

一种无电解电容高压大功率LED驱动电源

黄玉水¹,徐爽¹,鲍建宇²,易元³

(1.南昌大学 信息工程学院,江西 南昌 330031;2.宁波财经
学院 机械与电气工程学院,浙江 宁波 315175;3.山东
工商学院 信息与电子工程学院,山东 烟台 264005)

摘要:传统的发光二极管(LED)驱动电源普遍采用电解电容作为储能元件,其相对较短的寿命成为制约LED驱动电源寿命的重要因素。为此,提出采用一种新型的电流型五电平DC-DC电路来搭建LED驱动电源。不仅去除了电解电容,延长了LED驱动电源的使用寿命,还能实现高输入功率因数 and 恒流驱动LED负载。详细分析了这种LED驱动电源的工作原理以及多电平PWM调制技术。最后基于PSIM仿真环境搭建系统模型,仿真结果验证了LED驱动电源拓扑的可行性。

关键词:LED驱动;电解电容;五电平;高功率因数;恒流

中图分类号:TM923 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19324

A High Voltage and High Power LED Driver Without Electrolytic Capacitor

HUANG Yushui¹, XU Shuang¹, BAO Jianyu², YI Yuan³

(1. School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330031, Jiangxi, China;
2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Ningbo Institute of Finance and Economics,
Ningbo 315175, Zhejiang, China; 3. School of Information and Electronic Engineering,
Shandong Technology and Business University, Yantai 264005, Shandong, China)

Abstract: Electrolytic capacitance is commonly used as energy storage component in traditional LED drive power supply. The relatively shorter life is an important restricting factor to the life of LED drive power supply. Therefore, a new type of current five-level DC-DC circuit was proposed to build LED drive power. Not only the electrolytic capacitance was removed, but also the service life of LED drive power was extended, and high input power factor and constant current drive LED load could be realized. The working principle of this kind of LED drive power supply and the multi-level PWM modulation technology were analyzed in detail. Finally, the system model was built based on PSIM simulation environment. The simulation results verify the feasibility of LED drive power topology.

Key words: lighting emitting diode driver; electrolytic capacitor; five-level; high power factor; constant current

近年来,随着半导体技术的飞速发展,发光二极管(light emitting diode, LED)作为一种新型光源,凭借其节能环保、安全可靠、寿命长等优点发展迅速,成为市场上的主导产品^[1]。LED驱动电源大多使用交流供电,因此需要进行电路变换将交流电转换为所需要的直流电,并产生一个可控的直流恒流源来驱动LED工作。在变换电路中,储能元件普遍使用电解电容,用以维持输入输出功率的平衡。常规的电解电容在环境温度为50℃时的寿命仅约为10 000 h,然而,LED自身寿命通常可达100 000 h。电解电容的短寿

命大大的限制了LED驱动电源的使用寿命。因此,使用其他长寿命电容替代或者直接规避使用电解电容逐渐成为LED驱动电源研究的热点之一^[2]。

针对无电解电容LED驱动电源输入输出功率的不平衡,国内外学者提出的驱动方案主要包括以下3种。谐波调制法:文献[3]提出在输入电流注入3次和5次谐波以降低输入电流的峰均比,减小输入输出功率的脉动差,使储能电容容值减小。但注入谐波使功率因数有所降低;脉动电流驱动LED法:通过控制输出电流的脉动,使

得输出功率的脉动值同步于瞬时输入功率的大小。文献[4]设计完成脉动电流驱动LED的驱动电路,缺点是输出电流含有较多的2倍工频分量;增加辅助储能元件法:借助辅助储能元件平衡输入输出功率差,该方法能量传递到输出需经过两次变换,因此效率偏低。

本文提出一种无电解电容高压大功率LED驱动电源,该电源主电路为电流型五电平DC-DC电路^[5],由于采用电流型电路,可以省去二极管整流电路后的电解电容滤波电路,从而大大提高驱动电源的寿命;该电路采用多电平PWM调制技术^[6],使得输入电流为五电平PWM波形,谐波含量低;同时使输入电流经滤波后的相位与电网电压基本保持一致,即无需额外的功率因数校正电路即可获得很高的网侧功率因数。并且将二极管整流电路后的正弦脉动波变换为可控的直流电流,实现恒流驱动LED负载。文章详细分析该变换器的工作原理,并通过仿真验证了理论的正确性。

