(型号)
整流桥 D_b	KBU610
滤波电感 L_r /mH	1
滤波电容 C_{n1} /nF	220
滤波电容 C_{n2} /nF	680
储能电感 L_m / μ H	840
谐振电感 L_r / μ H	3.3
谐振电容 C_r /nF	220
开关管 S_1, S_2	15N65
输出二极管 D_1, D_2	ES5J
输出电容 C_{o1}, C_{o2} / μ F	150
输出电压 v_{o1}, v_{o2} /V	200
输出电流 i_{o1} /mA	350
开关频率 f_s /kHz	100

图 11 为 110 V 交流电压输入下两路输出电压与输出电流启动波形。可以看出, 在短暂的震荡后电路稳态被迅速建立, 两路输出电流保持了良好的一致性, 平均电流差值在 2.0 mA 以下, 均流效果显著。此时两输出支路的输出电流纹波率分别为 5.15% 和 4.96%, 均小于输出电流的 8%, 满足参考

文献[12]中规定的相关纹波标准。同时,该电路不仅局限于双路均流输出,扩展后的拓扑也可应用于多路均流控制场合。110 V 交流输入时不同输出负载的输出电压与电流波形如图 12 所示。

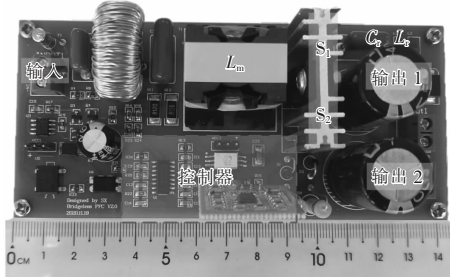


图 8 谐振式无桥型 Boost 样机照片

Fig. 8 Photo of prototype of resonant bridgeless Boost LED driver

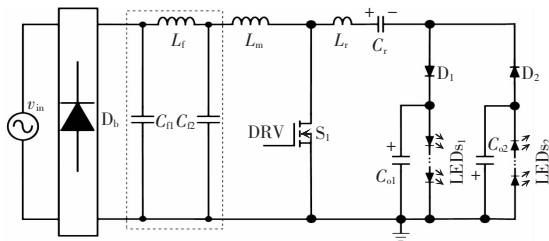


图 9 谐振式有桥 Boost 电路拓扑

Fig. 9 Circuit topology of resonant Boost LED driver with rectifier bridge

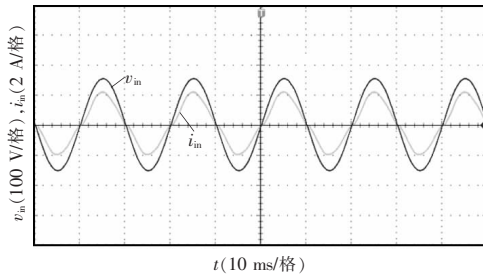


图 10 100 V 交流下的输入电压与输入电流波形

Fig. 10 Waveforms of input voltage and input current under 100 V

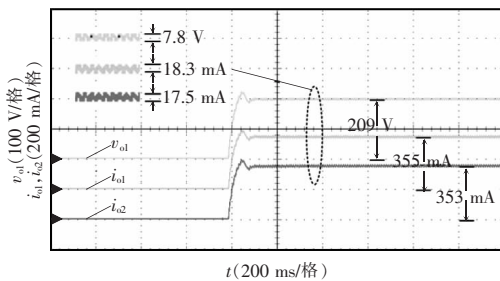
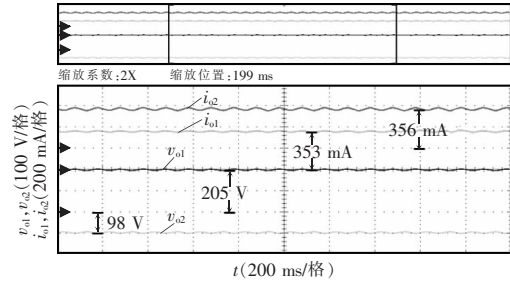
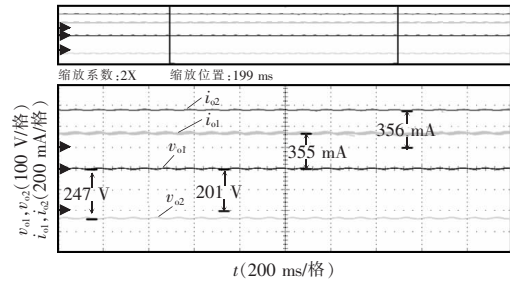