1 无电解电容LED驱动电源工作原理

1.1 主电路

无电解电容LED驱动电路如图1所示。

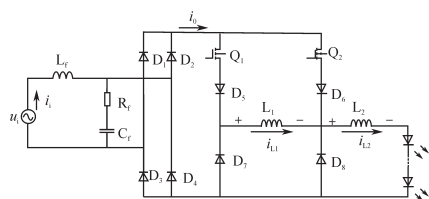


图1 无电解电容LED驱动电路

Fig.1 The drive circuit of LED without electrolytic capacitor

图1中,整个LED驱动电路由以下几部分组成:二极管桥式整流电路、电流型五电平DC-DC电路、LED阵列。

1)整流电路:由 D_1, D_2, D_3, D_4 组成二极管桥式整流电路,结构简单且成本较低;电感 L_r 、电容 C_r 、电阻 R_r 构成输入端滤波电路,对DC-DC电路产生的五电平电流滤波处理后得到平滑的正弦波电流。

2)电流型五电平DC-DC电路:开关管MOSFET Q_1 和 Q_2 ,二极管 D_5, D_6, D_7, D_8 ;以及电感 L_1, L_2 构成电流型五电平DC-DC主电路。多电平PWM调制技术的引入,既通过降低开关频率提高了系统的转换效率,还使输入电流为谐波含量

低的五电平PWM波,减少了对电网的污染。LED是电流型器件,采用恒流驱动将整流后的正弦脉动波变换成波纹较低的直流电流,也更易实现恒流控制。

3)LED阵列:可以根据现实功率需求,采用适当的串、并联组合。

1.2 电流型五电平DC-DC主电路工作原理

当同一时段有大量的LED驱动电源接入电网时,如果这些驱动电源的功率因数较低,就会产生大量无法抵消的低次谐波,使得电网中线上电流过大,引发故障。因此驱动电路的功率因数以及谐波应当符合国标IEC61000—3—2^[7]的谐波要求。

为满足驱动电源高功率因数的要求,LED驱动电源中通常具备功率因数校正(power factor correct, PFC)功能。图1所示无电解电容LED驱动电路中采用多电平PWM调制技术,通过控制 Q_1 和 Q_2 通断的不同组合,使得输入电流为五电平PWM波形,谐波含量低;滤波后输入端电流接近正弦波,且与电网电压同相位。电路具有高输入功率因数。从而避免增加额外的PFC电路使电路复杂化。

图2为一个假设的LED驱动电源的理想输入电压和电流波形。在这种理想情况下,输入电压与五电平输入电流的基波分量之间的位移角 φ 为零。

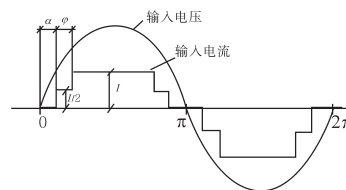


图2 理想的输入电压和输入电流

Fig.2 Ideal input voltage and input current

根据功率因数的表达式:

$$PF = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1)$$

通过控制 α 和 φ ,可以减小输入电流的总谐波失真(total harmonic distortion, THD),使驱动电源处于高功率因数运行状态。

图3给出了电流型五电平DC-DC电路在输入电压和输入电流正半周期的5阶段示意图,5个阶段对应的等效电路图如图4所示。电感 L_1 起到分流,均流的作用,电感 L_2 起到平波作用。

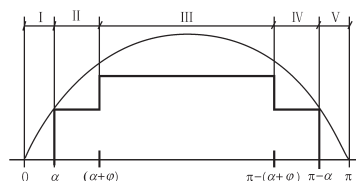


图3 5阶段示意图

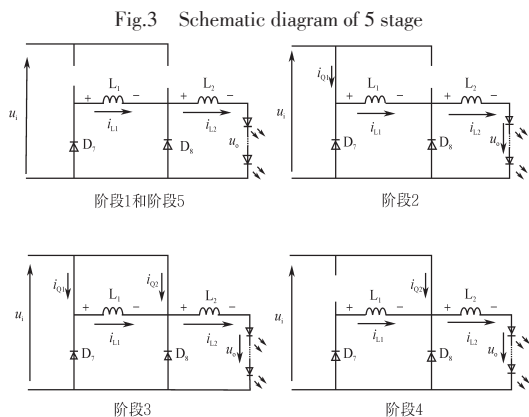


图4 5阶段等效电路图

Fig.4 Equivalent circuit diagram of 5 stages

假设开关 Q_1, Q_2 (见图1)为理想状态,其五电平电流的产生机理如下:

阶段1: $\omega t = [0 \sim \alpha](Q_1=0, Q_2=0)$: i_0 电流为0; 存储于电感 L_2 的能量向负载端供电, L_1 被 D_7 和 D_8 短路。

阶段2: $\omega t = [\alpha \sim \alpha + \varphi](Q_1=1, Q_2=0)$: i_0 电流为 $I/2$; 存储于电感 L_2 的能量向负载端供电, 电源 u_i 给电感 L_1 充电, 电流 i_{L1} 增加。

阶段3: $\omega t = [\alpha + \varphi \sim \pi - (\alpha + \varphi)](Q_1=1, Q_2=1)$: i_0 电流为 I ; 电源 u_i 经电感 L_2 向负载端供电, 并给电感 L_2 充电, 电流 i_{L2} 略微增大, L_1 被 Q_1 和 Q_2 短路。

阶段4: $\omega t = [\pi - (\alpha + \varphi) \sim \pi - \alpha](Q_1=0, Q_2=1)$: i_0 电流为 $I/2$; 电源 u_i 经电感 L_2 向负载端供电, 并给电感 L_2 充电, 电流 i_{L2} 略微增大; 电感 L_1 经电感 L_2 , 负载和 D_7 构成回路, 电流减小。

阶段5: $\omega t = [\pi - \alpha \sim \pi](Q_1=0, Q_2=0)$: i_0 电流为0; 该阶段同阶段1。

表1给出了电流型五电平DC-DC电路的开关组合与输入电流电平之间的对应关系。

表1 电流型五电平DC-DC电路的开关组合表

Tab.1 Switch combination meter for current type five-level DC-DC circuit

阶段	开关组合	输入电流
1	$Q_1=0, Q_2=0$	0
2	$Q_1=1, Q_2=0$	$I/2$
3	$Q_1=1, Q_2=1$	I
4	$Q_1=0, Q_2=1$	$I/2$
5	$Q_1=0, Q_2=0$	0

2 多电平PWM调制技术

基于载波垂直分布技术的PWM方法是是目前使用较多的多电平PWM控制方法之一^[8]。多载波垂直分布SPWM调制技术的基本思想是:在调制波的负半周,调制波与零参考线以上的所有载波进行比较,当调制波每大于一个载波时,便输出一个正的台阶电压,否则输出零电平;在调制波的正半周,调制波与零参考线以下的所有载波进行比较,当调制波每小于一个载波时,便输出一个负的台阶电压,否则输出零电平^[9]。

如将这种调制思想拓展到电流型五电平DC-DC变换器中,则需对传统的多载波PWM调制技术进行简化,并结合输入电压整流后的波形是周期为 180° 的正弦脉动波,因此仅采用2个三角载波即可。

另一种改进的多电平PWM调制技术为:在调制波的1个周期内,调制波与相位相差 180° 的2个载波进行比较,当调制波每大于1个载波时,变换器则产生1个正的台阶电平,小于则输出零电平。

图5为五电平PWM调制方法的示意图,其中含有1个正弦脉动调制波(W_m)2个三角载波(W_{c1} 和 W_{c2}),2个三角载波都在零参考线之上,相位之间相差 180° 。任一时刻,正弦脉动调制波都会和两个三角载波比较得出相应结果,根据电流型五电平DC-DC电路的工作原理,都给出1个对应的开关组合。

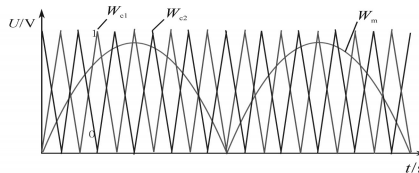


图5 PWM调制方法

Fig.5 Modulation method of PWM

PWM调制的闭合开关组合与输入电流电平的对应关系如表2所示。

表2 PWM调制的开关组合表

Tab.2 Switch combination table of PWM modulation

比较表达式	开关组合	输入电流
$W_m > W_{c1}, W_m > W_{c2}$	$Q_1=1, Q_2=1$	I
$W_{c2} < W_m < W_{c1}$	$Q_1=1, Q_2=0$	$I/2$
$W_{c1} < W_m < W_{c2}$	$Q_1=0, Q_2=1$	$I/2$
$W_m < W_{c1}, W_m < W_{c2}$	$Q_1=0, Q_2=0$	0

3 自均流特性

3.1 自均流特性分析

电流型五电平DC-DC变流器拓扑利用分流电感产生各级中间电平电流^[10],图1拓扑实现五电平输入电流的必要条件之一是:分流电感(L_1)电流 i_{L1} 应稳定在平波电感(L_2)电流 i_{L2} 的1/2。因而,有必要对分流电感 L_1 的均流能力进行研究。

根据图4给出的电流型五电平DC-DC变流器五个阶段的等效电路,并假设理想情况下,各器件的通态电阻为零,分流电感无内阻。可以得出:

1)当电路状态处于阶段1、阶段3和阶段5时,如图3所示,即期望输入电流 $i_0=0$ 和 I 时,分流电感 L_1 被 Q_1 和 Q_2 短路。电感电流 i_{L1} 保持不变。

2)当电路状态处于阶段2和阶段4时,期望输入电流 i_0 都为 $I/2$,当处于阶段2时,加在分流电感 L_1 上的电压为 u_i-u_0 ,电感电流 i_{L1} 将会增大;当处于阶段4时,加在分流电感 L_1 上的电压为 $-u_0$,电感电流 i_{L1} 将会减小。因此在1个周期内,电路具有一定的自均流能力。

3.2 均流闭环控制

由以上分析可知,在1个周期内,当开关 Q_1 , Q_2 同时导通或关断时,电感电压 $u_{L1}=0$,无需考虑均流控制。当开关 Q_1 , Q_2 只导通1个时,输入电流 i_0 都等于 $I/2$,但 u_{L1} 的电压极性却正好相反,因此如果能根据电感电流 i_{L1} 的大小,有选择地对这2种开关组合进行控制,则有可能保持分流电感上所承受的平均电压为零,从而维持分流电感电流平衡以实现均流调节作用。

由此提出1种均流闭环控制方法:采样2个电感电流 i_{L1} , i_{L2} ,将 i_{L1} 的值与 $1/2 i_{L2}$ 值进行比较,当 $i_{L1} > 1/2 i_{L2}$ 时,控制开关 Q_1 关断、 Q_2 导通, $u_{L1} < 0$,使电流 i_{L1} 逐渐减小;而当 $i_{L1} < 1/2 i_{L2}$ 时,控制开关 Q_1 导通、 Q_2 关断,这时 $u_{L1} > 0$ 使电流 i_{L1} 又开始逐渐增大;经过这样不断地调整,直至 $\Delta i = 0$ 时, u_{L1} 才等于0,即当电流 $i_{L1} = 1/2 i_{L2}$ 时才达到稳态。

4 仿真验证

为验证拓扑的正确性,本文采用上述多电平PWM调制技术对单相电流型五电平DC-DC变流器进行了仿真研究。仿真时,载波比为60;其中单相电流型五电平DC-DC变换器的仿真参数为:电压源 $u_i=220$ V,频率50 Hz;主电路中分流电感 $L_1=1$ mH,平波电感 $L_2=4.7$ mH;滤波电感 $L_f=$

1 mH,滤波电容 $C_f=10$ mF,滤波电阻 $R_f=3.3$ W;单个大功率LED参数电压为3 V,电流为350 mA,负载为10个LED串联为1组,4组并联构成的LED阵列。

图6为输入端仿真图和输入电流谐波频谱。

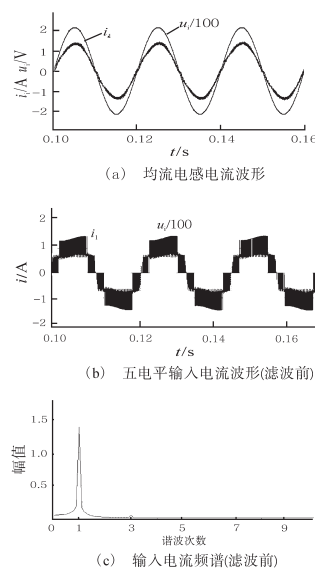


图6 输入端仿真图和输入电流谐波频谱

Fig.6 Input terminal simulation diagram and input current harmonic spectrum

图6a为驱动电源输入电压和滤波后的输入电流波形图,可见滤波后的输入电流波形非常接近正弦波。图6b说明经变换器得到了较理想的五电平PWM波形。图6c为输入电流对应的谐波频谱。可以看出谐波含量较少,几乎可以忽略不计,其中THD为4.8%, φ 为0,根据式(1)计算可得,功率因数PF约等于1。仿真结果表明,驱动电源使用电流型五电平DC-DC变流器,无需功率校正电路,即可获得很高的网侧功率因数。