图 11 输出电流和输出电压波形

Fig. 11 Waveforms of i_{o1} , i_{o2} and v_{o1}



(a)输出支路 2 电阻 $R_{o2}=285.5 \Omega$

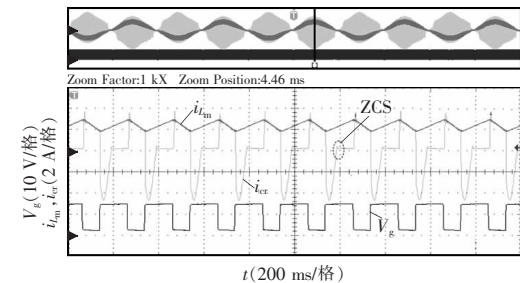


(b)输出支路 2 电阻 $R_{o2}=571 \Omega$

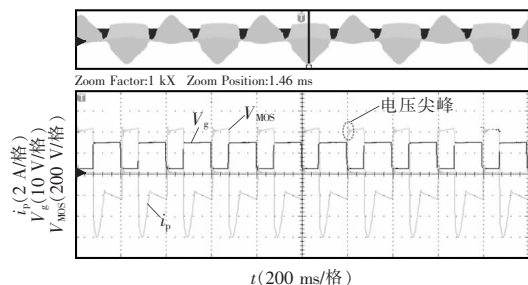
图 12 110 V 交流输入时不同输出负载的输出电压与电流波形

Fig. 12 Waveforms of output voltage and output current under different loads with input of 110 V

图 13 为 110 V 交流电压输入下的关键波形。



(a)电感电流 i_{Lm} 和开关管电流 i_p



(b)开关管 S_1 受到的电压应力和电流应力

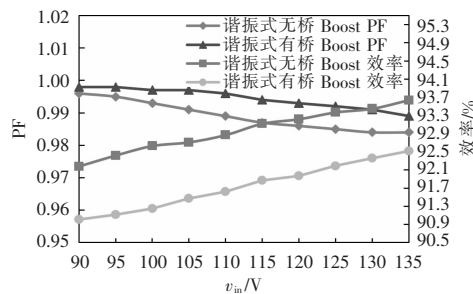
图 13 110 V 交流输入时的关键波形

Fig. 13 Key waveforms with input of 110 V

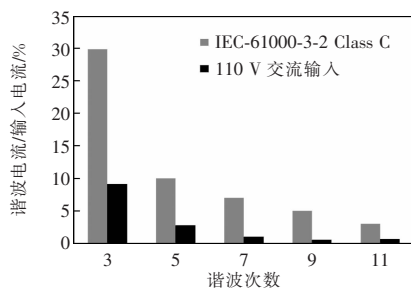
其中图 13(a)为驱动脉冲下的电感电流与开关管电流波形,可以看出电感电流工作在 CCM 模

式,在开关管导通的阶段谐振电流减小至 0,即 $t_{on} > T_r/2$,输出二极管实现了零电流关断。图 13(b)为开关管两端的电压及流过的电流波形,电流峰值为 6 A,两端电压为 420 V,与理论值 409 V(两路实际输出电压之和)较为接近。