图7为电感电流仿真波形。

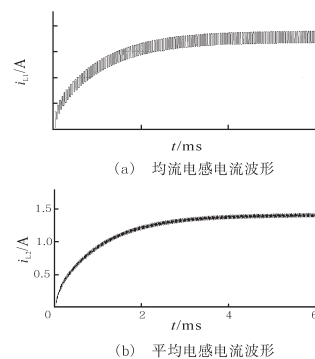


图7 电感电流仿真波形

Fig.7 Inductor current simulation waveform

由图7a所示均流电感电流波形图可以看出,采用均流控制后,均流电感电流 i_{L1} 基本稳定在 $1/2 i_{L2}$,均流效果明显;图7b所示为平波电感 i_{L2} 的波形图,经计算,电流纹波基本保持在平均电流的5%,驱动电源的输出恒流性良好。

5 结论

对于电解电容限制LED驱动电源中照明系统使用寿命的问题,本文提出了一种无电解电容高压大功率LED驱动电源,可以规避电解电容的使用,提高了电源系统的使用寿命,进而提高了整个LED照明系统的可靠性。

此外,对电流型五电平DC-DC变换器采用多电平PWM调制技术,使得输入电流为五电平PWM波形,谐波含量低,实现高输入功率因数以及将整流电路后的正弦脉动波变换成可控的直流电流实现LED负载的恒流驱动。

最后,通过仿真对所述相关结论进行了验证。

参考文献

- [1] 张艺文,金科.一种单级式高功率因数无电解电容AC/DC LED驱动电源[J].中国电机工程报,2015,35(22):5851-5858.
- [2] 陈武,王广江.一种高功率因数无电解电容LED恒流驱动电源[J].电工技术学报,2013,28(11):216-222.

- [3] Wang B, Ruan X, Yao K, *et al.* A Method of Reducing the Peak-to-average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-less AC-DC Drivers[J]. IEEE Transactions of Power Electronics, 2010, 25(3):592-601.
- [4] Ni J, Zhang F, Yu Y, *et al.* High Power Factor, Low Voltage Stress, LED Driver Without Electrolytic Capacitor[C]// 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG). IEEE, 2011:1-6.
- [5] Teixeira E C, Braga H. A High Power Factor Single-phase Rectifier Based on a Current Multilevel Buck Converter[C]//Proc. of the 6th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP' 2001), 2001:180-185.
- [6] 鲍建宇,鲍卫兵,张仲超.单相电流型多电平变流器自均流特性[J].电工技术学报,2010,25(4):89-94.
- [7] Lamar D G, Sebastian J, Arias M, *et al.* On the Limit of the Output Capacitor Reduction in Power Factor Correctors by Distorting the Line Input Current [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3):1168-1176.
- [8] 王立乔,黄玉水,刘兆桑,等.多电平变流器多载波PWM技术的研究[J].浙江大学学报(工学版), 2005, 39(7):1025-1030.
- [9] 鲍建宇.电流型多电平变流器拓扑及其控制策略的研究[D].杭州:浙江大学,2007.
- [10] 白志红,张仲超.一类单相电流型多电平逆变器拓扑及其PWM方法的研究[J].中国电机工程报,2007,27(25):73-77.

收稿日期:2018-07-20

修改稿日期:2018-10-19

(上接第96页)

- 中的SPLL改进研究[J].电子技术应用,2017,43(3):145-148.
- [7] 周尚筹,钱文姝,杨昊.基于PSO和LS的电力系统谐波估计方法研究[J].陕西电力,2016,44(4):28-32.
- [8] 何君如,杨俊华,吴捷.基于改进PSO-prony算法的谐波和简谐波分析[J].陕西电力,2016,44(4):33-38.
- [9] 付贤东,康喜明,卢永杰,等.全相位FFT算法在谐波测量中的应用[J].电测与仪表,2012,49(2):19-22.
- [10] 闵勇,丁仁杰,韩英铎,等.自适应调整采样率的相量在线测量算法研究[J].电力系统自动化,1998,22(10):10-13.

- [11] Li W, Vanfretti L, Chow J H. Pseudo-dynamic Network Modeling for PMU-based State Estimation of Hybrid AC/DC grids [J]. IEEE Access, 2018, 6:4006-4016.
- [12] 彭咏龙,张坤峰,李亚斌,等.基于自适应算法的谐波检测方法研究[J].电测与仪表,2018,55(9):6-10.
- [13] 段锐敏,刘河林,闫涵,等.含混合直流异步联网的云南电网谐振特性研究[J].智慧电力,2018,46(3):55-61.

收稿日期:2018-07-20

修改稿日期:2018-10-17