图 14(a)为该谐振式无桥 Boost 实验样机与谐振式有桥 Boost 对比样机的 PF 值与效率对比曲线图,可以看出,随着输入电压的升高,本文提出的谐振式无桥 Boost 实验样机的效率不断攀升,最高效率达到了 93.64%,比谐振式有桥 Boost 对比样机高出 1.12%。在输入电压范围内,谐振式无桥 Boost 实验样机的效率始终高于谐振式有桥 Boost 对比样机,可知本文所提出的驱动电源具有较高的效率。图 14(b)为谐振式无桥 Boost 实验样机的输入电流谐波含量图,可以看出输入电流各次谐波均满足 IEC-61000-3-2 Class C 限制。



(a) PF 值及效率曲线



(b) 输入电流谐波含量

图 14 PF、效率以及输入电流谐波含量曲线

Fig. 14 Curves of PF, efficiency and harmonic content of input current

4 结语

本文提出并研究了一种基于无源均流的谐振式无桥型 Boost LED 驱动电源,分析了该电路的工

作原理与特性。该驱动电源将输入整流桥用有源开关代替,具备高效率、高功率因数的同时实现了多路输出的均流控制,提高了驱动电源的可靠性。该驱动电源 2 个有源开关由同一驱动信号驱动,控制简单。此外,该谐振式无桥型驱动电源的输出与输入共地连接,具有共模噪声低的优点。与此同时,该拓扑还可扩展为多路均流输出以满足不同的实际应用需求。最后,搭建了一台效率可达 93.64% 的 140 W 实验样机,验证了理论分析的正确性与可行性。

参考文献:

- [1] 汪飞, 钟元旭, 阮毅. AC-DC LED 驱动电源消除电解电容技术综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 176-185.
Wang Fei, Zhong Yuanxu, Ruan Yi. A review of eliminating electrolytic capacitor in AC-DC light-emitting diode drivers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 176-185 (in Chinese).
- [2] Qu Xiaohui, Wong S C, Tse C K. An improved LCLC current-source-output multistring LED driver with capacitive current balancing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5783-5791.
- [3] Choi S, Kim T. Symmetric current-balancing circuit for LED backlight with dimming [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(4): 1698-1707.
- [4] Wu Xinke, Zhang Junming, Qian Zhaoming. A simple two-channel LED driver with automatic precise current sharing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(10): 4783-4788.
- [5] Wu Xinke, Hu Chen, Zhang Junming, et al. Analysis and design considerations of LLC resonant multioutput DC/DC LED driver with charge balancing and exchanging of secondary series resonant capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 780-789.
- [6] Electromagnetic compatibilit(EMC) - Part 3-2: Limits - limits for harmonic current emissions(equipment input current=16 A per phase): DS/EN IEC 61000-3-2: 2009 [S]. Danish Standards, 2009.
- [7] Jeong Y, Kim J K, Moon G W. A bridgeless dual boost rectifier with soft-switching capability and minimized additional conduction loss [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2226-2233.

- [8] Bin Muhammad K S, Lu D D C. ZCS bridgeless boost PFC rectifier using only two active switches [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2795-2806.
- [9] Ryu M, Baek J, Kim J, et al. Electrolytic capacitor-less, non-isolated PFC converter for high-voltage LEDs driving [C]// 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. Jeju, Korea(South): IEEE, 2011: 499-506.
- [10] Lin Xiang, Wang Faqiang. New bridgeless buck PFC converter with improved input current and power factor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7730-7740.
- [11] Kong P J, Wang Shuo, Lee F C. Common mode EMI noise suppression for bridgeless PFC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 291-297.
- [12] IEEE recommended practices for modulating current in high-brightness LEDs for mitigating health risks to viewers:

IEEE Standard 1789-2015 [S]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015.



史旭

作者简介:

史旭(1995-),男,硕士研究生。研究方向:电力电子与电力传动。E-mail:2510078865@qq.com。

刘雪山(1981-),男,博士,副教授。研究方向:高频开关变换器拓扑机器控制技术、电力电子技术及其应用。E-mail:xueshan5851@163.com。

周群(1966-),女,博士,教授。研究方向:新能源与电力电子。E-mail:zhouqunsc@163.com。

王春涛(1998-),男,通信作者,硕士研究生。研究方向:电力电子与电力传动。E-mail:1040016769@qq.com。